

**Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт
радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН**

На правах рукописи



Мохсени Тимур Исхакович

**Относительная передача информации на основе хаотических
радиоимпульсов**

Специальность: 1.3.4 – Радиофизика

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:
**Доктор физико-
математических наук,
профессор А.С. Дмитриев**

Москва 2025

Оглавление

Введение	4
Глава 1. Некогерентные схемы связи на основе хаотических сигналов	16
1.1. Введение.....	16
1.2. Относительная хаотическая манипуляция (Differential Chaos Shift Keying – DCSK).....	17
Помехоустойчивость DCSK.....	20
1.3. Манипуляция с корреляционной задержкой (Correlation Delay Shift Keying – CDSK).....	21
Помехоустойчивость CDSK.....	23
1.4. Частотно модулированная относительная хаотическая манипуляция (Frequency Modulated Differential Chaos Shift Keying – FM-DCSK)	24
Помехоустойчивость FM-DCSK	27
1.5. Прямохаотическая схема связи	28
Характеристики ПХСС в каналах с белым шумом	29
Экспериментальная реализация систем связи на основе ПХСС	30
Макет малогабаритного радиопередатчика	32
1.6 Выводы.....	36
Глава 2. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов.....	37
2.1. Введение.....	37
2.2. Описание схемы	39
2.3. Математическая модель	42
2.4. Результаты моделирования	44
2.5. Выводы.....	48
Глава 3. Аналитические оценки характеристик схемы.....	50
3.1. Введение.....	50
3.2. Аналитические оценки	50
3.3. Сверх- и Гиперширокополосные средства связи.....	55
3.4. Анализ помехоустойчивости схемы относительной передачи	56
3.5. Выводы.....	60

Глава 4. Множественный доступ в схеме относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов	61
4.1. Введение.....	61
4.2. Множественный доступ	61
4.3. Математическая модель	65
4.4. Результаты моделирования	67
4.4.1. Результаты моделирования для двух пар приемопередатчиков	68
4.4.2. Результаты моделирования для четырех пар приемопередатчиков	71
4.5. Выводы.....	76
Глава 5. Экспериментальное исследование схемы относительной передачи на основе хаотических радиоимпульсов	77
5.1. Введение.....	77
5.2. Структурная схема макета $(DC)^2$	77
5.2.1. Передатчик.....	77
5.2.2. Приемник	79
5.3. Макет схемы $(DC)^2$	80
5.3.1. Макет передатчика.....	81
5.3.2. Макет приемника	84
5.4. Результаты эксперимента	85
5.5. Реакция приемника на немодулированный шумовой импульс.....	88
5.6. Выводы.....	91
Заключение.....	92
Список литературы.....	93

Введение

Динамический хаос – это явление, которое изучают уже более полувека [1, 2] в различных научных и технических областях. Оно представляет собой сложные непериодические колебательные процессы, воспроизводимые нелинейными динамическими системами. Многие его свойства и особенности достаточно хорошо изучены [3–23]. Использование в электронике и технике связи, в задачах, связанных с построением новых подходов к передаче информации, является одним из перспективных практических приложений динамического хаоса. Преимущества динамического хаоса для решения таких задач непосредственно связаны с его свойствами [24–31]: возможностью получения сложных широкополосных колебаний со сплошным спектром при помощи простых по структуре устройств; способностью к реализации нескольких хаотических мод в одном источнике хаотических колебаний; разнообразием способов ввода информационного сигнала в хаотический; возможностью самосинхронизации передающего устройства с приемным и др.

Работы по использованию динамического хаоса для передачи информации, в частности беспроводной передачи информации, ведутся как минимум с начала 90-х годов двадцатого века. Кроме общего и давнего интереса к схемам связи с использованием шумовых и шумоподобных сигналов [32–36], в динамическом хаосе исследователей привлекло такое явление как хаотическая синхронизация [37, 38]. Именно на него возлагались большие надежды при разработке первых схем связи с использованием хаотических сигналов [39–44].

Однако довольно быстро выяснилось, что предложенные схемы значительно более чувствительны к шумам и искажениям в канале связи, чем традиционные схемы передачи, использующие регулярные сигналы [45]. Поэтому были предприняты попытки использования динамического хаоса для передачи информации без использования явления хаотической синхронизации. В первую очередь они были связаны с использованием способов относительной передачи, в которых вместе с сигналом, несущим информацию, через канал передается

опорный сигнал, а в приемнике осуществляется их взаимная корреляция для детектирования принятых бит. К тому времени эти методы были хорошо известны, в том числе для шумовых и шумоподобных сигналов [34, 35]. Однако хаотические сигналы «вдохнули» в них новую жизнь.

Наиболее популярной стала схема относительной хаотической манипуляции (Differential Chaos Shift Keying – DCSK), предложенная в работах [46, 47]. В DCSK при передаче каждый двоичный информационный символ представляется в виде двух последовательных фрагментов хаотического сигнала с продолжительностью половины битового интервала каждый. При этом второй фрагмент хаотического сигнала является либо копией первого, либо его инвертированной копией. Первый фрагмент выступает в качестве опорного, второй фрагмент несет информацию. Последовательность таких пар хаотических фрагментов передается в канал связи. В приемнике двоичный информационный символ для каждой пары переданных фрагментов хаотического сигнала определяется путем сравнения результата корреляции второго фрагмента хаотического сигнала из пары и первого фрагмента с нулевым порогом. Результат корреляции больше нуля (первый и второй фрагменты хаотического сигнала в паре совпадают) соответствует передаче «1», результат корреляции меньше нуля (второй фрагмент хаотического сигнала в паре инвертирован по отношению к первому) соответствует передаче «0».

Чтобы получить идентичные фрагменты хаотического сигнала, служащие в качестве опорного и несущего информацию при передаче, используется задержка сигнала, равная половине времени продолжительности бита. При физической реализации схемы связи, использующей метод модуляции DCSK, блоки модуляции и демодуляции, отвечающие за задержку сигнала, будут иметь тракт с эквивалентной длиной, равной произведению скорости света на половину длительности битового интервала. Соответственно, при скорости передачи 500 Кбит/с длительность задержки будет порядка микросекунды, а необходимая длина тракта для задержки сигнала будет составлять около 300 м. Такие требования значительно усложняют реализацию компактных систем связи,

использующих DCSK и аналоговые хаотические сигналы. Потенциальным решением проблемы больших задержек является переход к цифровым методам формирования фрагментов хаотического сигнала. Однако в этом случае вступают в силу серьезные ограничения по возможной максимальной скорости передачи.

Еще две схемы с относительной передачей: схема манипуляции с корреляционной задержкой (Correlation Delay Shift Keying – CDSK) и схема симметричной хаотической манипуляции (Symmetric Chaos Shift Keying – SCSK) были предложены и проанализированы в работе [48]. Но, как показали сами авторы, характеристики этих схем оказались на 2–3 дБ хуже в каналах с белым шумом, чем у схемы DCSK и особого интереса к ним в дальнейшем не наблюдалось.

Таким образом, к началу 2000 годов появились схемы применения хаотических сигналов для систем беспроводных коммуникаций на основе методов относительной передачи, которые по своим статистическим характеристикам были близки к классическим узкополосным системам связи. Однако даже у лучшей из них были проблемы с практической реализацией.

Следует отметить, что техника генерации хаоса в микроволновом диапазоне, а также ряд других критических элементов, необходимых для создания беспроводных средств коммуникаций были, уже в значительной степени готовы к появлению практически реализуемых схем [49, 50].

Такая схема была предложена в 2000 году [51–53]. Это была прямохаотическая схема связи (ПХСС), использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. В последующие годы она успешно развивалась: на ее основе удалось создать малогабаритные сверхширокополосные приемопередатчики и сети на их основе. Она также была принята в качестве опционального решения в стандарт сверхширокополосной персональной беспроводной связи IEEE 802.15.4a.

Актуальность работы. На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной и используемой схемой беспроводной связи на основе динамического хаоса. Кроме того, она играет важную роль в развитии

сверхширокополосных средств беспроводной связи [54–58] и в сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетях различного назначения. Вместе с тем современные требования к беспроводным средствам коммуникаций бросают новые вызовы. В первую очередь это относится к массовому применению беспроводных, малопотребляющих, достаточно высокоскоростных средств связи для Интернета вещей, Интернета для робототехники и других массовых применений. Эти задачи требуют расширения возможностей средств связи с хаотическими сигналами, включая разработку и применение новых методов модуляции, разделения каналов и множественного доступа. Необходимость решения этих вопросов определяет актуальность диссертации.

Цель диссертационной работы состоит в разработке и экспериментальной апробации прямохаотической схемы относительной передачи/приема информации $((DC)^2$ – Direct Chaotic Differentially Coherent transmission scheme), обладающей существенно более широкими возможностями по методам модуляции, разделению каналов и типам множественного доступа по сравнению с исходным вариантом прямохаотической схемы связи с энергетическим приемом, при отсутствии необходимости использования задержек большой длительности, присущей схеме относительной передачи DCSK.

Основные задачи, решаемые в работе.

- создание схемы относительной передачи/приема данных на основе хаотических радиоимпульсов, с малыми длительностями задержек;
- теоретический анализ помехоустойчивости предлагаемой схемы относительной передачи;
- реализация и исследование математической модели предлагаемой схемы относительной передачи;
- разработка метода многопользовательского доступа для предлагаемой схемы и его исследование;
- проектирование, сборка и экспериментальная оценка работоспособности лабораторного макета схемы относительной передачи.

Научная новизна результатов заключается в том, что:

- предложена и разработана схема относительной передачи/приема информации, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, в которой отсутствует проблема задержек большой длительности, свойственная известным существующим схемам относительной передачи на основе хаоса,
- предложена, построена и исследована математическая модель прямохаотической схемы относительной передачи, и осуществлены комплексные расчеты ее динамики;
- получены теоретические оценки помехоустойчивости предлагаемой прямохаотической схемы относительной передачи;
- предложен метод разделения каналов на основе корреляционных свойств хаотических радиоимпульсов и исследованы возможности его применения для многопользовательского доступа в прямохаотической схеме относительной передачи;
- создан и испытан экспериментальный макет прямохаотической схемы относительной передачи по проводному каналу связи.

Теоретическая и практическая значимость работы заключается в том, что предложена прямохаотическая схема относительной передачи/приема, использующая задержки с малой длительностью, что делает ее практически реализуемой. Предложенная схема исследована и экспериментально апробирована. Результаты работы могут быть использованы при разработке и создании сверхширокополосных приемопередатчиков для систем связи, в том числе систем связи с множественным доступом и беспроводных сенсорных сетей.

Методология и методы исследования.

В работе использовались следующие методы исследования: 1) теоретическое исследование поставленной задачи и поиски путей ее решения; 2) компьютерное моделирование; 2) создание макетов компонентов схемы передачи, макета схемы передачи в целом и их экспериментальное исследование. На этапе теоретического исследования была создана структурная модель новой прямохаотической схемы

относительной передачи. На этапе компьютерного моделирования была разработана и построена математическая модель предложенной схемы, представляющая собой систему дифференциальных уравнений, переменные которой описывают поведение сигнала в различных точках схемы. Модель была реализована в виде программы в среде MatLab и численно исследована. Экспериментальные исследования были проведены на специально созданном лабораторном макете предложенной схемы, включающей в себя передатчик и приемник схемы, соединенные каналом связи в виде фрагмента высокочастотного кабеля. Передатчик макета состоит из источника хаотических радиоимпульсов, делителя мощности пополам, модулятора, задержки на время большее или равное времени автокорреляции и сумматора. Приемник состоит из делителя мощности пополам, задержки, идентичной задержке в передатчике, перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ), выступающего в качестве интегратора.

Положения, выносимые на защиту:

- предложенная схема относительной передачи информации, использующая в качестве носителя хаотические радиоимпульсы, базируется на корреляционных свойствах хаотических сигналов. В отличие от схемы DCSK практическая реализация схемы $(DC)^2$ использует задержки небольшой длительности;
- компьютерное моделирование предложенной схемы относительной передачи информации подтверждает достоверность заложенных в схему идей;
- результаты исследования предложенного метода разделения каналов в прямохаотической схеме относительной передачи информации доказывают возможность реализации множественного доступа;
- экспериментальные результаты, полученные на спроектированном и собранном макете передатчика с приемником предложенной схемы относительной передачи, доказывают ее практическую реализуемость.

Степень достоверности и апробация результатов.

Достоверность диссертационной работы подтверждается соответствием расчетов и оценок, полученных и используемых автором, теоретическим

положениям, известным из литературы, соответствием результатов экспериментальных испытаний, полученным теоретическим оценкам, техническими характеристиками разработанных программных и аппаратных решений.

Основные результаты проведенных исследований докладывались и обсуждались на следующих международных и российских научных конференциях: Международной научно-технической конференции «Перспективные Технологии в средствах передачи информации» (Владимир-Суздаль, Россия, 2011); V, VI, VIII, XI, XIII, XIV Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, Россия, 2011, 2012, 2014, 2015, 2019, 2020); VII Международной Крымской школе-конференции «Emergent Dynamics of Oscillatory Networks» (Меллас, Россия, 2012); II, V, VIII Всероссийских Армандовских чтениях (Муром, Россия, 2012, 2015, 2018); Международной молодежной конференции «Информационные системы и технологии» (Москва, Россия, 2012); 55й, 57й, 58й научной конференции МФТИ (Долгопрудный, Россия, 2012, 2014, 2015); X международной школе-конференции «Хаотические автоколебания и образование структур» (Саратов, Россия, 2013); 26й, 28й, 30й, 32й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, Россия, 2016, 2018, 2020, 2022); Международной конференции «Динамические системы в науке и технологиях DSST-2018» (Алушта, Россия, 2018); XVIII, XIX научных школах «Нелинейные волны» (Н. Новгород, Россия, 2018, 2020); Всероссийской с международным участием молодежной научно-практической конференции и выставке «Радиотехнические системы» (Ярославль, Россия, 2019); конференции «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО 2019» (Ярославль, Россия, 2019); II Всероссийской научно-практической конференции «Физика, техника и технология сложных систем» (Ярославль, Россия, 2019); Всероссийских открытых Армандовских чтениях (Муром, Россия, 2020, 2022).

По теме, относящейся к диссертации, опубликовано 54 печатных работы, в том числе, 18 статей в изданиях, входящих в перечень изданий, рекомендованных ВАК РФ (среди них 11 статей входят в международные реферативные базы данных SCOPUS и Web of Science), 35 работ в трудах научных конференций, 1 глава монографии. Непосредственно в самой диссертационной работе используется 26 печатных работ, в том числе 9 статей в изданиях, входящих в перечень изданий, рекомендованных ВАК РФ (все 9 статей входят в международные реферативные базы данных SCOPUS и Web of Science), 16 работ в трудах научных конференций, 1 глава монографии. Три из перечисленных докладов были отмечены Оргкомитетами конференций грамотами и призовыми местами.

Личный вклад автора заключается в участии в постановке научных задач, определении методов и подходов к их решению, участии в разработке прямохаотической схемы относительной передачи, компьютерном моделировании, проведении расчетов для аналитической оценки помехоустойчивости прямохаотической схемы относительной передачи, участии в проектировании и создании экспериментального макета прямохаотической схемы относительной передачи, подготовке и проведении экспериментов по прямохаотической относительной передаче данных с разработанным макетом. Все вошедшие в диссертационную работу результаты получены самим автором, либо при его прямом участии.

Структура и объем диссертации: диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения и списка литературы. Работа содержит 101 страницу, 36 рисунков, 1 таблицу. Список цитированной литературы содержит 100 наименований.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Во **Введении** обоснована актуальность диссертационной работы, определены цели и задачи исследований, сформулированы научная новизна и положения, выносимые на защиту, изложено краткое содержание работы.

В **Первой главе** приведен обзор известных некогерентных схем передачи/приема данных на основе хаотических сигналов. Рассмотрены наиболее известные схемы из класса схем относительной передачи: DCSK, CDSK, FM-DCSK (Frequency Modulated Differential Chaos Shift Keying – частотно модулированная относительная хаотическая манипуляция); а также некогерентная ПХСС с энергетическим приемом. В главе приведена структура и подробно описаны свойства этих схем. Несмотря на существенные различия все приведенные в главе схемы относительной передачи обладают требованием наличия у себя в тракте передатчика и приемника задержек с длительностью, сопоставимой с длительностью бита и более. Данное требование существенно усложняет реализацию компактных средств связи на их основе.

На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной рабочей некогерентной схемой на основе хаотических сигналов, но у нее также имеются ограничения по возможным типам модуляции и множественного доступа.

На основании материалов обзора сделан вывод об актуальности задачи создания новых практически реализуемых схем прямохаотической связи с расширенными возможностями по типам модуляции и множественного доступа.

Во **Второй главе** предложена новая прямохаотическая схема относительной передачи, использующая в качестве носителей информации хаотические радиоимпульсы. Рассмотрена структура предложенной прямохаотической схемы относительной передачи. В главе приведено подробное описание передатчика и приемника данной схемы, а также особенностей и принципов их функционирования. Также показано наличие внутренних шумов в приемнике,

создаваемых самой схемой в процессе передачи данных даже в отсутствии внешних помех и искажений.

Затем в главе дано описание построенной математической модели предложенной схемы относительной передачи с указанием значений рассчитанных параметров и характеристик. Модель представляет собой систему дифференциальных уравнений с запаздыванием. Моделирование проводилось в режиме передачи непрерывного потока данных. В процессе моделирования информация была успешно передана от передающей стороны на приемную. Приведены полученные результаты в ходе проведенного компьютерного моделирования.

В **Третьей** главе произведены расчеты аналитической оценки помехоустойчивости предложенной прямохаотической схемы относительной передачи данных. Выведено теоретическое соотношение для вероятности ошибок на принятый бит. Исследованы асимптотические свойства полученного соотношения и их связь с внутренними шумами, возникающими в схеме в процессе передачи данных. В главе приведены результаты произведенных расчетов для значений базы B ($B = 2\Delta F \cdot T_{\text{и}}$, где ΔF – полоса несущего информацию импульса, а $T_{\text{и}}$ – его длительность) или процессинга K ($K = \Delta F \cdot T_{\text{и}}$) импульсов источника от 10 до 10^6 . На основе полученных результатов проведено исследование возможности и потенциала использования хаотических импульсов с различными базами в качестве носителей информации в предложенной прямохаотической схеме относительной передачи. Рассмотрены сверхширокополосные и гиперширокополосные системы связи, а также приведены диапазоны значений базы несущего сигнала, которой такие системы могут обладать. Исследована возможность использования предложенной схемы относительной передачи в сверх- и гиперширокополосных системах связи.

В **Четвертой** главе исследована возможность реализации режима многопользовательского доступа в предложенной прямохаотической схеме относительной передачи данных. Дано теоретическое обоснование возможности создания режима множественного доступа на базе схемы относительной

передачи. Рассмотрена структура режима множественного доступа для предложенной схемы. Приведено описание передатчика и приемника многопользовательской схемы относительной передачи, а также особенностей их работы. В главе получено аналитическое выражение для зависимости минимального, требуемого для обеспечения заданной вероятности ошибки, соотношения энергии бита к спектральной плотности белого, теплового шума в предложенной схеме от базы несущего хаотического сигнала. Из полученного выражения выведена зависимость числа пользователей в схеме и скорости передачи от базы при фиксированных вероятности ошибок и полосе сигнала. Приведена сводная таблица с произведенными расчетами для некоторых значений базы при вероятности ошибок 10^{-3} и полосе сигнала 2 ГГц.

Далее в главе приведено описание созданной математической модели многопользовательского режима предложенной схемы относительной передачи, представляющей собой систему дифференциальных уравнений с запаздыванием. Также представлены результаты проведенного компьютерного моделирования. Показано, что при определенных исходных параметрах число одновременно работающих пар передатчиков и приемников в одной области пространства в предложенной многопользовательской схеме относительной передачи может исчисляться десятками при пропускной способности для каждой пары более 1 Мбит/с.

В **Пятой** главе предложен созданный на основе прямохаотической схемы относительной передачи данных экспериментальный макет. Цель данной главы – создание и исследование макета прямохаотической схемы относительной передачи для получения экспериментальных результатов, доказывающих работоспособность предложенного решения и оценки соответствия его технических характеристик теоретическим оценкам и данным компьютерного моделирования.

В главе приведена и подробно описана структура экспериментального макета схемы относительной передачи. Произведено описание принципов функционирования разработанного макета. Даны параметры несущего

хаотического сигнала, использовавшегося в процессе экспериментов. Представлены характеристики и параметры элементов, из которых состоит схема макета. Описана работа модулятора предложенной схемы.

Были проведены натурные эксперименты с разработанным макетом схемы относительной передачи информации, и были успешно переданы информационные двоичные данные от передатчика к приемнику. В главе приведены и исследованы результаты работы с собранным экспериментальным макетом.

Также в главе экспериментально исследована реакция приемника схемы относительной передачи на немодулированный шумовой импульс. А именно, показано, что передача полезного сигнала приводит к существенно большей амплитуде сигнала на выходе приемника по сравнению с передачей немодулированного шума при их одинаковой исходной мощности.

В **Заключении** суммируются полученные результаты и делаются выводы.

Глава 1. Некогерентные схемы связи на основе хаотических сигналов

1.1. Введение

Несмотря на то, что работы по использованию динамического хаоса в системах связи проводились еще в 80-е годы двадцатого века [59], интенсивные исследования в этой области стартовали в начале 90-х годов. Возникший интерес во многом связан с открытием явлений хаотической синхронизации [60–62] и хаотического синхронного отклика [37].

На этом этапе исследований для ряда модельных схем была продемонстрирована принципиальная возможность передачи аналоговых и цифровых данных с использованием хаотических сигналов [38, 63–67]. Разработанные подходы и модели передачи информации с использованием хаотической синхронизации заложили основу для дальнейшего развития хаотических коммуникационных технологий. Однако вместе с тем дальнейшие исследования продемонстрировали, что системы связи, использующие хаотическую синхронизацию или хаотический синхронный отклик для передачи информации, накладывают серьезные ограничения на качество канала связи, и в ближайшей перспективе практически неприменимы. Предложенные схемы оказались существенно более восприимчивы к шумам и искажениям в канале передачи, чем традиционные схемы, использующие регулярные сигналы [45]. Поэтому были предприняты попытки применять динамический хаос для передачи данных без использования явления хаотической синхронизации [46, 68]. Отмеченные работы произвели отрезвляющий эффект на первоначальные радужные надежды исследователей, (в первую очередь в отношении применения хаотической синхронизации), но в тоже время показали, что при использовании динамического хаоса можно получить неплохие характеристики связных систем. Эти характеристики хотя и уступают характеристикам традиционных систем, но уже не в такой степени, как это имеет место для систем с хаотической

синхронизацией. В данной главе рассмотрены наиболее известные методы передачи информации на основе хаотических сигналов, но без использования хаотической синхронизации.

1.2. Относительная хаотическая манипуляция (Differential Chaos Shift Keying – DCSK)

Схемы относительной передачи данных исследуются с середины 50-х годов двадцатого века [34–36]. К основным плюсам схем, обеспечивающих относительную передачу/прием данных, относится, прежде всего, то, что они не требуют обязательного наличия опорного сигнала на приемной стороне, сохраняя при этом многие преимущества когерентных схем. Это особенно важно в случае использования в качестве несущей аналоговых шумовых (шумоподобных) сигналов, для которых создание на приемной стороне копии несущего информацию сигнала является либо крайне затруднительным, либо вообще невозможным. Поэтому с возникновением интереса к использованию хаоса в качестве носителя информации в системах связи они быстро привлекли к себе внимание исследователей.

Наиболее популярной стала первая же предложенная схема относительной хаотической манипуляции [46, 47]. Она демонстрировала более высокую помехоустойчивость, чем методы на основе явления хаотической синхронизации, известные на тот момент [39–41, 43, 44].

На рисунке 1.1а изображена схема модулятора DCSK. В этой схеме каждый передаваемый бит представлен двумя последовательными фрагментами хаотического сигнала. Первый служит в качестве опорного, тогда как второй несет в себе информацию (информационный). Если должен быть передан символ «1», тогда опорный фрагмент совпадает с информационным. А если «0», то в качестве информационного используется инвертированная копия опорного фрагмента. Обычно во временном периоде, отводимом каждому символу для

передачи, первым посылается опорный фрагмент, а информационный фрагмент – вторым. Таким образом, для каждого l -го передаваемого символа фрагмент будет выглядеть следующим образом:

$$s(t) = \begin{cases} c(t) & \text{для } (l-1)T_b \leq t < (l-1/2)T_b \\ c(t - T_b/2) & \text{для } (l-1/2)T_b \leq t < lT_b \end{cases} \quad (1.1)$$

при передаче «1», а

$$s(t) = \begin{cases} c(t) & \text{для } (l-1)T_b \leq t < (l-1/2)T_b \\ -c(t - T_b/2) & \text{для } (l-1/2)T_b \leq t < lT_b \end{cases} \quad (1.2)$$

при передаче «0».

В приемнике производится оценка степени корреляции между опорным и информационным фрагментами. Это может быть осуществлено путем корреляции входного сигнала с его же копией, задержанной по времени на половину длительности бита T_b (рисунок 1.1б). Сигнал на выходе коррелятора при передаче l -го информационного символа будет выглядеть следующим образом:

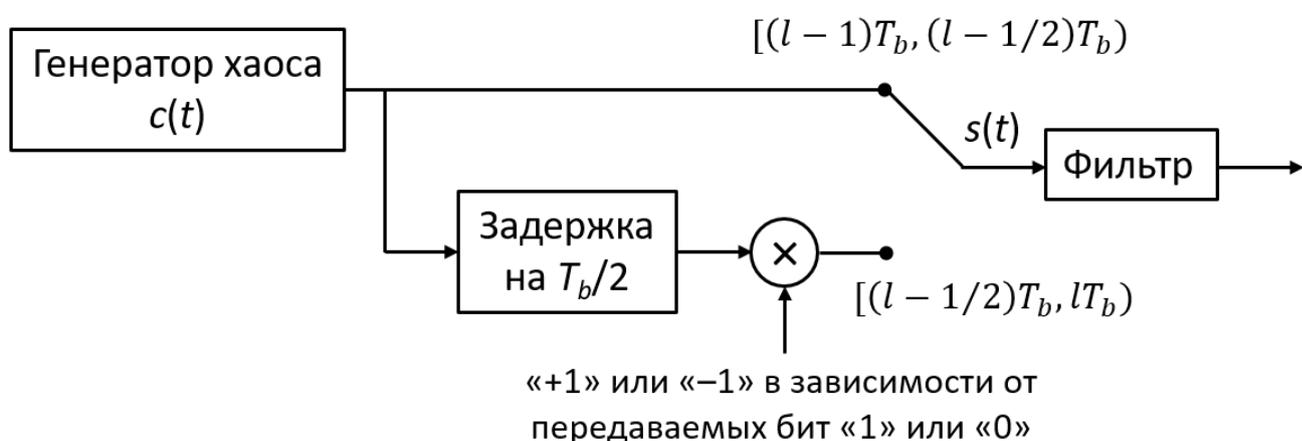
$$y(lT_b) = \int_{(l-1/2)T_b}^{lT_b} r(t)r(t - T_b/2)dt. \quad (1.3)$$

Предполагая, что передаваемый сигнал загрязнен добавочным шумом ($r(t) = s(t) + n'(t)$), выход коррелятора можно представить в виде:

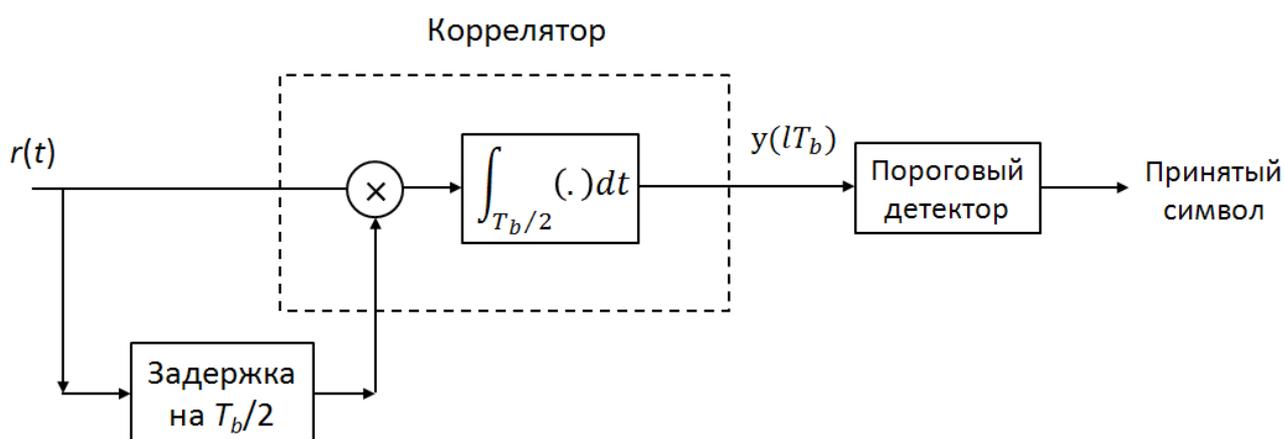
$$\begin{aligned} y(lT_b) &= \int_{(l-1/2)T_b}^{lT_b} [s(t) + n'(t)][s(t - T_b/2) + n'(t - T_b/2)]dt \\ &= \int_{(l-1/2)T_b}^{lT_b} [s(t)s(t - T_b/2)]dt + \int_{(l-1/2)T_b}^{lT_b} [s(t)n'(t - T_b/2)]dt + \end{aligned} \quad (1.4)$$

$$+ \int_{(l-1/2)T_b}^{lT_b} [n'(t)s(t - T_b/2)]dt + \int_{(l-1/2)T_b}^{lT_b} [n'(t)n'(t - T_b/2)]dt,$$

где $n'(t)$ – шумовая компонента на входе приемника. Первое слагаемое в (1.4) может быть как положительным, так и отрицательным в зависимости от значения передаваемого символа «1» или «0». Все остальные слагаемые (интегралы) в (1.4) имеют нулевое среднее значение. Таким образом, порог детектора может быть выставлен на нулевой уровень, что не зависит от уровня шума.



а)



б)

Рисунок 1.1 – Схема DCSK: а) передатчик, б) приемник.

Помехоустойчивость DCSK

Авторы рассматривали метод DCSK на модельном уровне. Помехоустойчивость DCSK исследовалась путем численного анализа. На рисунке 1.2 представлены графики зависимости вероятности ошибок на принятый бит (BER) от отношения энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0) для различных значений длительности эталонной хаотической последовательности M , отвечающей за передачу информационного и опорного символов ($T_b = 2M$). Шум в канале связи рассматривался, как гауссов. Вероятность ошибок на принятый бит для двоичной фазовой манипуляции (BPSK) показана для сравнения. Из рисунка 1.2 видно, что при больших M помехоустойчивость ухудшается с ростом M .

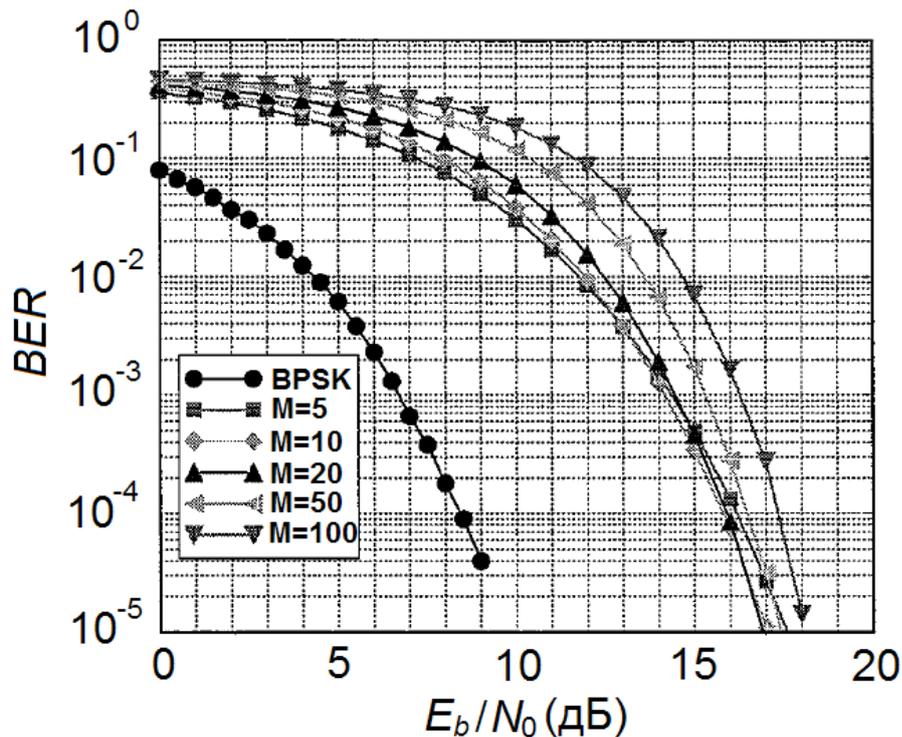


Рисунок 1.2 – Зависимость BER от E_b/N_0 системы связи на основе метода DCSK для различных значений M (длительность эталонной хаотической последовательности).

1.3. Манипуляция с корреляционной задержкой (Correlation Delay Shift Keying – CDSK)

В [48] была предложена схема модуляции CDSK. Согласно авторам данной схемы передачи, одним из недостатков DCSK является то, что скорость передачи информации в 2 раза ниже по сравнению с другими схемами из-за передачи опорного фрагмента, не содержащего информации.

В CDSK вместо последовательной передачи модулированного хаотического сигнала и опорного хаотического сигнала, как это делается в DCSK, они суммируются с некоторой временной задержкой. Это обеспечивает непрерывную работу передатчика, а также делает передаваемый сигнал более однородным и менее подверженным перехвату. В модуляторе CDSK (рисунок 1.3а) передаваемый сигнал представляет собой сумму хаотической последовательности x_i и задержанной хаотической последовательности x_{i-L} , умноженной на информационный сигнал $b_l = \pm 1$ ($b_l = +1$ отвечает за передачу «1», $b_l = -1$ отвечает за передачу «0», l – счетчик бит): $s_i = x_i + b_l x_{i-L}$. Таким образом, в CDSK преодолеваются отмеченные выше недостатки DCSK: переключатель в передатчике теперь заменен на сумматор, а передаваемый сигнал никогда не повторяется. Однако следует иметь в виду, что более сложный корреляционный анализ все же может обнаружить передачу на основе CDSK. Приемник CDSK (рисунок 1.3б) такой же, как и у DCSK, за исключением того, что теперь задержка L не должна быть равна длине эталонной последовательности M . Сигнал на выходе коррелятора S будет выглядеть следующим образом:

$$S = \sum_{i=1}^M r_i r_{i-L}, \quad (1.5)$$

где r_i представляет собой сигнал, поступивший на приемник: $r_i = s_i + \xi_i$. Величина ξ_i – случайный стационарный процесс со средним значением равным: $M(\xi_i) = 0$, а ξ_i и ξ_j статистически независимы для любых $i \neq j$. Таким образом сигнал на выходе коррелятора можно представить в виде:

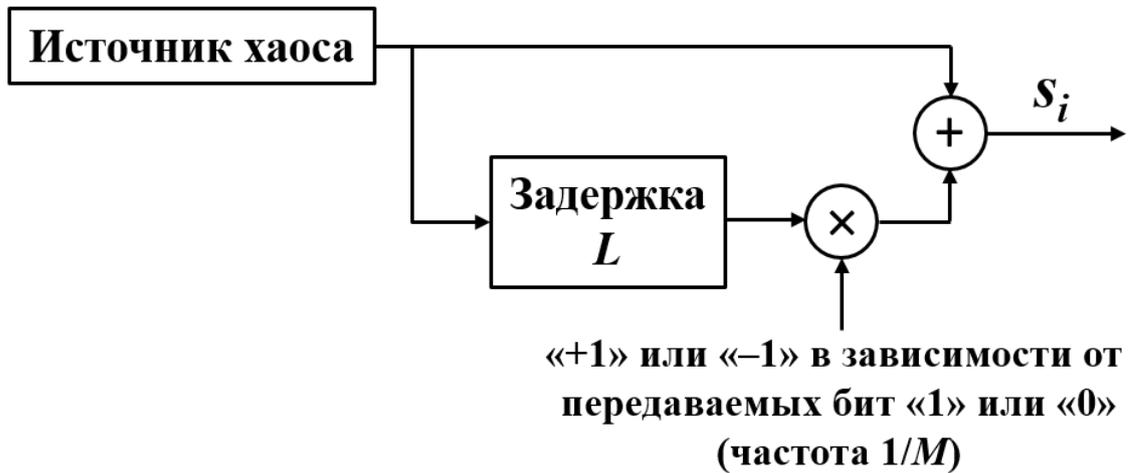
$$\begin{aligned}
 S &= \sum_{i=1}^M (x_i + b_l x_{i-L} + \xi_i)(x_{i-L} + b_{l-1} x_{i-2L} + \xi_{i-L}) = \\
 &= b_l \sum_{i=1}^M x_{i-L}^2 + \sum_{i=1}^M \eta_i,
 \end{aligned}$$

где

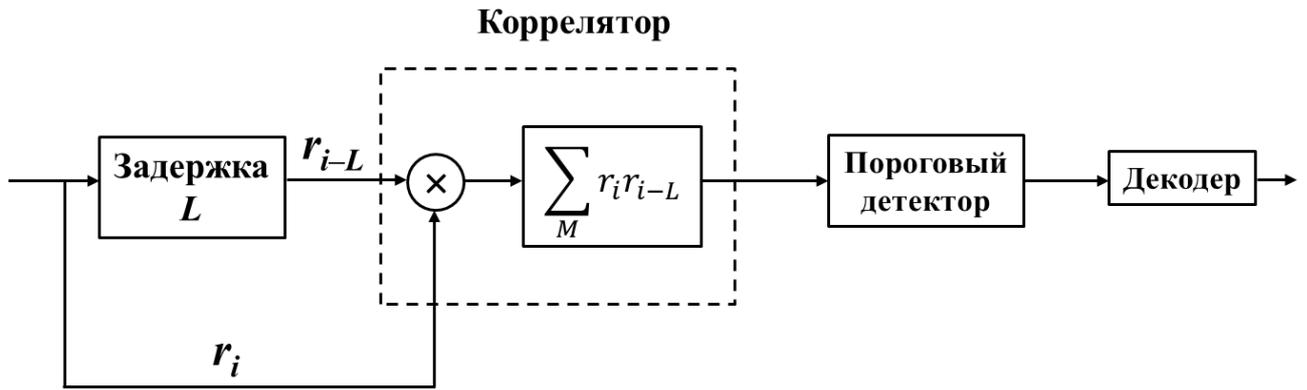
(1.6)

$$\begin{aligned}
 \eta_i &= x_i x_{i-L} + b_{l-1} x_i x_{i-2L} + b_l b_{l-1} x_{i-L} x_{i-2L} + x_i \xi_{i-L} + b_l x_{i-L} \xi_{i-L} + x_{i-L} \xi_i + \\
 &+ b_{l-1} x_{i-2L} \xi_i + \xi_i \xi_{i-L}.
 \end{aligned}$$

Первое слагаемое в (1.6) – это полезный сигнал, а второе – это зашумление (загрязнение), которое теперь появляется не только от шумовой части входного сигнала коррелятора, как у DCSK, но и от корреляции эталонных хаотических фрагментов за конечное время. Как будет видно в следующем разделе, этот дополнительный вклад приводит к несколько худшей помехоустойчивости CDSK по сравнению с DCSK.



а)



б)

Рисунок 1.3 – Схема CDSK: а) передатчик, б) приемник.

Помехоустойчивость CDSK

Результаты численного моделирования для значения задержки $L = 200$ ($L \geq M$) показаны на рисунке 1.4. Из рисунков 1.2 и 1.4 также можно видеть, что CDSK демонстрирует результаты на 2–3 дБ хуже, чем DCSK. Это связано с двумя факторами. Во-первых, из-за природы передаваемого сигнала на выходе коррелятора CDSK имеется 4 перекрестных члена сигнал-шум (1.6) по сравнению с 2 такими членами на выходе коррелятора DCSK (1.4). Во-вторых, помимо помех из-за внешнего шума (члены сигнал-шум, шум-шум на выходе коррелятора) на выходе коррелятора CDSK присутствуют 3 члена, связанные с неполной ортогональностью хаотических фрагментов на двух последовательных временных интервалах (1.6). Однако схема CDSK имеет более простую структуру и преимущество за счет неповторяющейся хаотической несущей, что снижает вероятность обнаружения. Из рисунка 1.4 также видно, что, как и в случае DCSK, увеличение M при постоянном E_b/N_0 приводит к ухудшению помехоустойчивости. Следует отметить, что в схеме CDSK аналогично DCSK присутствует задержка, сопоставимая с длительностью передаваемых бит, что усложняет ее практическую реализацию в компактном исполнении.

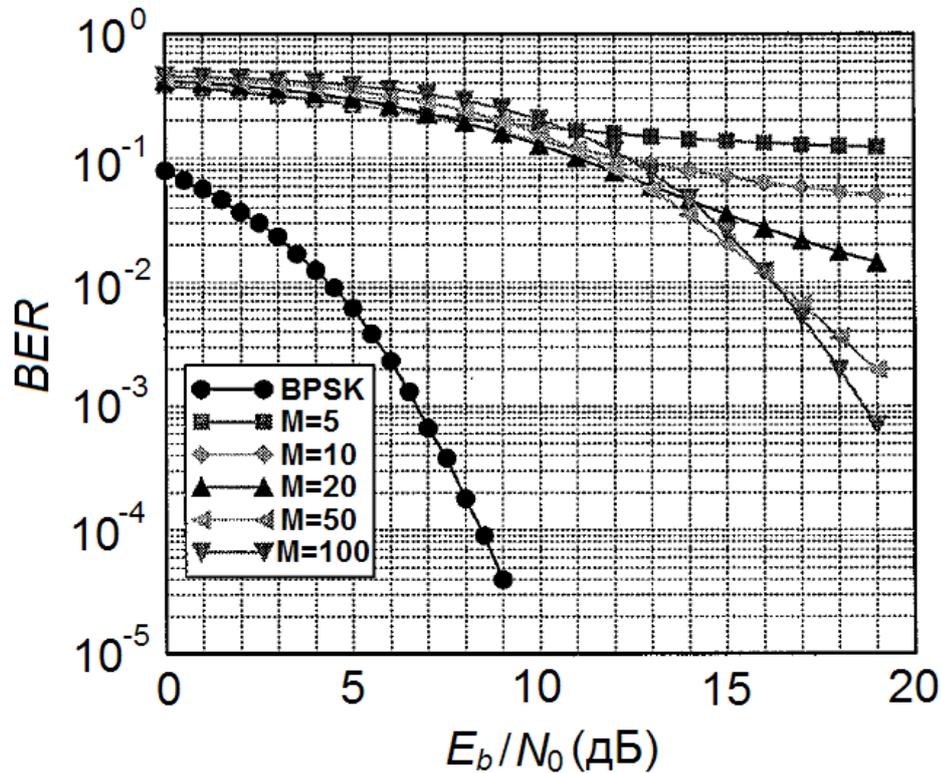


Рисунок 1.4 – Зависимость BER от E_b/N_0 системы связи на основе метода CDSK для различных значений M (длительность эталонной хаотической последовательности).

1.4. Частотно модулированная относительная хаотическая манипуляция (Frequency Modulated Differential Chaos Shift Keying – FM-DCSK)

Из существующих схем модуляции на основе хаоса схема DCSK демонстрирует более низкие значения вероятности ошибок при меньшем значении уровня сигнал/шум [68]. Структура работы такой схемы представлена выше в предыдущем подразделе.

При отсутствии внешнего шума в системе связи на основе DCSK эталонный фрагмент хаотической последовательности, отвечающий за передачу бита, на выходе коррелятора имеет энергию, равную половине энергии этого бита. Однако из-за конечной длины и непериодичности хаотического сигнала, энергия, приходящаяся на каждый передаваемый бит, непостоянна. Поэтому сигнал на выходе коррелятора всегда является стохастической величиной. Этот эффект

можно видеть на рисунке 1.5, на котором изображены гистограммы распределения мгновенных значений сигнала на выходе коррелятора в отсутствие внешних шумов. Левая и правая гистограммы отвечают за передачу «0» и «1», соответственно. Разброс распределения значений гистограмм может быть снижен путем увеличения времени оценки, то есть увеличением длины бита. Однако увеличение длины бита снижает скорость передачи информации.

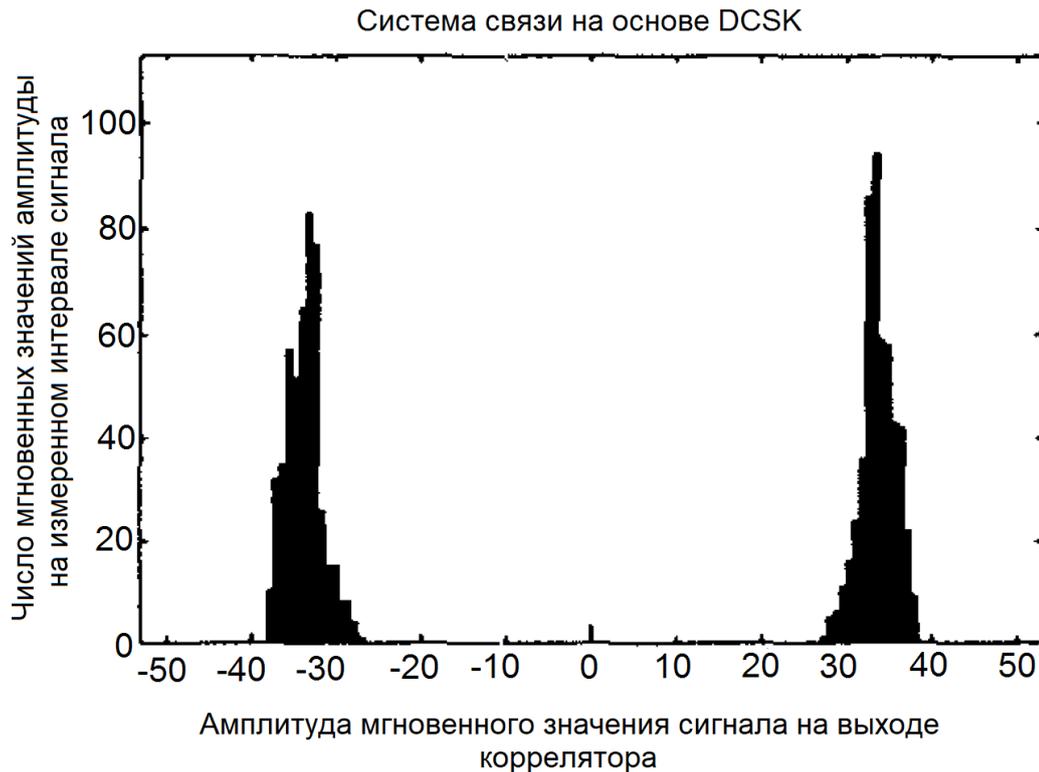


Рисунок 1.5 – Гистограммы распределения мгновенных значений сигнала на выходе коррелятора системы связи на основе DCSK в отсутствие внешних шумов.

Генерация широкополосного сигнала с постоянной энергией на бит возможна, если скомбинировать технику DCSK с частотной модуляцией (ЧМ, FM – Frequency Modulation). Это и есть основа техники FM-DCSK, которая была предложена в [69, 70].

В FM-DCSK используется одно свойство FM-сигналов, а именно то, что их мгновенная мощность не зависит от модуляции [71]. Пусть хаотический сигнал, который изменяется во времени значительно медленней несущего сигнала, будет

входным сигналом FM-модулятора. В этом случае выходная мощность FM-модулятора полностью определяется несущим сигналом, и энергия, приходящаяся на бит, становится постоянной. Широкополосный сигнал на выходе FM-модулятора модулируется методом DCSK посредством передаваемой двоичной информации.

Блок диаграмма системы связи на основе FM-DCSK показана на рисунке 1.6. Следует отметить, что модулятор FM-DCSK состоит из двух цепей модуляции: традиционного FM-модулятора и DCSK-модулятора. Входным сигналом для FM-модулятора служит низкочастотный хаотический сигнал. Как и в обычном методе DCSK каждый информационный бит сопоставляется с двумя функциями выборки, где первая является опорной, а вторая является несущей информацию. На рисунке 1.6 T обозначает длительность бита.

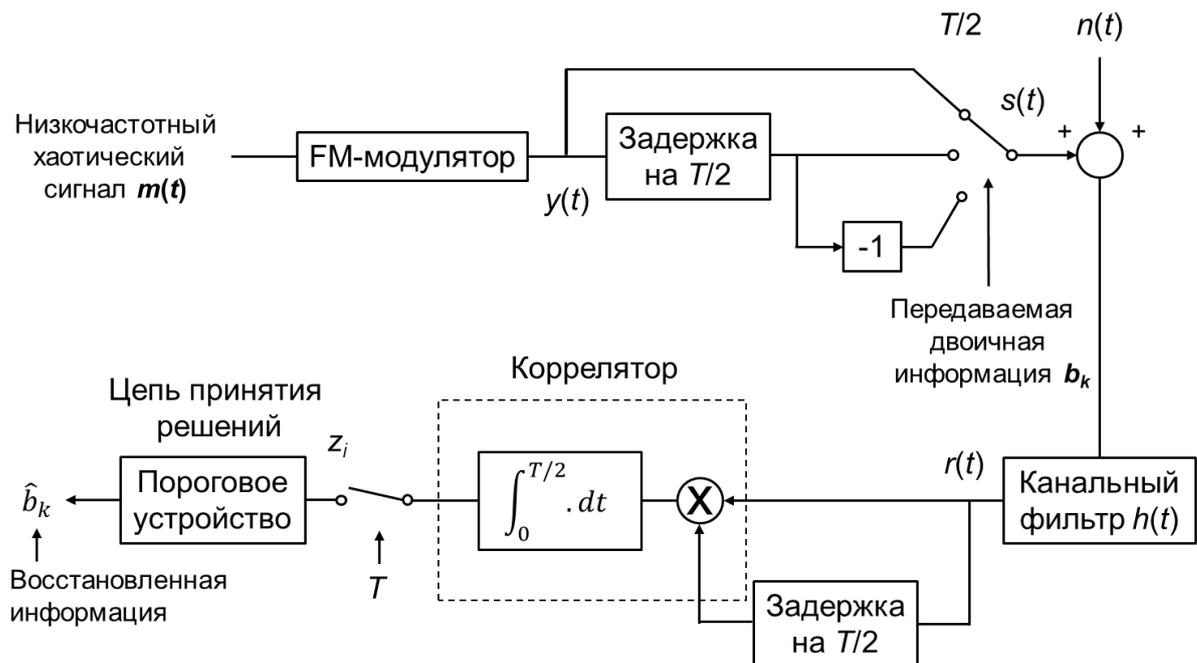


Рисунок 1.6 – Структура схемы связи на основе FM-DCSK.

Выходной сигнал передатчика $s(t)$ проходит через канал, в котором он искажается внешним шумом $n(t)$. Фильтр, отвечающий за выбор канала (канальный фильтр), характеризуется своей импульсной передаточной функцией $h(t)$.

FM-DCSK демодулятор также изображен на рисунке 1.6. Как и в традиционном методе DCSK демодуляция осуществляется путем определения корреляции между опорным и информационным фрагментами принятого зашумленного сигнала. На входе цепи, отвечающей за принятия решений, в ответ на передаваемые биты «1» и «0» появляются положительные и отрицательные сигналы z_i , соответственно. Следует обратить внимание, что демодулятор FM-DCSK аналогичен демодулятору DCSK с той лишь разницей, что в FM-DCSK вместо низкочастотных хаотических сигналов напрямую коррелируют сигналы FM-DCSK.

Помехоустойчивость FM-DCSK

Помехоустойчивость FM-DCSK проиллюстрирована на рисунке 1.7, на котором представлен график зависимости вероятности ошибки на принятый бит (BER) от соотношения энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0) [70]. Авторы [70] пишут, что для того, чтобы достичь значения $BER = 10^{-3}$ в системе связи на основе FM-DCSK требуемое минимальное значение E_b/N_0 составляет 13.5 дБ. Полученные характеристики сравнимы с характеристиками традиционных методов некогерентной модуляции, таких как FSK (Frequency Shift Keying – частотная манипуляция). В отличие от большинства предложенных систем цифровой хаотической связи (в том числе DCSK и CDSK) в схеме модуляции FM-DCSK битовая энергия не меняется от одного бита к другому, что позволяет использовать более короткие эталонные хаотические фрагменты для передачи бит и достигать более высоких скоростей обмена данными. При всех своих достоинствах схема FM-DCSK, как и DCSK имеет задержки большой длительности в своей структуре, усложняющие практическую реализацию компактных систем связи на ее основе.

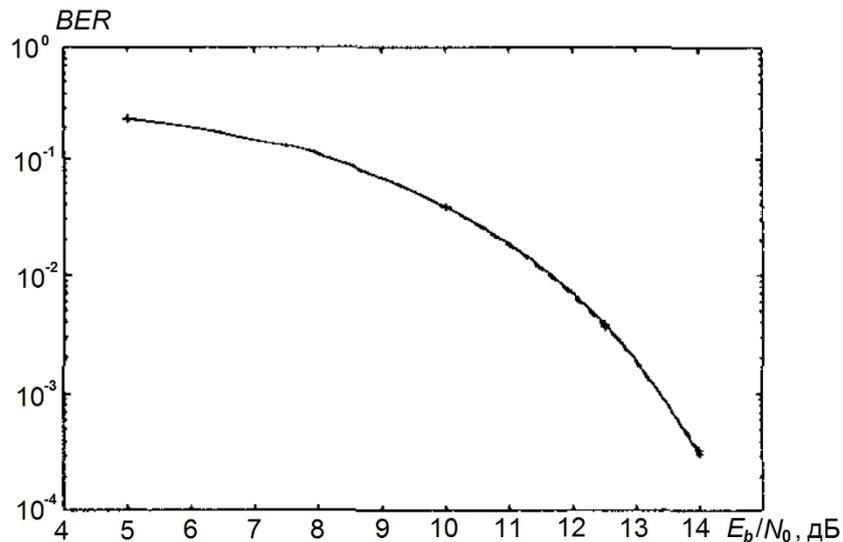


Рисунок 1.7 – График зависимости BER от E_b/N_0 системы связи на основе FM-DCSK.

1.5. Прямохаотическая схема связи

Схема прямохаотической радиосвязи [27, 51–53, 72–80] была предложена в 2000 году в ИРЭ РАН. Ключевым понятием предложенной технологии является хаотический радиоимпульс. Он представляет собой фрагмент сигнала с длиной, превышающей длину квазипериода хаотических колебаний. Привлекательными свойствами хаотических сигналов являются широкая полоса спектра и простота устройства связи на основе аналогового хаотического генератора. Полоса частот хаотического радиоимпульса определяется полосой частоты исходного хаотического сигнала, генерируемого источником хаоса, в широких пределах изменения длины импульса не зависит от его длительности. Это существенно отличает хаотический радиоимпульс от классического радиоимпульса, заполненного фрагментом периодической несущей, полоса частот которого определяется его длиной. В основу прямохаотической схемы связи (ПХСС) заложены три базовые идеи: – источник хаоса генерирует хаотические колебания непосредственно в заданной полосе СВЧ-диапазона; – ввод информационного сигнала в хаотический осуществляется путем формирования соответствующего

потока хаотических радиоимпульсов; – извлечение информации производится из СВЧ-хаотического сигнала без промежуточного преобразования частоты. Структура прямохаотической схемы связи показана на рисунке 1.8.



Рисунок 1.8 – Структура ПХСС

В ПХСС могут использоваться различные виды модуляции: наличие или отсутствие хаотического импульса на информационной позиции (Chaotic On-Off Keying – COOK), модуляция позиций импульсов (Pulse Position Modulation – PPM) и т.д. [81]. Существенно, что для передачи информации здесь используется не непрерывный сигнал, а поток импульсов. Поэтому, наряду с методом модуляции важными характеристиками являются длительность импульса и скважность. Вариация этих характеристик определяет скоростные свойства системы связи и ее устойчивость для различных типов каналов связи. Длительность импульса $T_{и}$ вместе с полосой частот ΔF определяет базу сигнала B .

Характеристики ПХСС в каналах с белым шумом

Рассмотрим типичные характеристики ПХСС в канале с белым шумом для двух типов модуляции COOK и PPM. Оба типа модуляции оперируют с ортогональными сигналами. Поэтому можно ожидать, что при некогерентном

приеме устойчивость передачи в канале с белым шумом будет примерно одинакова. Однако она будет зависеть от базы сигнала B .

В работе [82] были получены результаты моделирования для длительности импульсов равной 100 нс, которые приведены на рисунке 1.9. Расчеты проводились для сигналов с полосами 500 МГц и 2 ГГц. В первом случае база сигнала $B = 100$, во втором $B = 400$. На рисунке 1.9 видно, что разница в устойчивости у обоих методов модуляции к белому шуму не превышает 1 дБ. Сигналы с меньшим процессингом выигрывают примерно 2 дБ в устойчивости по отношению к сигналам с базой $B = 400$.

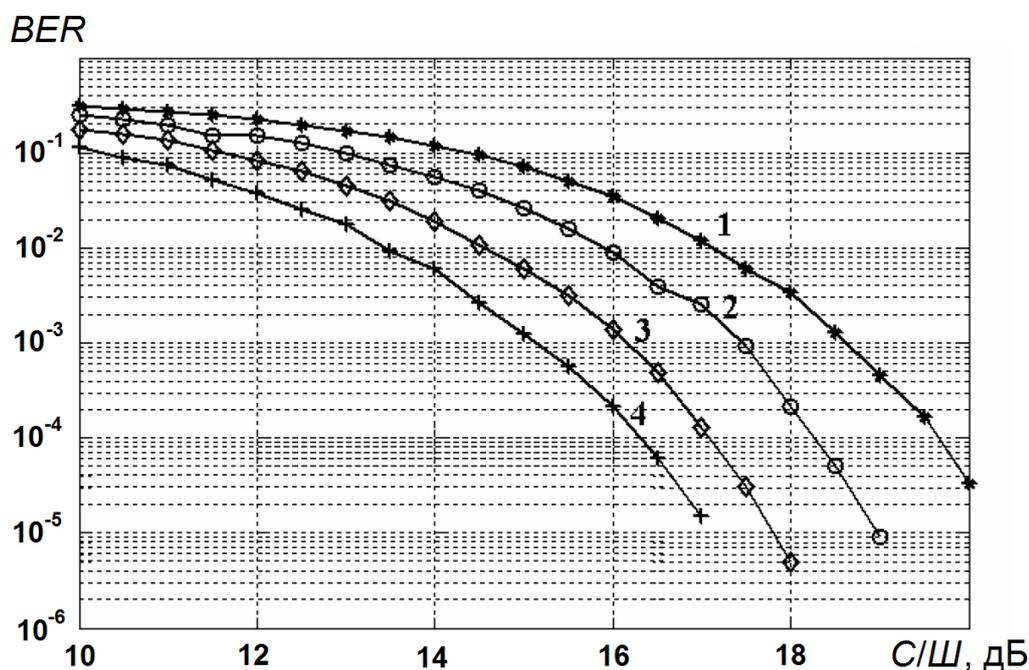


Рисунок 1.9 – Зависимость вероятности ошибки на бит (BER) от отношения сигнал/шум ($C/Ш$). 1 – “COOK” модуляция ширина полосы – 2 ГГц; 2 – “PPM” модуляция ширина полосы – 2 ГГц; 3 – “COOK” модуляция ширина полосы – 500 МГц; 4 – “PPM” модуляция ширина полосы – 500 МГц.

Экспериментальная реализация систем связи на основе ПХСС

На основе ПХСС был проведен ряд экспериментов по передаче и приему информации, а также созданы экспериментальные макеты приемопередающих

устройств [82]. Первые эксперименты проводились в сверхширокополосном диапазоне 0.5–3.5 ГГц. В процессе эксперимента формировались потоки данных со скоростью 10 Мбит/с и 100 Мбит/с. Была реализована устойчивая передача информации при длинах тестовых пакетов до 60000 байт. Также в процессе эксперимента успешно передавались видеофайлы размером до 10 Мбайт.

Следующий этап экспериментальных исследований заключался в создании автономного лабораторного макета радиопередатчика, способного передавать цифровую информацию со скоростью до 100 Мбит/с в диапазоне 3–5 ГГц [82]. Выбор частотного диапазона был обусловлен требованиями к стандарту беспроводной сверхширокополосной (СШП) связи для мультимедийных приложений IEEE 802.15.3a. В состав приемно-передающего устройства (внешний вид изображен на рисунке 1.10) входили: передающий модуль с генератором СШП хаотических сигналов в указанном диапазоне; модулятор; приемная часть и приемно-передающая антенна. Также макет включал в себя цифровой модуль, который предназначен для сопряжения приемно-передатчика с выходной шиной компьютера, формирования управляющего потока модулирующих импульсов, а также обработки сигнала на выходе аналоговой приемной части.



Рисунок 1.10 – Внешний вид лабораторного макета.

Эксперименты проводились в соответствии со схемой на рисунке 1.11. Передача осуществлялась как по кабельному, так и по беспроводному каналу. При передаче сигнала по кабельному каналу путем настройки параметров системы удалось достигнуть значений вероятности ошибок (*BER*) порядка 10^{-5} . При передаче по беспроводному каналу расстояние между макетами составляло 3–5 м.

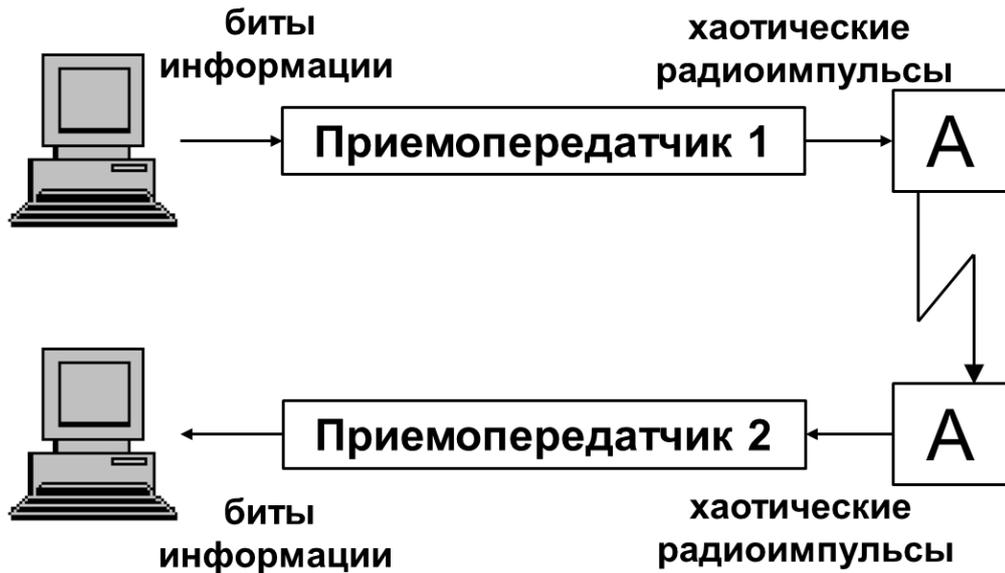


Рисунок 1.11 – Схема экспериментов с макетами приемопередатчиков.

Макет малогабаритного радиопередатчика

Еще одной возможной областью применения прямохаотических систем являются беспроводные персональные коммуникационные системы, ориентированные на обмен цифровой информацией между различными периферийными устройствами, датчиками, сенсорами, бытовыми приборами и т.д., расположенными на относительно небольших расстояниях (от единиц до нескольких десятков метров). Среди основных требований, выдвигаемых к такого класса устройствам – простота, технологичность, низкое энергопотребление. Предварительные исследования показали, что на основе прямохаотической платформы могут быть созданы приемопередатчики с вышеперечисленными

свойствами. Для проверки этих выводов был создан лабораторный макет малогабаритного приемопередатчика, и проведено его экспериментальное исследование [82].

Внешний вид и блок-схема макета приемопередатчика приведена на рисунках 1.12–1.13. Он состоит из источника информации, цифрового блока (ЦБ), генератора хаоса (ГХ), демодулятора (Д), ключа (К) и антенны (А).

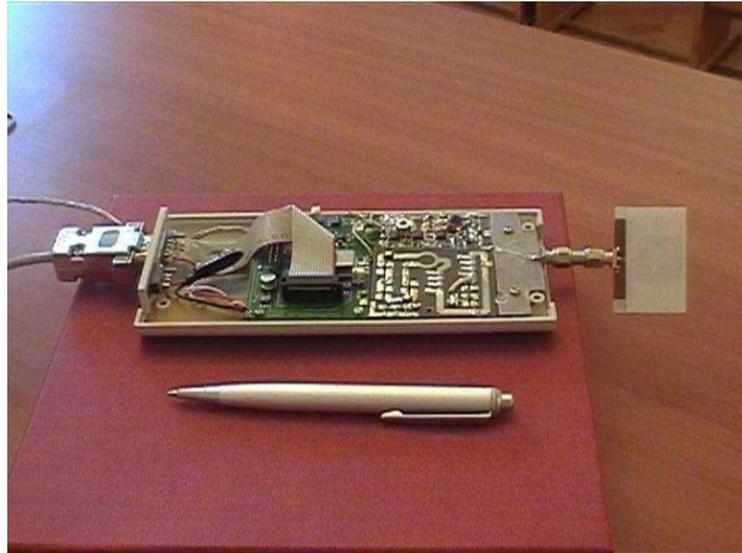


Рисунок 1.12 – Внешний вид макета приемопередатчика.

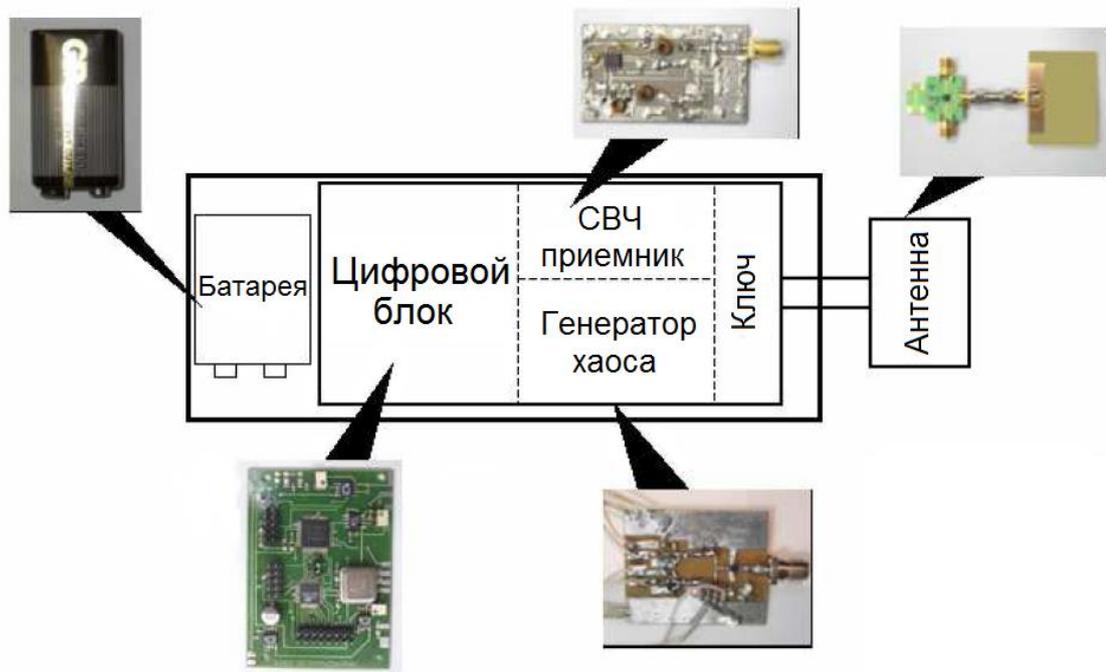


Рисунок 1.13 – Структура макета приемопередатчика.

Принцип работы радиопередатчика следующий. Генератор хаоса воспроизводит непрерывный хаотический сигнал в полосе частот 3–5 ГГц. Сигнал с выхода генератора поступает далее на один из СВЧ-входов ключа. Второй СВЧ-вход ключа соединён с приёмником, а СВЧ-выход ключа подключён к антенне. Работой ключа управляет сигнал с выхода цифрового блока. Если он соответствует единичному биту («1») передаваемой информации, то сигнал с выхода генератора хаоса поступает в антенну и излучается в пространство. Напротив, нулевой информационный бит («0») переключает ключ в положение соединения антенны с приёмником, прерывая соединение антенны с генератором хаоса.

Цифровой блок, с одной стороны, преобразует сигнал с выхода источника информации в форму, необходимую для управления ключом, а, с другой стороны, содержит вторичный источник питания, вырабатывающий напряжения для питания генератора хаоса и приёмника. Моментами подачи питания на тот или иной из указанных блоков также управляет цифровой блок. Так, в режиме «Передача» необходимые напряжения питания подаются только на генератор хаоса и, наоборот, в режиме «Приём» генератор отключается, а питание поступает только на приёмник макета. В последнем случае, на выходе приёмника формируется сигнал, представляющий собой последовательность видеоимпульсов, соответствующих передаваемой информации. Видеоимпульсы поступают в цифровой блок, где претерпевают обратное преобразование информационного сигнала в исходный вид, воспринимаемый источником информации. Структура сигналов в различных точках приемопередатчика изображена на рисунке 1.14.

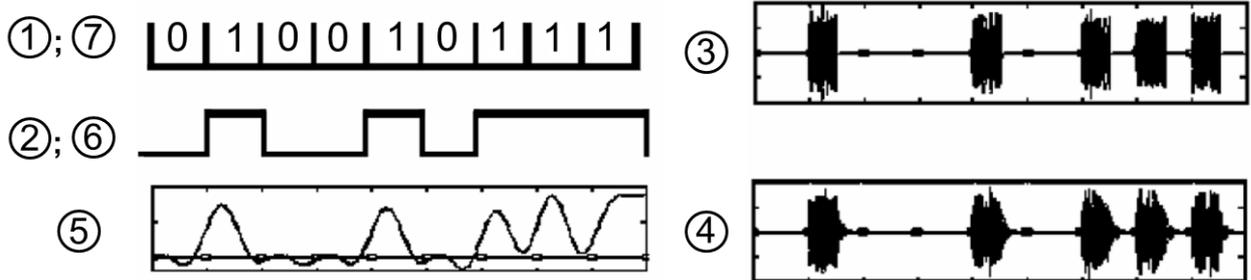
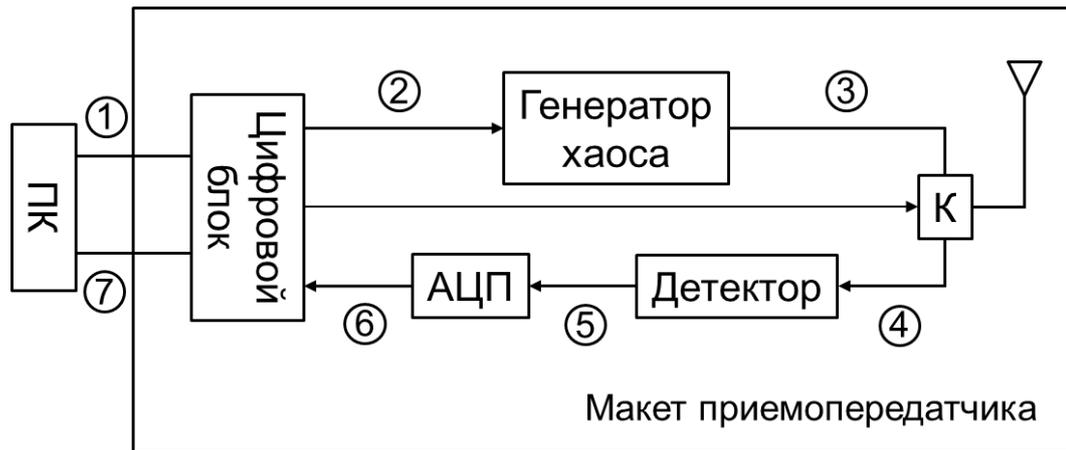


Рисунок 1.14 – Структура сигнала в различных точках макета: 1,7 – сигнал на входе/выходе устройства; 2 – модулирующий сигнал на входе генератора хаоса; 3 – поток хаотических радиоимпульсов, излучаемых в беспроводной канал; 4 – принимаемый сигнал; 5 – сигнал на выходе детектора; 6 – сигнал на входе цифровой платы трансивера.

С использованием созданных приемопередатчиков были проведены эксперименты по передаче звуковых фрагментов MP3 формата. MP3-файлы состояли из множества независимых друг от друга фреймов длиной до килобайта каждый. Для передачи из фреймов или их частей подготавливались пакеты, содержащие, кроме собственно музыкальной, служебную информацию. Компьютер с проигрывателем запрашивает у компьютера источника определенные пакеты и, получая пакеты, формирует, восстанавливает из них фреймы и воспроизводит музыкальный трек.

Эксперименты продемонстрировали устойчивую связь, позволяющую без искажения прослушивать музыкальные MP3-файлы на приемной стороне. В ходе

экспериментов показана работоспособность устройств на расстоянии до 30 метров при скорости передачи информации 100–200 Кбит/с.

1.6 Выводы

Для всех приведенных в 1й главе схем относительной передачи на основе хаотических сигналов свойственно наличие задержки большой длительности, усложняющей реализацию компактных систем связи на их основе.

В отличие от вышеописанных схем относительной передачи на основе ПХСС были созданы сверхширокополосные малогабаритные приемопередатчики и беспроводные сети на их основе. В качестве опционального решения ПХСС вошла в стандарт сверхширокополосной персональной беспроводной связи IEEE 802.15.4a. На данный момент она является единственной практически реализованной схемой передачи на основе хаотических сигналов.

Несмотря на наличие множества некогерентных схем передачи на основе хаотических сигналов, только одна из них является работоспособной, но при этом у нее имеются свои ограничения. Вместе с тем появляются новые задачи, для которых нужны дополнительные возможности по сравнению с ПХСС, например, вопросы, связанные с множественным доступом, которые в ПХСС могут решаться на основе временного разделения. В связи с этим возникают задачи создания практически реализуемых принципиально новых некогерентных схем передачи/приема на основе динамического хаоса, обладающих новыми полезными свойствами, например, касающимися множественного доступа, дополнительных методов модуляции.

Глава 2. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов

2.1. Введение

В исходной прямохаотической схеме связи [51–53] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие – передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии эффектов многолучевого распространения.

В предлагаемой ниже схеме для передачи информации [83, 84] также использован поток хаотических радиоимпульсов с защитными паузами между ними. Однако при этом используется другая (относительная) модуляция импульсов информационными сигналами.

Перед тем, как перейти к описанию схемы передачи, отметим, что в реальных прямохаотических средствах связи используются хаотические радиоимпульсы с большой базой $B = 2\Delta F \cdot T_{\text{и}}$ или процессингом $K = \Delta F \cdot T_{\text{и}}$, где ΔF – полоса несущего информацию сигнала, а $T_{\text{и}}$ – его длительность. Обычно база имеет величину 100 и более. Это означает, что время автокорреляции хаотических радиоимпульсов мало и составляет незначительную часть от их длительности. Если, например, использовать сверхширокополосные хаотические сигналы в микроволновом диапазоне частот, то при полосе несущего сигнала 2 ГГц (рисунок 2.1), время его автокорреляции составляет единицы наносекунд (рисунок 2.2). Сдвинутый на такой или больший интервал времени хаотический сигнал будет практически ортогонален исходному сигналу. Задержки с подобными временами запаздывания легко и компактно реализуются, например, с помощью тонких микроволновых кабелей с длиной в несколько десятков сантиметров.

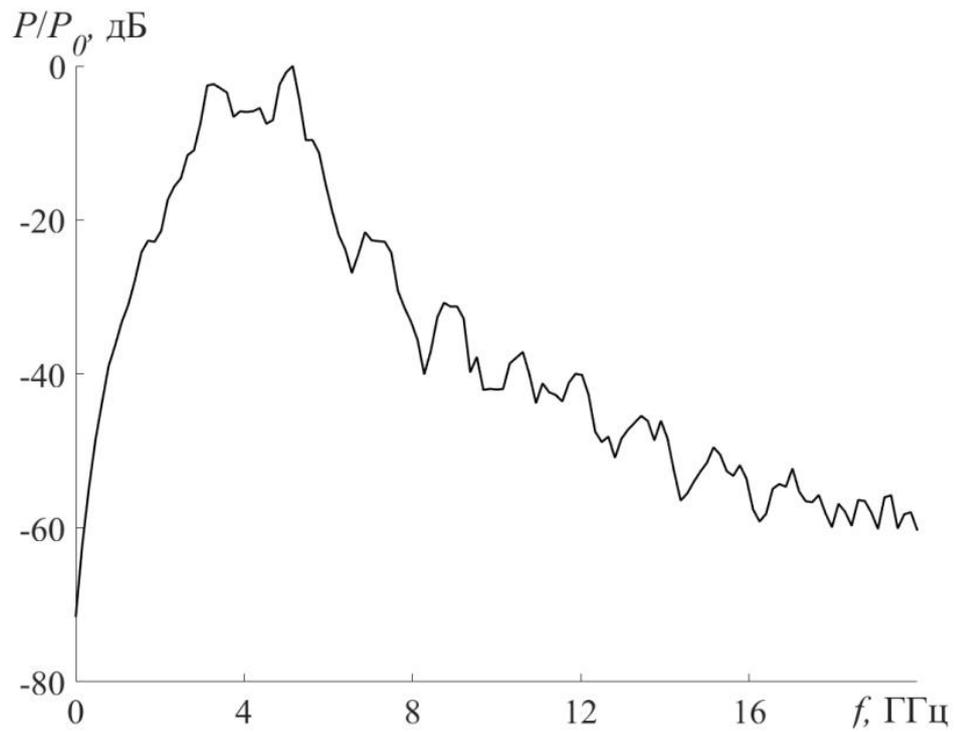


Рисунок 2.1 – Спектр мощности хаотического сигнала, нормированный на максимум спектральной плотности мощности P_0 данного сигнала.

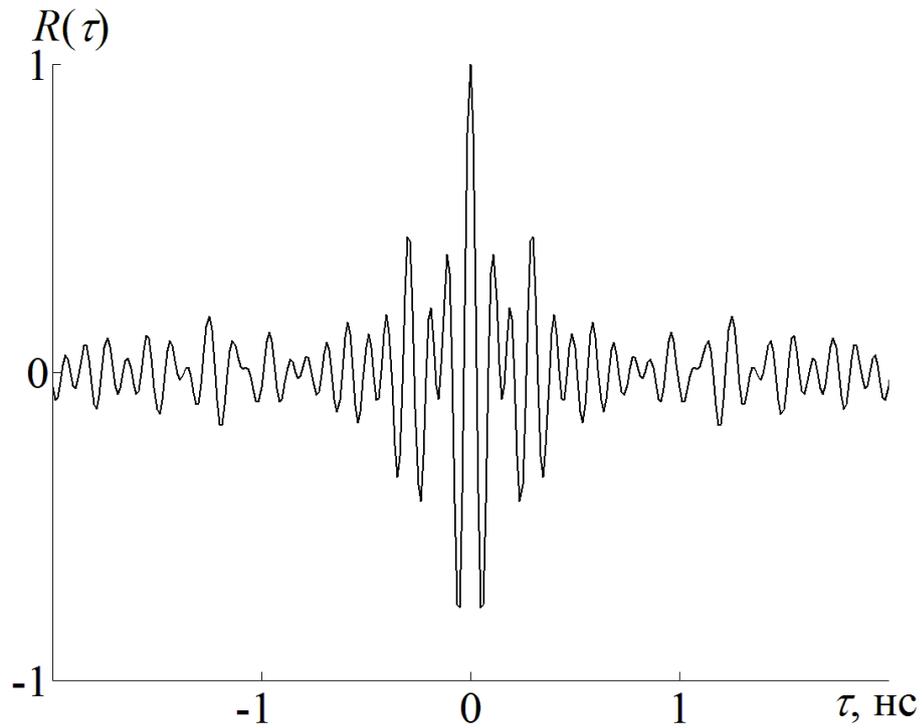


Рисунок 2.2 – Автокорреляционная функция хаотического сигнала.

2.2. Описание схемы

Структура предлагаемой схемы относительной передачи показана на рисунках 2.3, 2.4. Передатчик схемы (рисунок 2.3) состоит из источника хаотических радиоимпульсов (ИХР), делителя мощности пополам (Д), модулятора (М), управляемого внешним информационным сигналом, задержки на время τ , превышающее время автокорреляции сигнала (\mathcal{Z}), сумматора (С) и передающей антенны. Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью $T_{и}$, промежутки между импульсами – защитные интервалы имеют длительность $T_{з}$. Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита $T_{б}$. Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает в два канала. В первом канале он модулируется информационным сигналом путем умножения на ± 1 , а во втором канале задерживается на время τ . Умножение на $+1$ соответствует передаче «1», умножение на -1 – передаче «0». После этого сигналы суммируются, суммарный сигнал усиливается, поступает в антенну и излучается. При этом длина излучаемого суммарного импульса равна $T_{из} = T_{и} + \tau$.

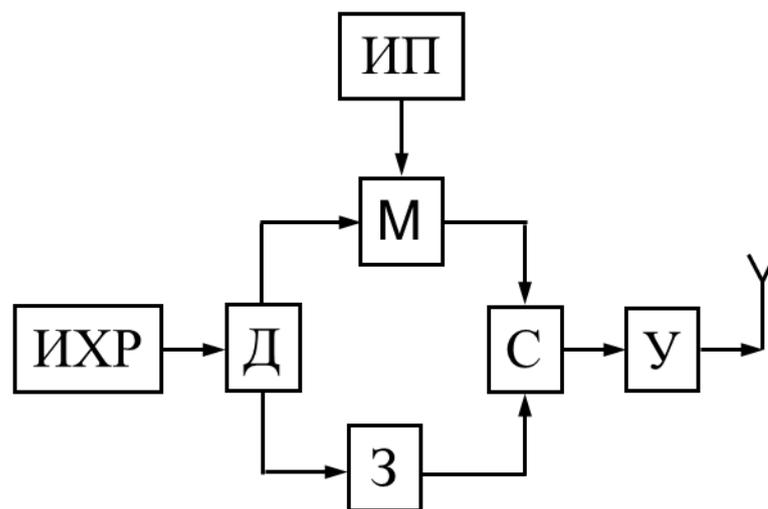


Рисунок 2.3 – Структура передатчика: ИХР – источник хаотических радиоимпульсов; Д – делитель мощности пополам; ИП – информационная последовательность; М – модулятор; З – задержка; С – сумматор; У – усилитель.

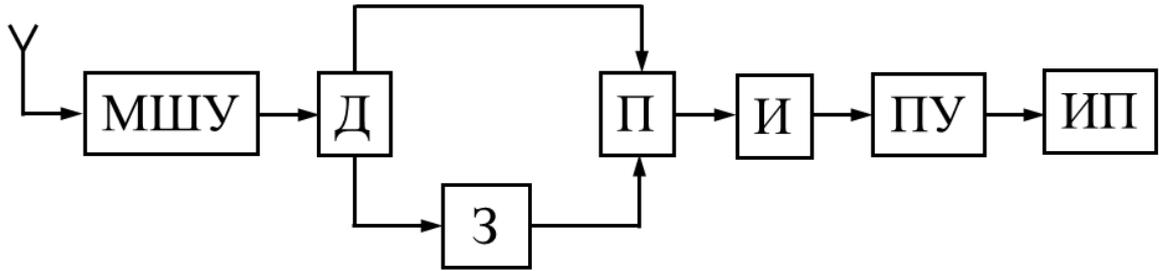


Рисунок 2.4 – Структура приемника: МШУ – малошумящий усилитель; Д – делитель мощности пополам; З – задержка; П – перемножитель; И – интегратор; ПУ – пороговое устройство; ИП – информационная последовательность.

Приемник схемы (рисунок 2.4) состоит из антенны (А), малошумящего усилителя (МШУ), делителя мощности пополам (Д), задержки (З) на время τ , перемножителя (П), интегратора (И) и порогового устройства (ПУ). Принятый антенной сигнал усиливается до нужного уровня в МШУ, делится пополам и попадает в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производится, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживается на время τ после чего также поступает на перемножитель. Заметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель равна T_n . Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется в течение времени T_n . Затем сигнал поступает на пороговое устройство с нулевым порогом. Если поступивший сигнал больше нуля, то пороговое устройство фиксирует прием «1», если же он меньше нуля, то фиксируется прием «0».

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (мы должны индексировать их, поскольку, в силу хаотичности, они все разные); $\alpha_k \in \{-1, 1\}$, – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = (\alpha_k S_k(t) + S_k(t - \tau))/2. \quad (2.1)$$

Соответственно в приемнике при отсутствии шумов сигнал на выходе блока перемножения будет выглядеть следующим образом:

$$X_k(t) = \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt + S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt. \quad (2.2)$$

Далее импульс, соответствующий k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид:

$$Z_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_i + \tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt \right] / 4 + \theta_k(t), \quad (2.3)$$

где

$$\theta_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_i + \tau} S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_i + \tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_i + \tau} S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4.$$

Составляющая $\theta_k(t)$ сигнала $Z_k(t)$ (2.3) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки τ превышает время автокорреляции, все компоненты $\theta_k(t)$ будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (2.3), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак α_k («+» или «-») определяет и знак $Z_k(t)$. Сигнал с выхода интегратора поступает на блок принятия решения, где осуществляется его сравнение с нулевым порогом. По знаку определяется значение выходного двоичного информационного символа.

2.3. Математическая модель

На основе предложенной схемы относительной передачи, использующей в качестве носителей информации хаотические радиоимпульсы, была построена математическая модель [83, 84].

Поскольку речь идет об исследовании возможности передачи данных по радиоканалу, подходящий для этого хаотический сигнал должен иметь полосовую форму спектра. В модели в качестве источника хаотических колебаний использовался генератор полосового хаоса с 2.5 степенями свободы [85–88]. Автоколебательная система генератора включает в себя замкнутые в кольцо обратной связи: нелинейный элемент с характеристикой $F(y) = M \cdot y \cdot \exp(-y^2)$, фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка, фильтр нижних частот второго порядка и полосовой фильтр (ПФ). Уравнения системы имеют вид:

$$\begin{aligned} T_1 \dot{y}_1(t) + y_1(t) &= F(y_3(t))D(t) \\ \ddot{y}_2(t) + \beta_2 \dot{y}_2(t) + \omega_2^2 y_2(t) &= \omega_2^2 y_1(t) \\ \ddot{y}_3(t) + \beta_3 \dot{y}_3(t) + \omega_3^2 y_3(t) &= \omega_3^2 \dot{y}_2(t), \end{aligned} \quad (2.4)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ первого порядка; β_k и ω_k ($k = 2, 3$) – коэффициенты диссипации и резонансные частоты фильтров. Спектр мощности и автокорреляционная функция для типичного режима работы автогенератора, используемого в дальнейшем при моделировании работы схемы передачи показаны на рисунках 2.1 и 2.2.

Заметим, что для того, чтобы генератор хаоса формировал вместо непрерывного хаотического сигнала поток хаотических импульсов, при компьютерном моделировании в правую часть первого уравнения системы (2.4) введен меняющийся во времени коэффициент $D(t)$:

$$D(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } \left(\frac{t}{T_6} - \text{int} \left(\frac{t}{T_6} \right) \right) < \frac{1}{L} \\ 0, & \text{если } \left(\frac{t}{T_6} - \text{int} \left(\frac{t}{T_6} \right) \right) \geq \frac{1}{L} \end{cases}. \quad (2.5)$$

Система (2.4) формирует поток хаотических импульсов с длительностью импульсов $T_{\text{и}} = T_6/L$ и скважностью L . Сигнал на выходе передатчика описывается уравнением:

$$y_4(t) = (\alpha(t)y_3(t) + y_3(t - \tau))/2. \quad (2.6)$$

Функция $\alpha(t)$ в уравнении (2.6) представляет собой входной информационный сигнал и принимает на битовом интервале значение -1 или 1 : $\alpha(t) = \{-1, 1\}$ в зависимости от передаваемого в момент времени t информационного символа «0» или «1». После этого сигналы суммируются. Выходной сигнал поступает в канал связи, и, затем, в приемник.

В приемнике производится перемножение поступившего сигнала и его копии, задержанной на время τ :

$$y_5(t) = y_4(t)y_4(t - \tau)/4, \quad (2.7)$$

после чего результирующие импульсы поступают на вход ФНЧ второго порядка, моделирующего интегратор. В целом динамика модели приемника описывается уравнением:

$$\ddot{y}_6(t) + \beta_6 \omega_6 \dot{y}_6(t) + \omega_6^2 y_6(t) = \omega_6^2 y_5(t), \quad (2.8)$$

где β_6 и ω_6 – коэффициент диссипации и резонансная частота фильтра, соответственно.

Решение о полученном информационном символе принимается на основании сравнения сигнала на выходе фильтра с нулевым порогом. Таким образом, система уравнений (2.4–2.8) описывает модель схемы относительной передачи информации. Построенная модель представляет собой систему дифференциально-разностных уравнений с запаздыванием. Решение системы осуществлялось в среде Matlab с использованием функции для решения дифференциально-разностных уравнений с фиксированными задержками dde23.

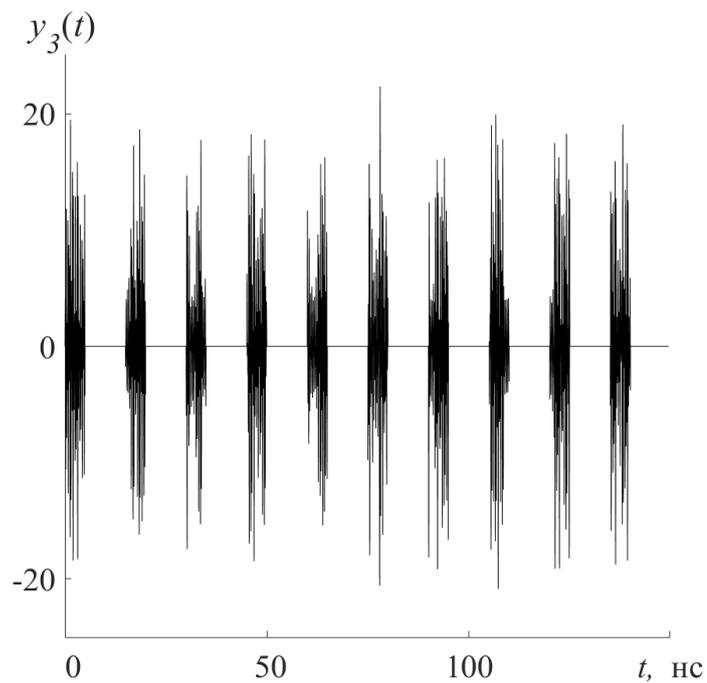
2.4. Результаты моделирования

Моделирование схемы относительной передачи проводилось для импульсов с процессингом $K = 10$ и скважностью $L = 3$ при следующих нормированных значениях параметров: $M = 32$; $T_1 = 1$; $\beta_2 = 0.3$; $\omega_2 = 1.0$; $\beta_3 = 0.2$; $\omega_3 = 1.55$; $\tau = 20$; $\beta_6 = 0.9$; $\omega_6 = 0.063$. Полоса частот генерируемого хаотического сигнала при этом составляла около 2 ГГц (рисунок 2.1), соответственно длительность импульса составляла $T_{\text{и}} = K/\Delta F = 10/(2 \cdot 10^9) = 5$ нс. Частота дискретизации при моделировании составляла $F_{\text{д}} = 4 \cdot 10^{10}$ Гц, соответственно время задержки на время большее либо равное времени автокорреляции составляло $\tau = 20/(4 \cdot 10^{10}) = 0.5$ нс, что согласуется с автокорреляционной функцией сигнала источника (рисунок 2.2). Типичные результаты моделирования представлены на рисунке 2.5.

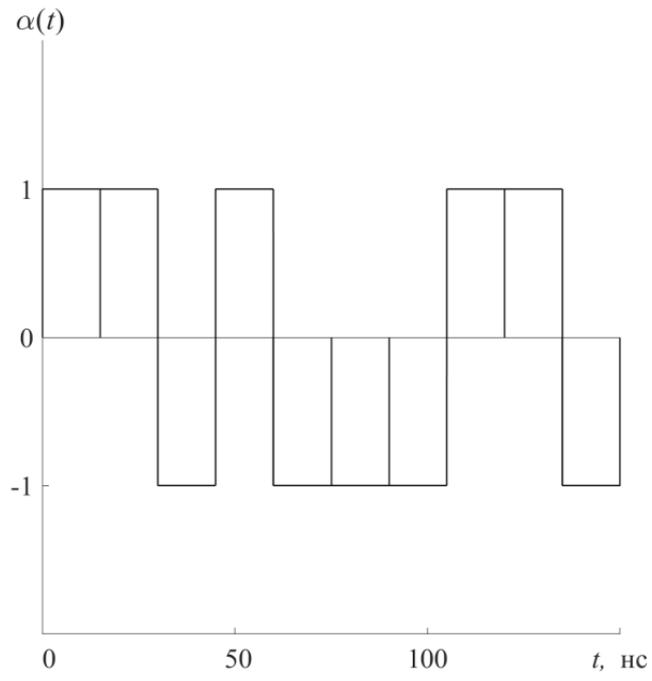
Генератор формирует поток хаотических радиоимпульсов со скважностью 3 (рисунок 2.5а). Поток поступает на делитель мощности пополам. Сигнал с первого выхода делителя перемножается с входным двоичным информационным сигналом (рисунок 2.5б). Таким образом, в зависимости от передаваемого информационного символа хаотический импульс проходит без изменений («1») или инвертируется («0»). Сигнал со второго выхода делителя поступает на блок задержки. Сигнал с выхода сумматора показан на рисунке 2.5в.

В приемнике сигнал, полученный из эфира, поступает на делитель мощности пополам. Сигнал с нижнего выхода делителя подается на блок задержки на время τ . Сигнал с верхнего выхода делителя без изменений подается на перемножитель,

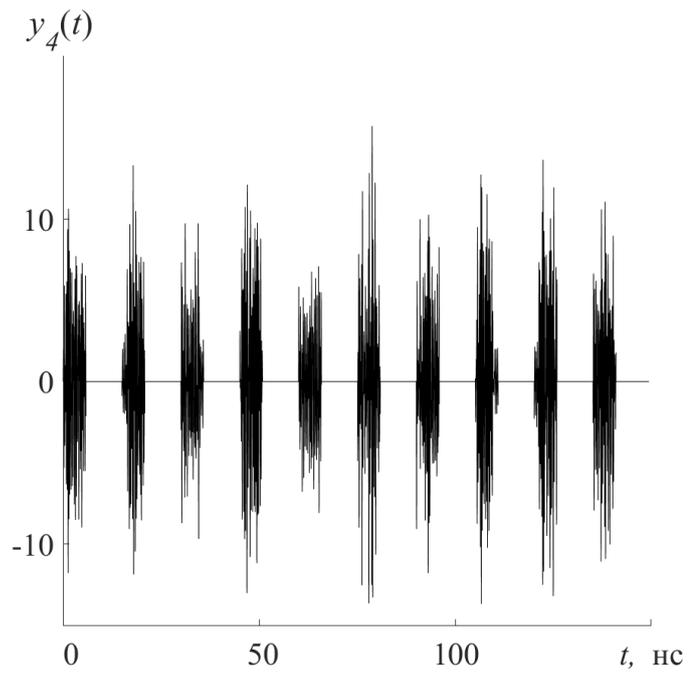
где осуществляется его перемножение с сигналом с выхода блока задержки. После перемножения полученный сигнал (рисунок 2.5г) поступает на интегратор. В результате интегрирования получается сигнал, типичный вид которого показан на рисунке 2.5д. Он содержит импульсы огибающей положительной и отрицательной полярности и интервалы между ними. Импульсы соответствуют передаваемым информационным битам: положительные «1», отрицательные «0». Затем сигнал поступает на блок принятия решения, где осуществляется сравнение сигнала с нулевым порогом. По знаку определяется выходной двоичный информационный символ (рисунок 2.5е).



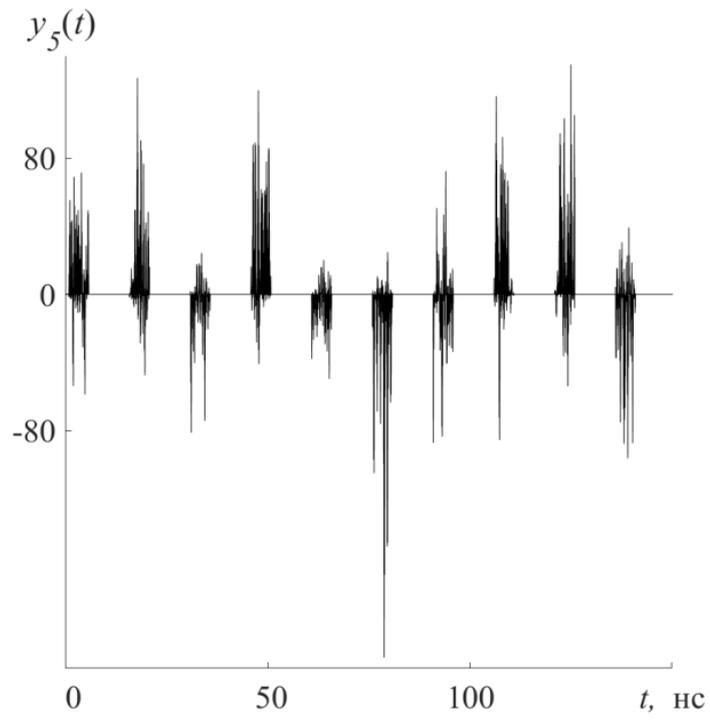
а)



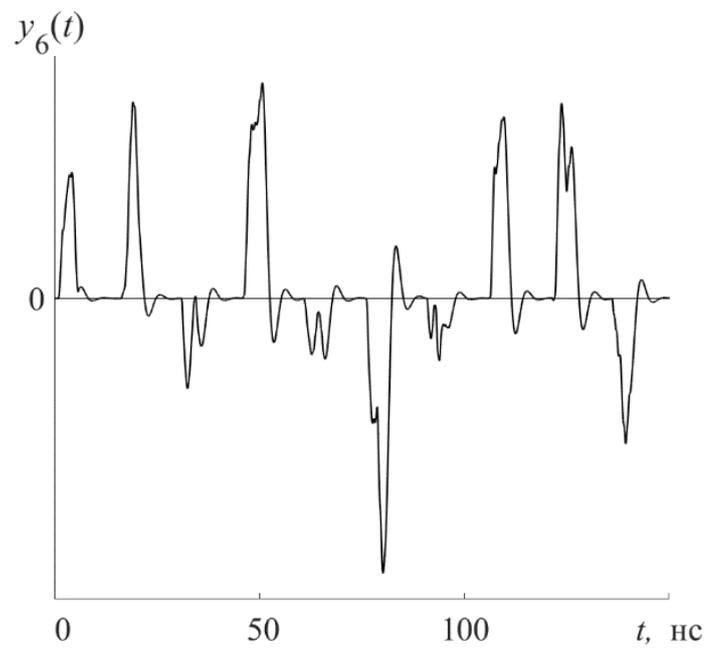
б)



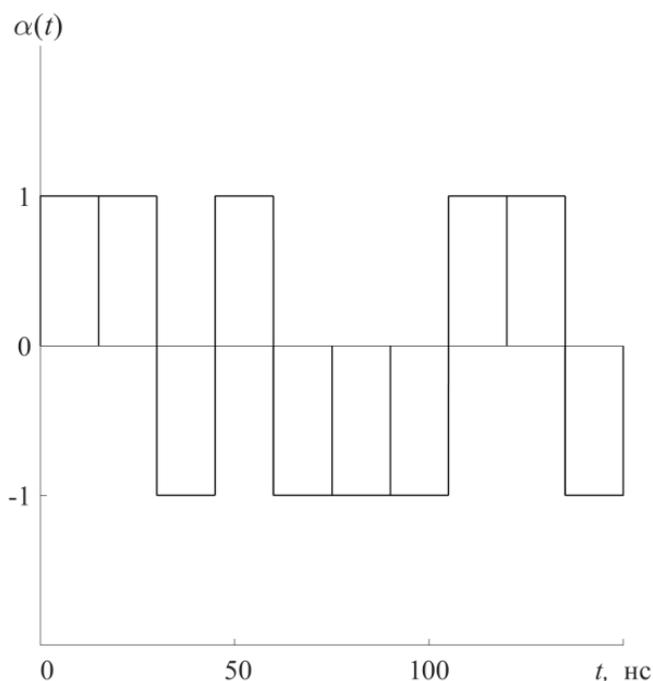
в)



г)



д)



е)

Рисунок 2.5 – Вид сигналов при преобразованиях в передатчике и приемнике: а) поток хаотических радиоимпульсов на выходе ИХР; б) входная модулирующая последовательность; в) сигнал на выходе сумматора; г) сигнал на выходе перемножителя; д) сигнал на выходе интегратора; е) выходная информационная двухуровневая последовательность.

2.5. Выводы

В главе предложена прямохаотическая схема передачи информации. Предложенная схема передачи, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, относится к классу схем с относительной передачей. В отличие от известной схемы DCSK в предложенной схеме используются задержки значительно меньшей длительности, что облегчает ее практическую реализацию в микроволновом диапазоне частот. Например, требуемые для схемы задержки при полосе сигнала 1 ГГц составляют 1–2 наносекунды и могут быть выполнены на отрезках современных кабелей длиной до 50 см.

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения.

Также в главе создана математическая модель предложенной схемы относительной передачи. Показано, что созданная модель соответствует предложенной схеме. В процессе моделирования данные успешно передавались от передатчика на приемник.

Глава 3. Аналитические оценки характеристик схемы

3.1. Введение

Определение характеристик относительных методов удобно производить, моделируя передаваемый сигнал реализацией случайного процесса с нормальным распределением мгновенных значений и равномерной спектральной плотностью. При этом флуктуационный шум также можно считать случайным процессом с нормальным распределением мгновенных значений и равномерной спектральной плотностью. Метод таких оценок описан в работе [34].

3.2. Аналитические оценки

Алгоритм работы приемника, описанного в предыдущей главе можно представить следующим образом:

$$\text{sign}(y_5(t)) = \text{sign} \int_{\tau}^{T_n + \tau} y_4(t) y_4(t - \tau) dt \quad (3.1)$$

При наличии шума сигналы под знаком интеграла имеют вид:

$$\begin{aligned} y_4(t) &= y_3(t) + y_3(t - \tau) + \eta(t), \\ y_4(t - \tau) &= y_3(t - \tau) + y_3(t - 2\tau) + \eta(t - \tau), \end{aligned} \quad (3.2)$$

где $y_3(t)$ – сигнал, моделирующий хаотический радиоимпульс в виде фрагмента реализации случайного процесса с нормальным распределением амплитуд и равномерной спектральной плотностью N_c ; $\eta(t)$ – белый шум со спектральной плотностью N_0 .

Подставляя в интеграл (3.1) выражения для сигналов (3.2), получаем:

$$\begin{aligned}
& \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_4(t)y_4(t-\tau)dt = \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-\tau)y_3(t-\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t)y_3(t-\tau)dt + \\
& + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t)y_3(t-2\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-\tau)y_3(t-2\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t)\eta(t-\tau)dt + \\
& + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-\tau)\eta(t-\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-2\tau)\eta(t)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-\tau)\eta(t)dt + \\
& + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \eta(t)\eta(t-\tau)dt.
\end{aligned} \tag{3.3}$$

В (3.3) полезную информацию переносит лишь первое слагаемое, остальные представляют собой помеху, обусловленную как флуктуационным шумом $\eta(t)$, так и самим сигналом. Для того, чтобы найти распределение случайных величин, входящих в равенство (3.3), представим их в виде разложения в ряд Фурье на интервале $(\tau, T_n + \tau)$:

$$y_3(t) = \frac{\sqrt{N_c}}{\sqrt{2T_n}} \sum_{k=k_1}^{k_2} (\varphi_{1k} \cos \omega_k t + \Psi_{1k} \sin \omega_k t), \tag{3.4}$$

$$y_3(t - \tau) = \frac{\sqrt{N_c}}{\sqrt{2T_n}} \sum_{k=k_1}^{k_2} (\varphi_{2k} \cos \omega_k t + \Psi_{2k} \sin \omega_k t).$$

Это позволяет заменить непрерывные сигналы набором их коэффициентов. Тем самым задача сводится к нахождению характеристик распределения дискретных величин.

Коэффициенты φ_{1k} , φ_{2k} , Ψ_{1k} , Ψ_{2k} при различных k независимы между собой, так как они являются коэффициентами разложения по ортонормальной системе функций. Если интервал выбран большим интервала корреляции процессов $y_3(t)$, то они независимы между собой и при одинаковых k . Таким образом, φ_{1k} , φ_{2k} , Ψ_{1k} , Ψ_{2k} представляют собой независимые нормальные случайные величины с

нулевыми средними и дисперсиями, равными единице. При этих условиях второе слагаемое в (3.3) можно записать в виде:

$$\xi_1 = \frac{N_c}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} (\varphi_{1k} \varphi_{2k} + \Psi_{1k} \Psi_{2k}). \quad (3.5)$$

Как показано в [89], случайная величина ξ_1 распределена по нормальному закону со средним значением и дисперсией, равными, соответственно:

$$M(\xi_1) = 0, \sigma_{\xi_1}^2 = \frac{N_c^2}{2} \Delta F T_{и}. \quad (3.6)$$

Условие нормализации случайной величины можно считать выполненным при $\Delta F \cdot T_{и} \gg 3$ [34]. При практических расчетах можно считать рассматриваемые величины нормальными для $\Delta F \cdot T_{и} \geq 30$. Случайные величины $\xi_2, \xi_3, \dots, \xi_8$ равные, соответственно, последующим интегралам, исследуются аналогичным образом. Они также являются нормальными случайными величинами с нулевым средним значением и дисперсиями:

$$\begin{aligned} \sigma_{\xi_1}^2 &= \sigma_{\xi_2}^2 = \sigma_{\xi_3}^2 = \frac{N_c^2}{2} \Delta F T_{и}, \\ \sigma_{\xi_4}^2 &= \sigma_{\xi_5}^2 = \sigma_{\xi_6}^2 = \sigma_{\xi_7}^2 = \frac{N_c N_0}{2} \Delta F T_{и}, \\ \sigma_{\xi_8}^2 &= \frac{N_0^2}{2} \Delta F T_{и}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

В работе [89] также показано, что случайные величины $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_8$ попарно независимы. Это позволяет представить энергию на выходе интегратора в виде:

$$\int_{\tau}^{T_{и}+\tau} y_4(t - \tau) y_4(t) dt = E_r + \xi, \quad (3.8)$$

где $\xi = \xi_1 + \xi_2 + \xi_3 + \xi_4 + \xi_5 + \xi_6 + \xi_7 + \xi_8$, а E_r – энергия полезного сигнала, которую характеризует первый интеграл в равенстве (3.3). Случайная величина ξ

представляет собой сумму независимых нормальных случайных величин, следовательно, она также распределена по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией:

$$\sigma_{\xi}^2 = N_c N_0 \Delta F T_{\text{и}} \left(2 + \frac{N_0}{2N_c} + \frac{3N_c}{2N_0} \right). \quad (3.9)$$

Для рассматриваемого случайного сигнала величина E_r есть также случайная величина, которую можно записать, используя разложение (3.4) в виде:

$$E_r = \frac{N_c}{2} \sum_{k=k_1}^{k_2} (\varphi_{2k}^2 + \Psi_{2k}^2). \quad (3.10)$$

Распределение этой случайной величины представляет собой χ^2 – распределение с $2\Delta F \cdot T_{\text{и}}$ степенями свободы. Однако при сделанных выше предположениях можно с достаточной степенью точности считать, что E_r распределено нормально со средним и дисперсией, равными соответственно:

$$M(E_r) = N_c \Delta F T_{\text{и}}, \quad \sigma_{E_r}^2 = N_c^2 \Delta F T_{\text{и}}. \quad (3.11)$$

Зная, таким образом, распределение всех случайных величин, определяющих алгоритм работы приемника (3.1), можно представить вероятность ошибки при приеме сообщения в виде [89]:

$$P_{\text{ош}} = f \left(N_c \Delta F T_{\text{и}} / \sqrt{N_c N_0 \Delta F T_{\text{и}} \left(2 + \frac{N_0}{2N_c} + \frac{5N_c}{2N_0} \right)} \right),$$

где

$$f(x) = \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \right]. \quad (3.12)$$

Эта вероятность ошибки обладает интересным асимптотическим свойством. При стремлении отношения сигнал/шум к бесконечности вероятность ошибки стремится не к нулю, а к некоторому пределу, равному:

$$P_{\text{ош пред}} = f\left(\sqrt{\frac{2\Delta FT_{\text{и}}}{5}}\right). \quad (3.13)$$

Такой необычный характер поведения вероятности ошибки можно объяснить следующим образом. Из формулы (3.3) видно, что, при равной нулю флуктуационной помехе $\eta(t)$, остается помеха, обусловленная задержанными относительно друг друга компонентами самого полезного сигнала. Причем мощность такой помехи пропорциональна мощности полезного сигнала и возрастает вместе с ним. Поэтому при любой конечной базе сигнала вероятность ошибки даже в отсутствии внешнего шума не равна 0. Однако при стремлении процессинга (базы) сигнала к бесконечности предельная вероятность ошибки (3.13) стремится к нулю, так как при этом происходит лучшее усреднение от собственного сигнала в приемнике.

Расчет вероятности ошибки производился по формуле (3.13). Флуктуационные помехи считаются равными нулю. На рисунке 3.1 представлен график зависимости вероятности ошибки на бит от процессинга (базы) сигнала в приемнике с алгоритмом работы (3.1). Из него можно сделать вывод, что несмотря на внутренние помехи, при увеличении базы сигнала вероятность ошибок при приеме в отсутствии внешних шумов быстро падает, и при базе сигнала 200 (процессинге 100) ее величина уже не превышает значения 10^{-10} . Таким образом, внутренние шумы схемы при больших базах сигнала практически не влияют на помехоустойчивость схемы при наличии внешних шумов (эти характеристики будут приведены ниже). Но именно сигналы с большой базой, как показывает практика применения прямохаотических систем связи, и представляют наибольший интерес.

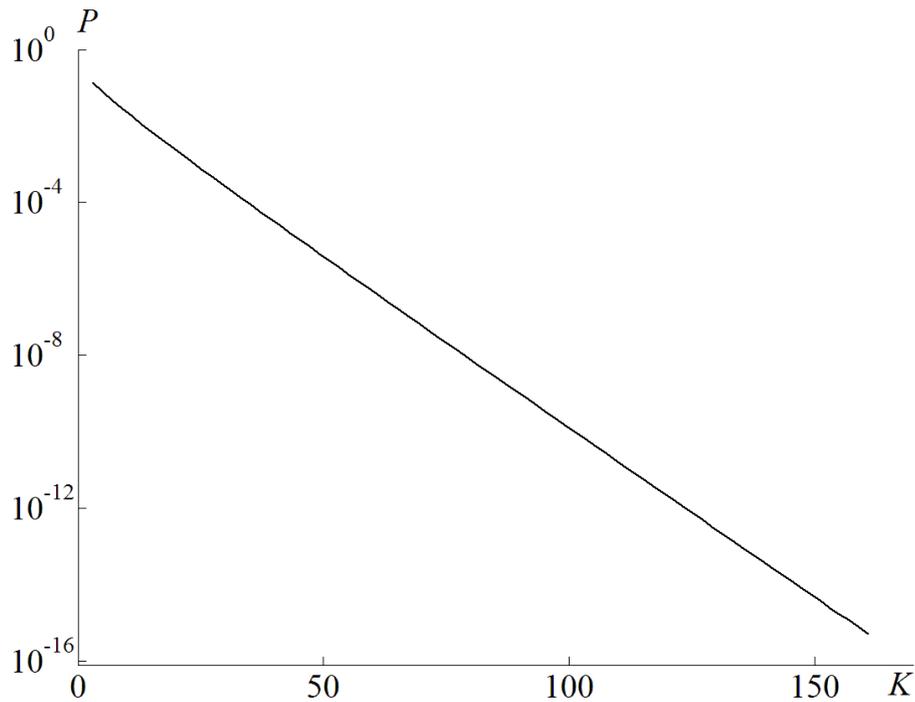


Рисунок 3.1 – Зависимость вероятности ошибки от процессинга сигнала при отсутствии флуктуационных помех.

3.3. Сверх- и Гиперширокополосные средства связи

Под сверхширокополосными системами связи в настоящее время понимаются системы, использующие сигналы с относительной полосой не менее 20% или с абсолютной полосой не менее 500 МГц (в диапазоне частот от 3.1 до 10.6 ГГц). Это определение было введено Федеральной комиссией по коммуникациям США в 2002 году и положено в основу всех дальнейших документов по сверхширокополосной связи (В Российской Федерации это диапазон 2.85–10.6 ГГц).

В 2014 году агентство DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) стало использовать термин гиперширокополосная связь, понимая под этим связь с полосой частот не менее 10 ГГц. Агентство объявило конкурс на исследования в области гиперширокополосной связи (Программа HERMES – Hyper-wideband Enabled RF Messaging).

В этом конкурсе DARPA запросило инновационные исследовательские предложения для изучения возможности использования широкополосной радиочастотной системы с расширением спектра до полосы частот более 10 ГГц. Система должна будет работать на частотах ниже 20 ГГц, чтобы уменьшить поглощение атмосферы и использовать процессинг (базу сигнала) и спектральную фильтрацию для обеспечения работоспособности. Исследования предполагалось продвигать по двум направлениям: 1) исследование системных архитектур, эффектов распространения канала, регулирования спектра, методов обработки сигналов, кульминации демонстрации с использованием коммерческих компонентов и 2) разработка новых технологий приемника, предположительно на основе фотоники, с размером, весом и мощностью, соответствующими устройству, размещаемому в руке [90].

На первом этапе предлагалось создать действующий макет системы, демонстрирующий возможность достижения полосы расширенного спектра не менее 10 ГГц при процессинге не менее 40, с пропускной способностью не менее 100 Кбит/с. Демонстрация предполагалась в перегруженной радиочастотной среде.

В 2016 году появились первые публикации, относящиеся к тематике программы [91, 92].

Далее будет показано, что на рассматриваемой в данной работе схеме относительной передачи могут быть реализованы характеристики, близкие к тем, которые запрашиваются программой HERMES [93].

3.4. Анализ помехоустойчивости схемы относительной передачи

Количественные аналитические оценки вероятностей ошибок при наличии внешнего шума для случаев малых, средних и больших значений процессинга хаотических радиоимпульсов представлены на рисунках 3.2, 3.3, 3.4, соответственно. Расчет производился по формуле (3.12). Значение процессинга K

зависит как от полосы сигнала, так и от его длительности. В принципе, значения процессинга как сверхширокополосного, так и гиперширокополосного сигнальных элементов, несущих информацию, могут варьироваться в широких пределах, начиная с единиц и кончая сотнями тысяч и более. Однако именно величина процессинга будет в основном определять устойчивость схемы связи к шумам.

Из рисунка 3.2 видно, что при значениях $K \leq 20$ вероятность ошибки в схеме нельзя снизить до величины меньше 10^{-3} даже при очень больших отношениях сигнал/шум. С другой стороны, при $K > 100$ вероятность ошибки меньше 10^{-5} уже при отношениях E_B/N_0 меньше 20 дБ (рисунок 3.3). Отметим, что для таких значений процессинга отношение сигнал/шум (SNR), при котором возможно извлечение сигнала, становится уже меньше 0 дБ ($E_B/N_0 = K \cdot SNR$). При дальнейшем увеличении процессинга полезный сигнал может быть извлечен даже из-под шума. Уровень требуемого для этого значения SNR падает с ростом K до величины -20 дБ при $K = 10^6$ (рисунки 3.4 и 3.5).

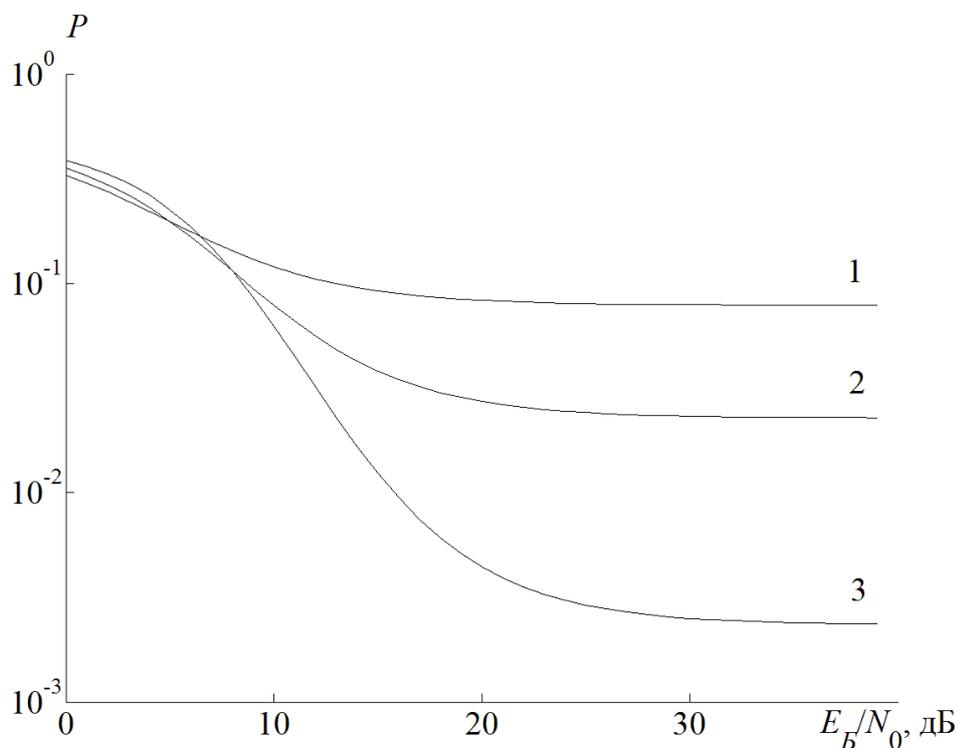


Рисунок 3.2 – Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при малых значениях процессинга K : кривая 1 – $K = 5$; кривая 2 – $K = 10$; кривая 3 – $K = 20$.

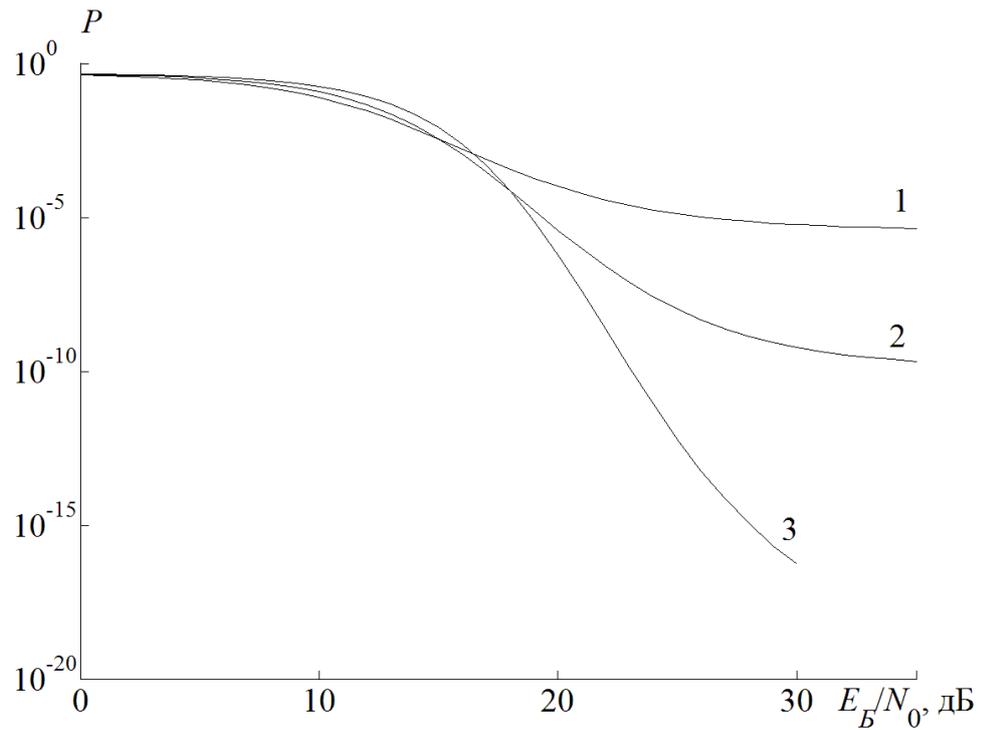


Рисунок 3.3 – Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при средних значениях процессинга K : кривая 1 – $K = 50$; кривая 2 – $K = 100$; кривая 3 – $K = 200$.

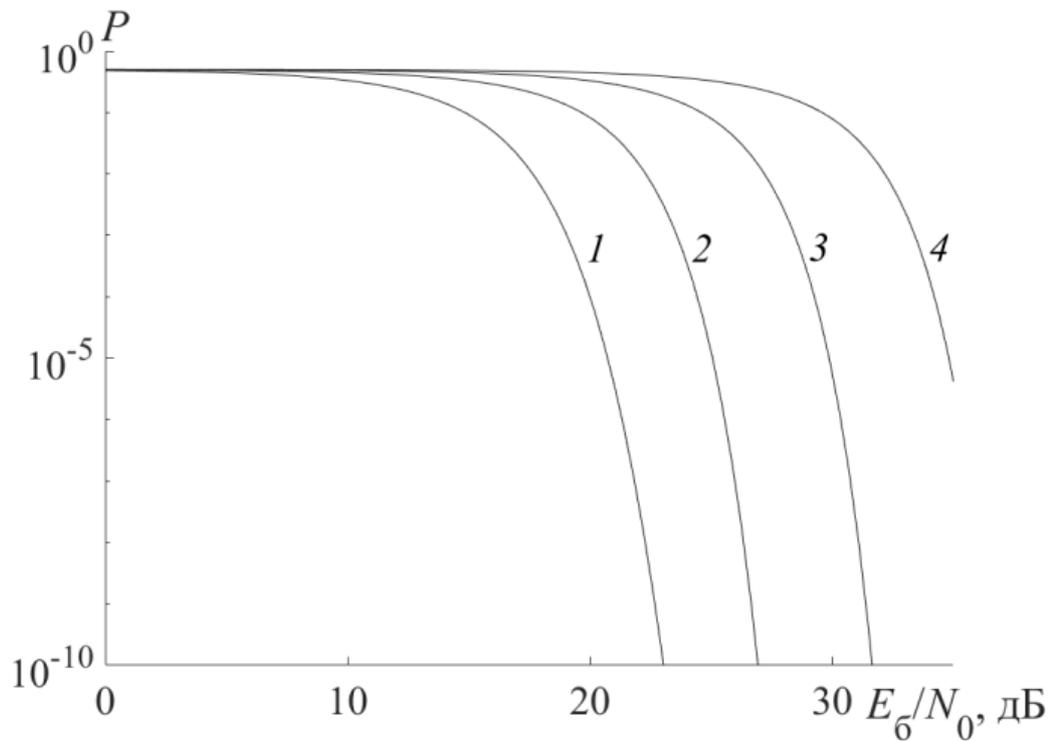


Рисунок 3.4 – Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при больших значениях процессинга K . Кривые 1–4 соответствуют K : 10^3 , 10^4 , 10^5 , 10^6 .

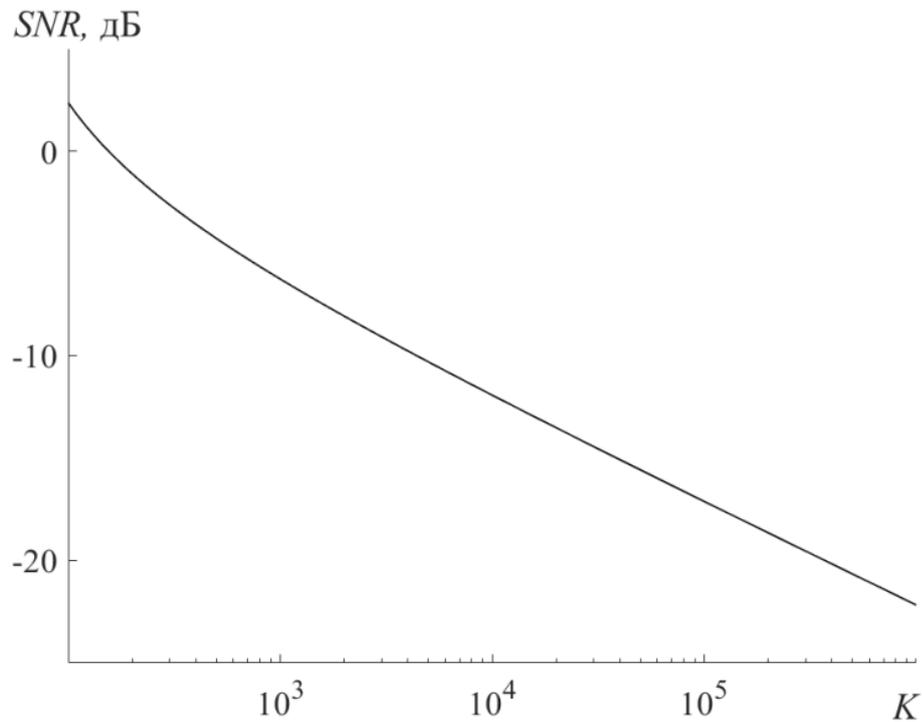


Рисунок 3.5 – Зависимость минимального отношения сигнал/шум SNR , при котором обеспечивается вероятность ошибки на принимаемый бит 10^{-5} , от процессинга K .

Каковы параметры хаотического радиоимпульса, например, с процессингом $K = 10^5$ (50 дБ) (это на десять децибел больше, чем минимальные требования программы HERMES)? Если полоса сигнала равна 10 ГГц, то длина хаотического импульса будет равна 10^{-5} с, и максимальная скорость передачи около 100 Кбит/с. При этом средняя мощность принимаемого сигнала может уменьшаться до величины -15 дБ при вероятности ошибки на бит (BER – Bit Error Ratio) не более 10^{-5} .

Исходя из сделанных оценок, можно утверждать, схема относительной передачи с хаотическими радиоимпульсами является неплохим кандидатом для класса беспроводных гиперширокополосных систем передачи информации. Осталось добавить, что возможность получения хаотических колебаний с гипершироким спектром в диапазоне до 30 ГГц показана в работе [94].

3.5. Выводы

В предлагаемой схеме даже при отсутствии внешних помех вероятность ошибки на принимаемый бит не равна нулю, а стремится к некоторому пределу. Это вызвано помехой, обусловленной задержанными относительно друг друга компонентами полезного сигнала. Однако при достаточно больших базах (начиная со 100) этот фактор уже практически не сказывается на свойствах схемы, а именно такие базы сигналов и представляют интерес для практических приложений.

Оценки показывают, что рассмотренная схема относительной передачи может быть использована, для создания не только сверхширокополосных, но и гиперширокополосных средств связи с базами сигнала (процессингом) вплоть до 10^6 . При таких значениях процессинга устойчивый прием передаваемых сигналов может быть обеспечен из-под шумов.

Глава 4. Множественный доступ в схеме относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов

4.1. Введение

Проведенные в 3-ей главе аналитические расчеты показали, что при отсутствии внешних шумов, передача с вероятностью ошибок $BER = 10^{-5}$ может быть обеспечена при процессинге $K > 50$ (рисунок 3.3).

При дальнейшем увеличении процессинга схема становится работоспособной при наличии внешних шумов значительного уровня. Так, например, при $K = 1000$ вероятность ошибки при передаче составляет 10^{-5} , когда уровень шумов выше уровня сигнала на 5–6 дБ (рисунок 3.5).

Это означает, что, как и в других схемах, использующих сигналы с большой базой (например, в классическом варианте CDMA [95]), используя корреляционные свойства СШП хаотических сигналов можно построить системы связи с множественным доступом.

Цель данной главы показать, что беспроводная схема передачи $(DC)^2$ может быть эффективно использована не только в режиме передачи «точка-точка» в одной паре передатчик-приемник, но и для организации одновременной и независимой работы нескольких пар приемников и передатчиков, находящихся в одной и той же области физического пространства.

4.2. Множественный доступ

В схеме $(DC)^2$ для передачи информации используются хаотические радиоимпульсы с большим процессингом и защитными интервалами. Обозначим: $T_{и}$ – длительность хаотического радиоимпульса; $T_{б}$ – длительность бита; $L = T_{б}/T_{и}$ – скважность; R – скорость передачи в битах; W – полоса сигнала; $K = W/(RL)$ – процессинг хаотического радиоимпульса; SNR – отношение сигнал/шум; $E_{б}/N_0 =$

$K \cdot SNR$ – отношение энергии, приходящейся на бит передаваемой информации к спектральной плотности шума в полосе сигнала.

Будем обозначать спектральную плотность внутренних собственных шумов (внутренней интерференции) через $N_{\text{инт}}$. На вход интегратора приемника кроме полезного сигнала поступает 3 «шумовых» компоненты (2.2). Интенсивность каждой из компонент шума такая же, как у полезного сигнала. Наличие этих шумовых компонент при отсутствии внешних шумов и применении антиподальной модуляции дает отношение сигнал/шум – $SNR = 2/3$ или $SNR_{\text{дБ}} = -1.75$ дБ. Обычно энергетический потенциал канала связи определяется через минимальное требуемое значение отношения E_b/N_0 , выраженное в дБ. В нашем случае при отсутствии внешних шумов $N_0 = N_{\text{инт}}$, и

$$E_b/N_{0, \text{дБ}} = E_b/N_{\text{инт}, \text{дБ}} = SNR_{\text{дБ}} + K_{\text{дБ}}. \quad (4.1)$$

Из (4.1) следует, что получение требуемого значения отношения $E_b/N_{\text{инт}}$ при любом значении SNR может быть обеспечено за счет соответствующего выбора K . Например, если в случае антиподальной модуляции вероятность ошибки 10^{-3} достигается при $E_b/N_{\text{инт}} = 10$ дБ, то компенсация внутренних шумов схемы обеспечивается при $K_{\text{дБ}} > 11.75$ дБ.

Пока рассматривались характеристики схемы без воздействия внешних шумов. Однако при достаточно большом процессинге сигнала схема будет оставаться работоспособной даже при значительном уровне внешних шумов, т.е. при малых отношениях сигнал/шум. В качестве этих внешних шумов могут, в частности, выступать сигналы других хаотических передатчиков, работающих в том же диапазоне частот. Это свойство схемы может быть положено в основу организации работы системы связи с множественным доступом [96, 97].

Действительно, пусть имеется M пар передатчиков и приемников (рисунок 4.1). Все передатчики одновременно излучают, вообще говоря, разные сигналы, которые попадают, как в «свой» приемники в качестве полезного сигнала (точнее часть сигнала, попадающего в «свой» приемник, является полезной, а часть

представляет собой собственный шум схемы), так и в «чужие» приемники в качестве внешнего шумового (интерферирующего) сигнала.

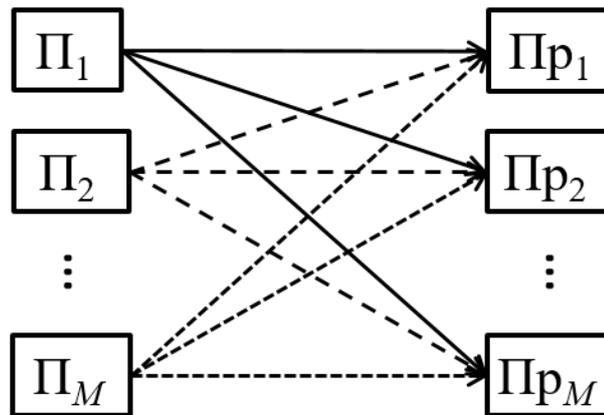


Рисунок 4.1 – Многопользовательская относительная схема связи с M парами передатчиков (Π_i) и приемников (Пр_i).

Для получения теоретической оценки будем считать, что во всех M передатчиках используются генераторы хаоса с одинаковыми статистическими и спектральными характеристиками выходного сигнала, время автокорреляции хаотического сигнала равно τ_0 , длительности импульсов во всех парах приемопередатчиков равны. Времена задержек в i -ой паре приемопередатчиков $\tau_i = i \cdot \tau_0$, $i = 1, 2, \dots, M$. Такой набор задержек обеспечивает отсутствие корреляции своего сигнала в любом из M приемников с чужими сигналами.

Покажем, что рассматриваемая схема относительной передачи с использованием хаотических радиоимпульсов позволяет реализовать множественный доступ, т.е. одновременную работу в эфире нескольких пар приемопередатчиков, в которых используются, в том числе, одинаковые генераторы хаоса.

Поскольку для извлечения полезного сигнала схема $(DC)^2$ использует автокорреляционные свойства хаотических сигналов, можно предположить, что применение процедуры корреляции будет также эффективно для выделения полезного сигнала пользователя на фоне сигналов других пользователей, рассматриваемых как внешний шум. Ситуация в этом случае будет подобна ситуации с выделением полезных сигналов в системах CDMA [95].

Будем также считать, что в многопользовательской схеме с M парами приемопередатчиков применяется соответствующее управление мощностью излучения, так что сигналы, приходящие в данный i -й приемник от всех других устройств, имеют один и тот же уровень мощности p . Каждый приемник обрабатывает приходящий от своего передатчика сигнал на уровне мощности p , а $M - 1$ посторонних сигналов интерферируют с ним, и каждый из этих сигналов также имеет уровень мощности p .

В самом «тяжелом» случае, когда приходящие от разных передатчиков импульсы практически полностью накладываются друг на друга на входе i -го приемника, отношение сигнал/интерференционная помеха на его входе будет равно:

$$SNR_i = (2/4) \cdot p / [(3/4)p + (M - 1)p] = 2/[3 + 4(M - 1)]. \quad (4.2)$$

Из (4.2) видно, как максимально возможное число пользователей в сети связано с минимальным требуемым значением SNR_i на пользователя. Для схем связи с большим процессингом K удобно перейти от соотношения (4.2) к соотношению, связывающему максимальное число пользователей с $E_{\sigma}/N_{\text{инт}}$. Поскольку $E_{\sigma}/N_{\text{инт}} = K \cdot SNR$, то из (4.2) следует, что

$$E_{\sigma}/N_{\text{инт}} = 2 \cdot K / [3 + 4(M - 1)]. \quad (4.3)$$

Если присутствует дополнительный мешающий внешний шум η , включающий интерференционный, не связанный с приемопередатчиками схемы, шум и тепловой шум, то при вводе его в рассмотрение, уравнение (4.3) принимает вид:

$$E_{\sigma}/N_{\text{инт}} = 2 \cdot K / [3 + 4(M - 1) + 4\eta/p]. \quad (4.4)$$

Это означает, что максимально возможное число пользователей в ячейке будет равно:

$$M = \frac{1}{4} [1 + 2 \cdot K / (E_b / N_{\text{инт}})] - \eta / p. \quad (4.5)$$

Минимальное, требуемое для обеспечения заданной вероятности ошибки, значение отношения $E_b / N_{\text{инт}}$ в схеме $(DC)^2$ нелинейно зависит от процессинга. Максимальное число пользователей с учетом оценки этой зависимости на основе аналитических соотношений, полученных во второй главе, дано в таблице 4.1.

Таблица 4.1. Зависимость числа пользователей M и скорости передачи R в схеме $(DC)^2$ от процессинга K при вероятности ошибок 10^{-3} и полосе сигнала 2 ГГц.

K	15	100	150	200	300	400	800	1000	2000	4000
M	1	2	3	4	6	7	11	12	20	31
R , Мбит/с	64	10	6.6	5.0	3.3	2.5	1.25	1.0	0.5	0.25

4.3. Математическая модель

На основе предложенной схемы относительной передачи информации с множественным доступом была построена математическая модель [96, 97]. В модели в качестве источника хаотических колебаний, как и в модели схемы относительной передачи с одной парой «передатчик-приемник», использовался генератор полосового хаоса с 2.5 степенями свободы. Автоколебательная система генератора включает в себя замкнутые в кольцо обратной связи: нелинейный элемент с характеристикой $F(y) = A \cdot y \cdot \exp(-y^2)$; ФНЧ первого порядка; ФНЧ второго порядка и полосовой фильтр. Уравнения автоколебательной системы имеют вид:

$$\begin{aligned} T_1 \dot{y}_{1i}(t_i) + y_{1i}(t_i) &= F(y_{3i}(t_i)) D_i(t_i) \\ \ddot{y}_{2i}(t_i) + \beta_2 \dot{y}_{2i}(t_i) + \omega_2^2 y_{2i}(t_i) &= \omega_2^2 y_{1i}(t_i) \\ \ddot{y}_{3i}(t_i) + \beta_3 \dot{y}_{3i}(t_i) + \omega_3^2 y_{3i}(t_i) &= \omega_3^2 \dot{y}_{2i}(t_i), \end{aligned} \quad (4.6)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ первого порядка, β_k и ω_k ($k = 2, 3$) – коэффициенты диссипации и резонансные частоты фильтров, а t – реальное время; $t_i = t - t_{0i}$; t_{0i} – момент времени начала работы i -го передатчика. Так, например, если все передатчики начинают работать одновременно, то все t_{0i} равны между собой; τ_i – время запаздывания в линии задержки i -го передатчика. При моделировании все генераторы хаоса и длительности бит полагаются одинаковыми. Индекс i также обозначает номер генератора ($i = 1, 2, \dots, M$).

Для того, чтобы генератор хаоса формировал вместо непрерывного хаотического сигнала поток хаотических импульсов, при компьютерном моделировании в правую часть первого уравнения системы (4.6) введен меняющийся во времени коэффициент $D_i(t)$:

$$D_i(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } \left(\frac{t_i}{T_6} - \text{int} \left(\frac{t_i}{T_6} \right) \right) < \frac{1}{L} \\ 0, & \text{если } \left(\frac{t_i}{T_6} - \text{int} \left(\frac{t_i}{T_6} \right) \right) \geq \frac{1}{L} \end{cases}. \quad (4.7)$$

Система (4.6) формирует поток хаотических импульсов с длительностью $T_{\text{и}} = T_6/L$ и скважностью L . Сигнал на выходе i -го передатчика описывается уравнением:

$$y_{4i}(t_i) = (\alpha_i(t_i)y_{3i}(t_i) + y_{3i}(t_i - \tau_i))/2, \quad (4.8)$$

Функция $\alpha_i(t_i)$ в уравнении (4.8) представляет собой входной информационный сигнал для i -го передатчика и принимает на битовом интервале значение -1 или 1 : $\alpha_i(t_i) = \{-1, 1\}$, в зависимости от передаваемого в момент времени t_i информационного символа «0» или «1». Выходные сигналы $y_{4i}(t_i)$ суммируются в общем канале связи и, затем, эта сумма поступает, в каждый из M приемников.

В каждом из приемников производится перемножение поступившего суммарного сигнала и его копии, задержанной на время τ_i :

$$y_{5i}(t_i) = \sum_{k=1}^M y_{4k}(t_k) \sum_{k=1}^M y_{4k}(t_k - \tau_i), \quad (4.9)$$

после чего результирующие сигналы поступают на входы ФНЧ второго порядка приемников, моделирующих интеграторы. В целом динамика модели i -го приемника описывается уравнением:

$$\ddot{y}_{6i}(t_i) + \beta_6 \omega_6 \dot{y}_{6i}(t_i) + \omega_6^2 y_{6i}(t_i) = \omega_6^2 y_{5i}(t_i), \quad (4.10)$$

где β_6 и ω_6 – коэффициент диссипации и резонансная частота ФНЧ, соответственно. Интегратор когерентно накапливает полезную часть «своего» сигнала, а остальные его компоненты и «чужие» сигналы воспринимает как помеховые, некоррелированные с полезной частью «своего» сигнала.

Решение о полученном информационном символе в i -ом приемнике принимается, как и в случае передачи для одной пары преемопередатчиков, на основании сравнения сигнала на выходе фильтра с нулевым порогом.

Таким образом, система уравнений (4.6–4.10) описывает модель схемы относительной передачи информации для M пар преемопередатчиков.

4.4. Результаты моделирования

Моделирование схемы относительной передачи с M пользователями проводилось для импульсов со скважностью $L = 3$ при следующих нормированных значениях параметров автоколебательных систем: $A = 32$; $T_1 = 1$; $\beta_2 = 0.3$; $\omega_2 = 1.0$; $\beta_3 = 0.2$; $\omega_3 = 1.55$; $\tau_0 = 20$; $\beta_6 = 0.9$; $\omega_6 = 7.8 \cdot 10^{-3}$, $3.9 \cdot 10^{-3}$, $3.1 \cdot 10^{-3}$, $2.1 \cdot 10^{-3}$, 10^{-3} для процессингов $K = 40, 80, 100, 150, 300$ соответственно. Полоса частот генерируемого хаотического сигнала при этом составляла около 2 ГГц (рисунок 2.1), соответственно длительность импульса составляла $T_{\text{и}} = K/\Delta F = (K/2) \cdot 10^{-9}$ с в зависимости от значения процессинга. Частота дискретизации при

моделировании составляла $F_d = 4 \cdot 10^{10}$ Гц, соответственно время задержки на время большее либо равное времени автокорреляции составляло $\tau_0 = 20 / (4 \cdot 10^{10}) = 0.5$ нс ($\tau_i = i \cdot \tau_0$, $i = 1, 2, \dots, M$), что согласуется с автокорреляционной функцией сигнала источника (рисунок 2.2).

Компьютерное моделирование проводилось для практического подтверждения возможности организации многопользовательского доступа на основе схемы передачи (DC)² и проверки полученных теоретических оценок. При моделировании задержки в приемопередатчиках подбирались таким образом, чтобы исключить возможность относительного корреляционного приема «чужих» сигналов. Это достигалось тем, что в передатчиках использовались сигналы с одинаковым временем автокорреляции τ_0 , длины импульсов и защитных (межимпульсных) интервалов были одинаковы, а запаздывания τ_i в линиях задержек у приемников и передатчиков в парах с номерами $i = 1, 2, \dots, M$ были равны, соответственно: $\tau_0, 2 \cdot \tau_0, \dots, M \cdot \tau_0$.

Моделирование в целом дало хорошее совпадение с оценками в таблице 4.1.

В качестве примеров рассмотрим результаты моделирования для двух и четырех пар приемопередатчиков.

4.4.1. Результаты моделирования для двух пар приемопередатчиков

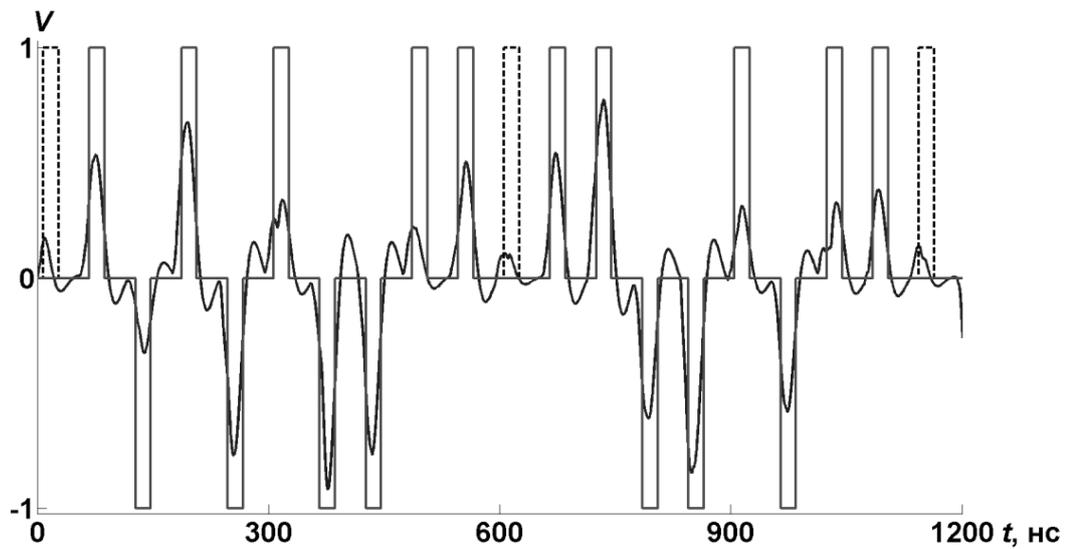
Моделирование для двух пар приемопередатчиков. Согласно таблице 4.1, вероятность ошибки $BER = 10^{-3}$ достигается для $M = 2$ при процессинге $K > 100$. Расчеты проводились для процессингов 40, 80 и 150.

При процессинге 40 и длительности информационной последовательности 1000 бит в каждом из каналов обнаруживалось 10–20 ошибок. Фрагменты сигналов на выходе первого и второго приемников для отрезков длительностью в 20 бит, сдвинутые в 0, представлены на рисунках 4.2 а, б. Сплошные кривые – сигналы на выходах интеграторов. Прямоугольники – сигналы на выходах

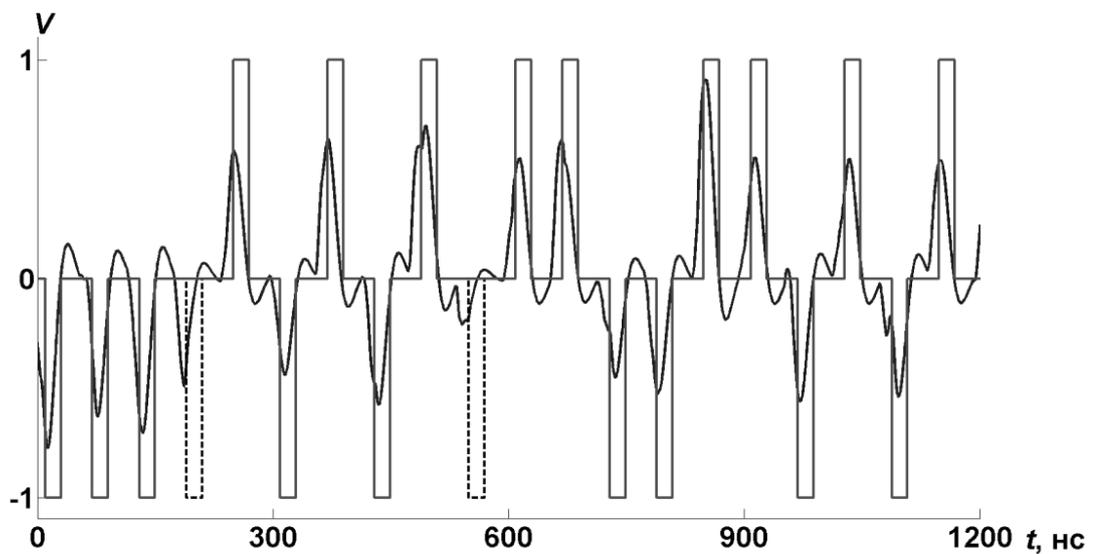
пороговых устройств. Прямоугольники со сплошной границей и пунктирной границей отвечают правильно и ошибочно принятым битам, соответственно.

При процессинге 80 и длительности информационной последовательности 1000 бит в каждом из каналов обнаруживалось 4–5 ошибок. Фрагменты сигналов на выходе первого и второго приемников для отрезков длительностью в 20 бит, сдвинутые в 0, представлены на рисунках 4.2 в, г.

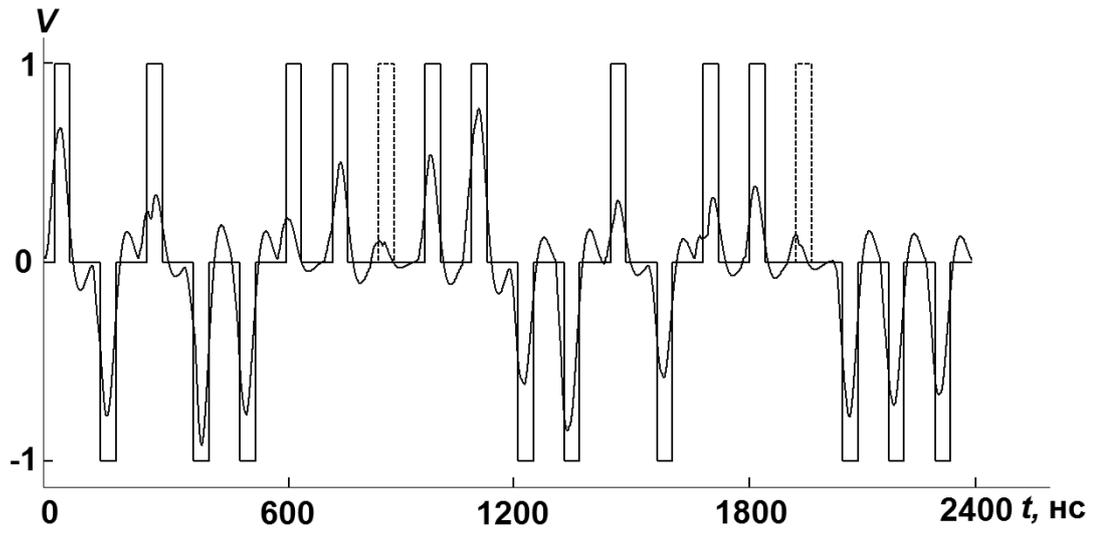
При процессинге 150, для той же длины последовательности, ошибки не наблюдались (рисунки 4.2 д, е).



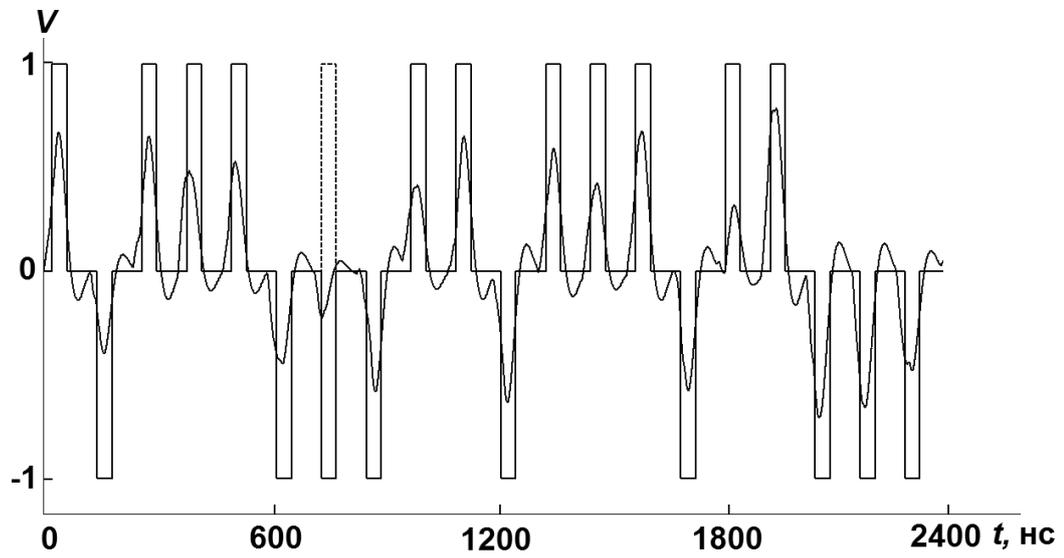
а)



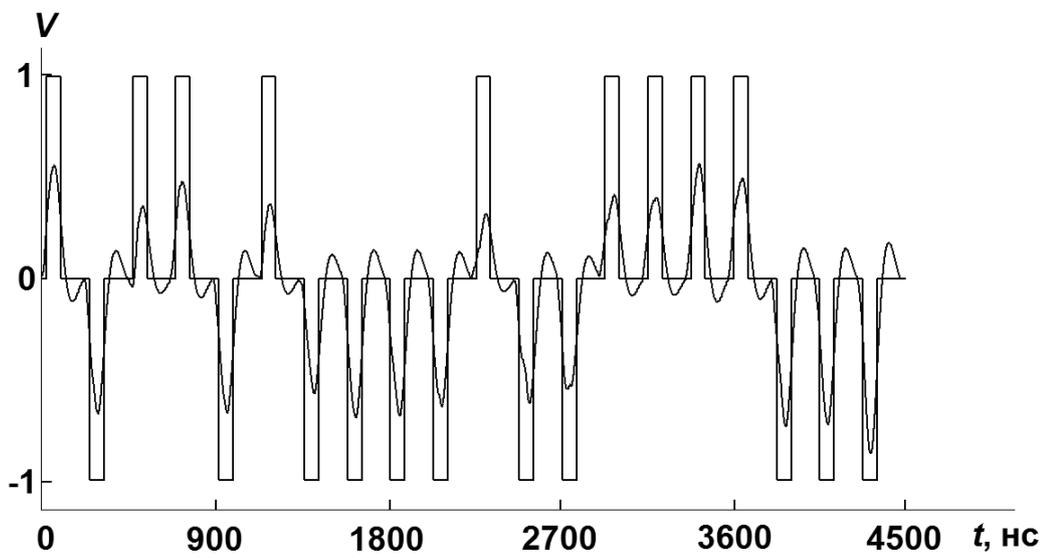
б)



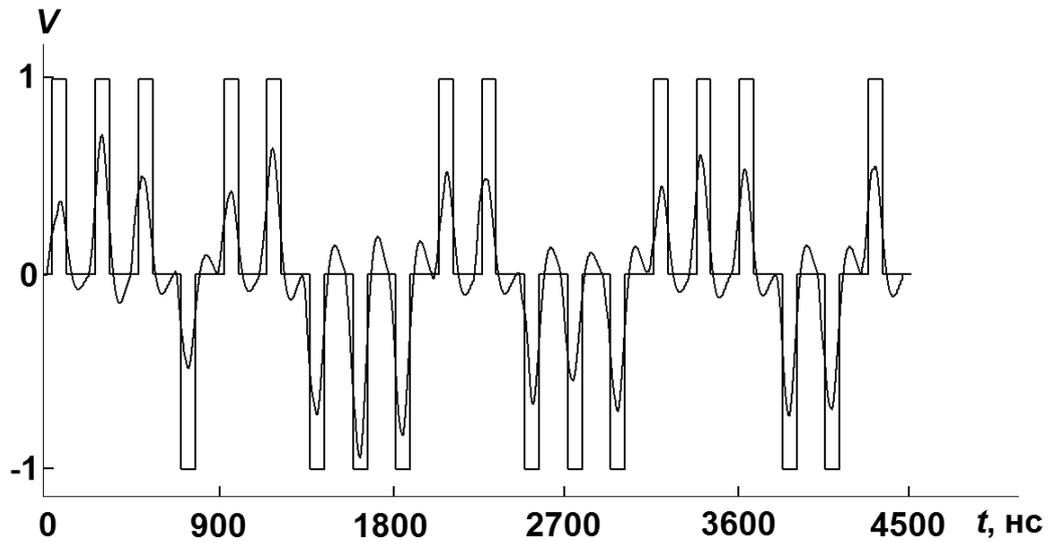
B)



Г)



Д)



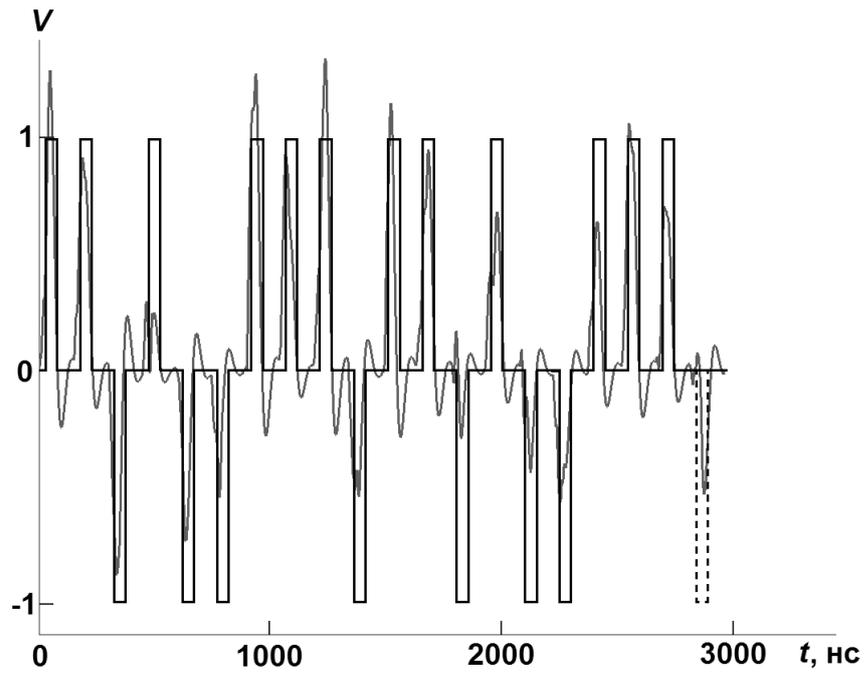
е)

Рисунок 4.2 – Схема с двумя парами приемопередатчиков. Выходные сигналы в 1 и 2 приемниках при процессингах: 40 (а, б) 80 (в, г) и 150 (д, е).

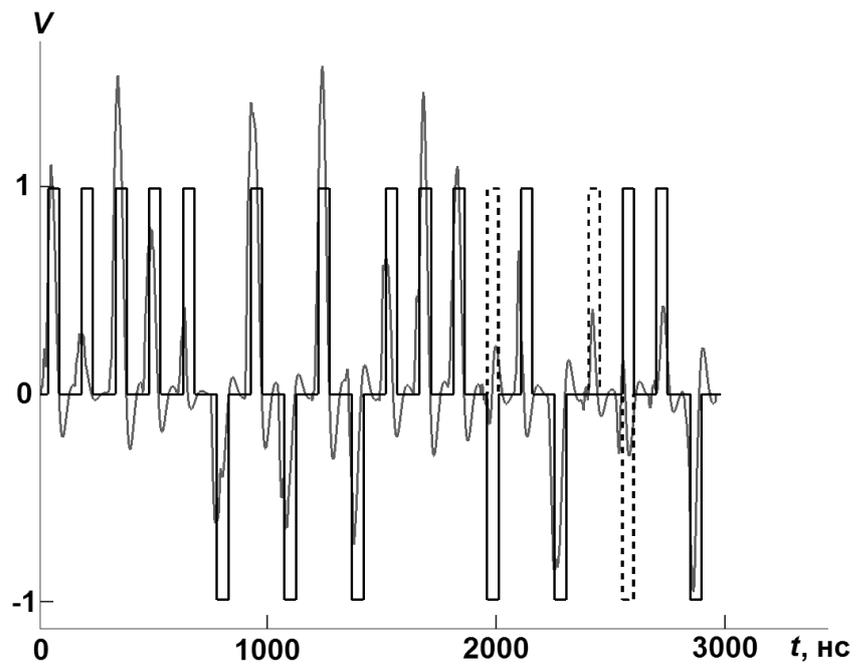
4.4.2. Результаты моделирования для четырех пар приемопередатчиков

Моделирование для четырех пар приемопередатчиков. Согласно таблице 4.1, вероятность ошибки $BER = 10^{-3}$ достигается для $M = 4$ при процессинге $K > 200$. Расчеты проводились для процессингов 100, 200 и 300. При процессинге 100 и длительности информационной последовательности 1000 бит в каждом из 4 каналов обнаруживалось более 10 ошибок (рисунок 4.3). При процессинге 200, для той же длины последовательности, наблюдались единичные ошибки. При моделировании с процессингом 300 ошибки для последовательности длиной 1000 бит не наблюдались (рисунок 4.4).

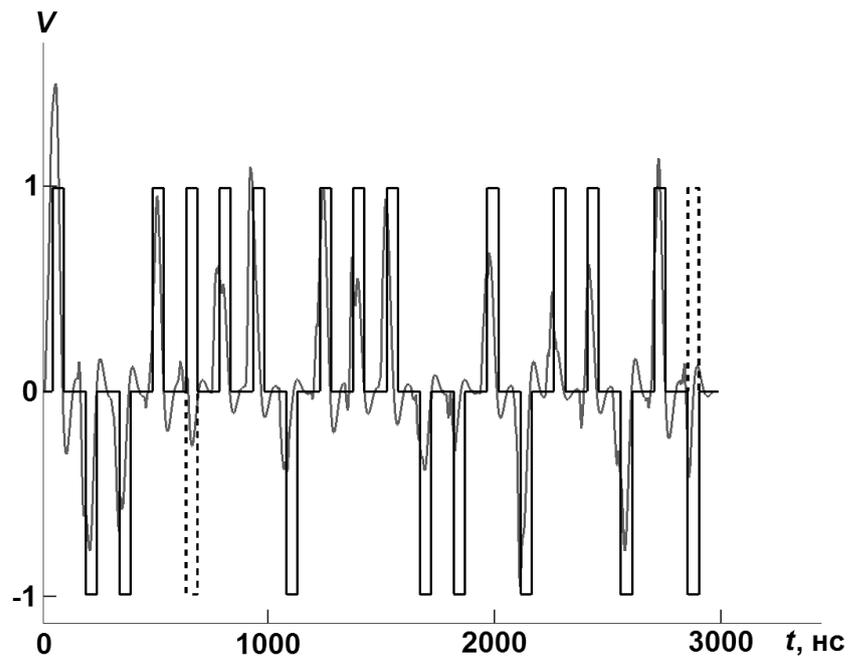
Заметим, что, как и предсказывают теоретические оценки, при моделировании значение процессинга $K = 100$ достаточно для передачи с вероятностью ошибки $BER = 10^{-3}$ в схеме связи с двумя парами приемопередатчиков, но для четырех пар приемопередатчиков при таком процессинге наблюдается значительное количество ошибок.



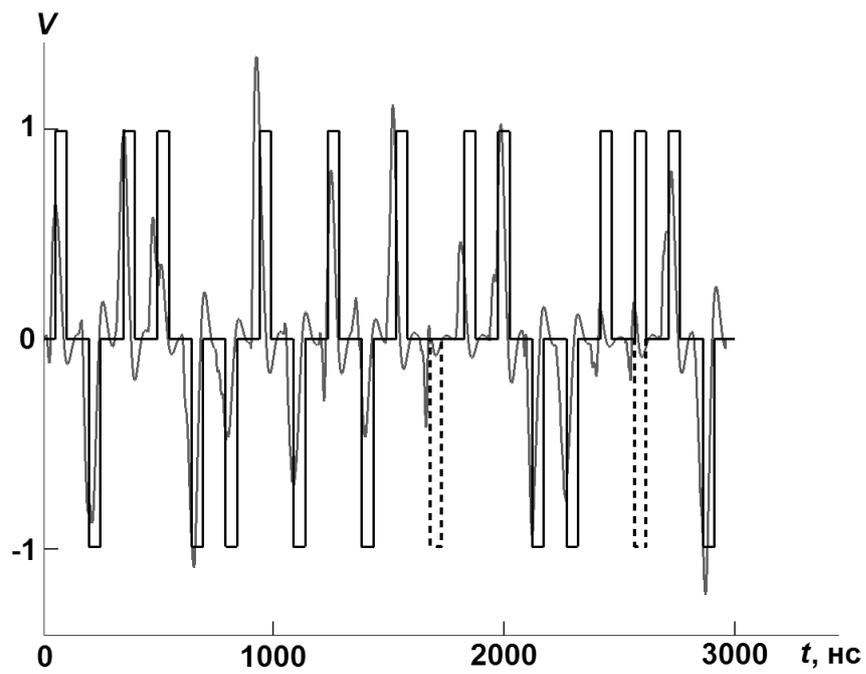
a)



б)

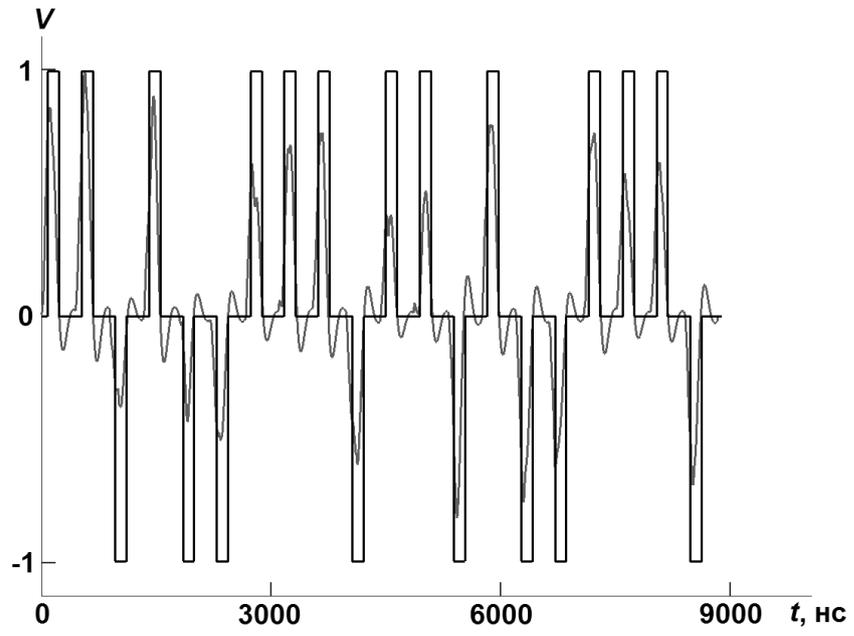


в)

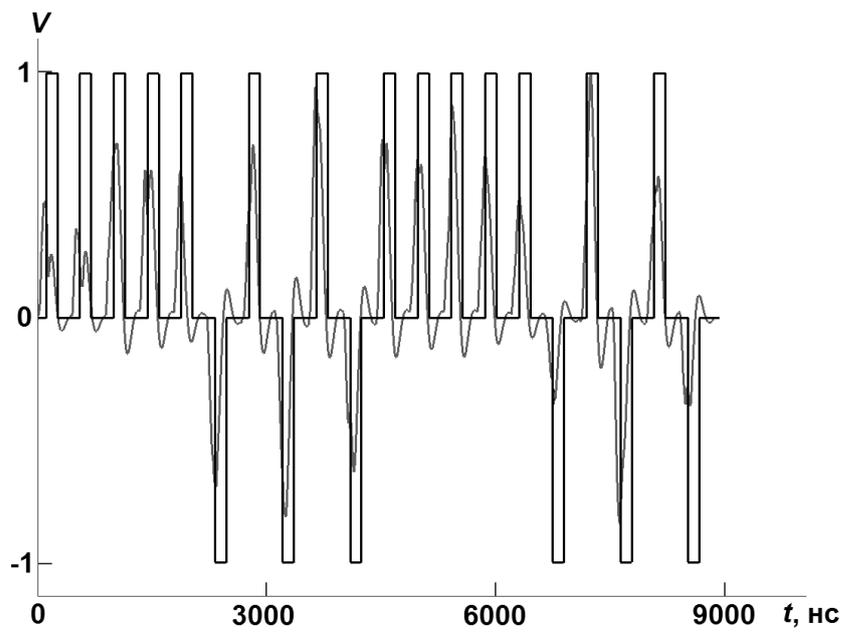


г)

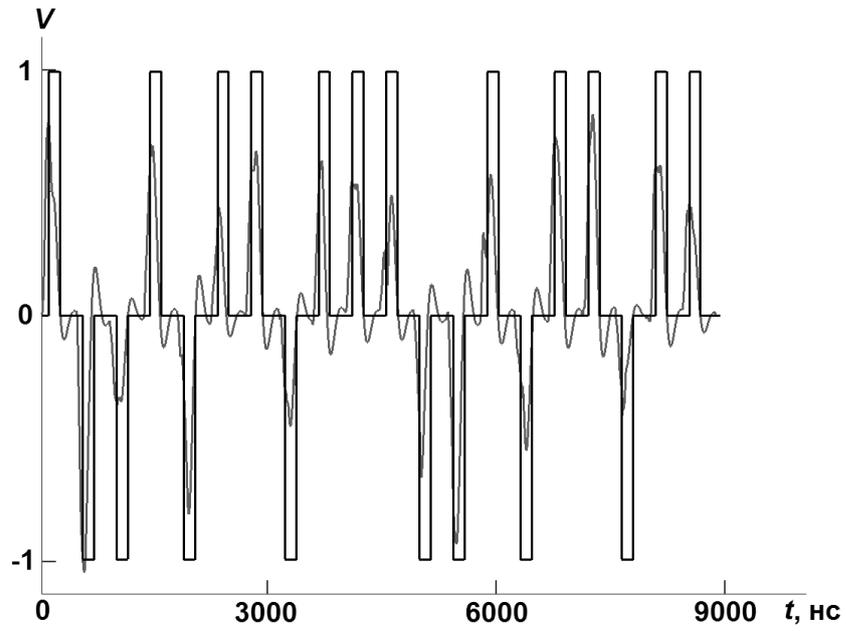
Рисунок 4.3 – Схема с 4 парами приемопередатчиков. Выходные сигналы в приемниках 1–4 (а–г) при процессинге 100.



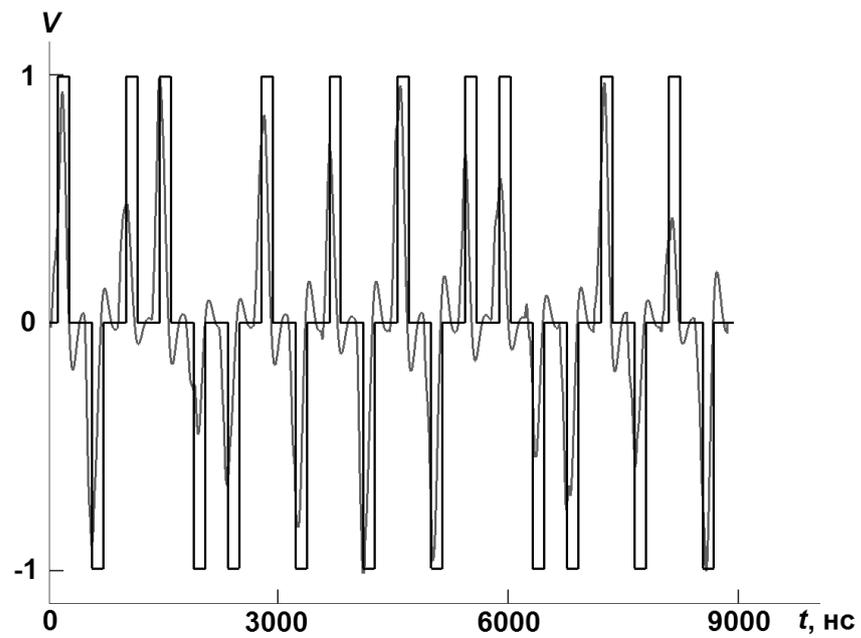
a)



б)



в)



г)

Рисунок 4.4 – Схема с 4 парами приемопередатчиков. Выходные сигналы в приемниках 1–4 (а–г) при процессинге 300.

4.5. Выводы

В главе предложена структура множественного доступа для схемы относительной передачи (DC)². Также в главе спроектирована и создана математическая модель предложенного режима множественного доступа.

Как теоретические оценки, так и результаты моделирования подтверждают возможность использования прямохаотической схемы относительной передачи в многопользовательских системах сверхширокополосной беспроводной связи.

Показано также, что число пар приемопередатчиков, которые могут независимо работать одновременно в одной и той же области пространства исчисляется десятками при пропускной способности для каждой пары более 1 Мбит/с. Такие цифры не являются рекордными для современных систем связи, но надо иметь в виду, что речь идет о пиринговых системах без поддерживающей внешней инфраструктуры.

Глава 5. Экспериментальное исследование схемы относительной передачи на основе хаотических радиоимпульсов

5.1. Введение

Данная глава посвящена проектированию, созданию и исследованию экспериментального макета схемы $(DC)^2$ [98–100], предназначенного для передачи информации по каналу в виде фрагмента высокочастотного кабеля. Цель экспериментов – демонстрация работоспособности предложенного способа передачи и приема данных, а также доказательство практической реализуемости систем связи на его основе, обоснованных ранее при теоретических исследованиях и компьютерном моделировании.

5.2. Структурная схема макета $(DC)^2$

Структурная схема экспериментального макета схемы передачи $(DC)^2$ представлена на рисунке 5.1.

5.2.1. Передатчик

Передатчик экспериментального макета схемы $(DC)^2$ (рисунок 5.1) состоит из: генератора хаотического сигнала (источник хаоса), микроконтроллера (МК), программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), делителя мощности пополам (Д), модулятора (М), временной задержки (З), а также сумматора (С).

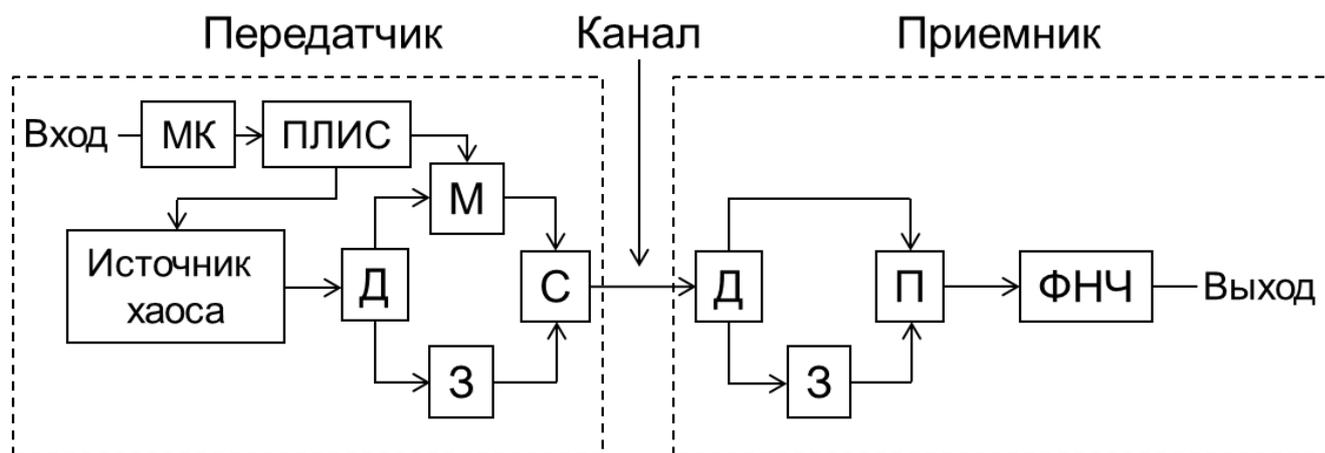


Рисунок 5.1 – Структурная схема макета прямохаотической схемы относительной передачи.

К источнику подключена ПЛИС, управляющая его питанием. ПЛИС включает источник хаоса на время, равное длительности импульса $T_{и}$, а затем выключает на время, равное $2T_{и}$. Таким образом, на выход источника поступает поток хаотических импульсов со скважностью 3. Затем поток импульсов источника попадает на делитель. Сигнал с верхнего выхода делителя (рисунок 5.1) попадает на модулятор, а сигнал с нижнего выхода попадает на блок задержки, где осуществляется его задержка на время τ , большее или равное времени автокорреляции сигнала источника.

Схема модулятора (рисунок 5.2) состоит из двухпозиционного ключа (К), сумматора (С), а также инвертора (И).

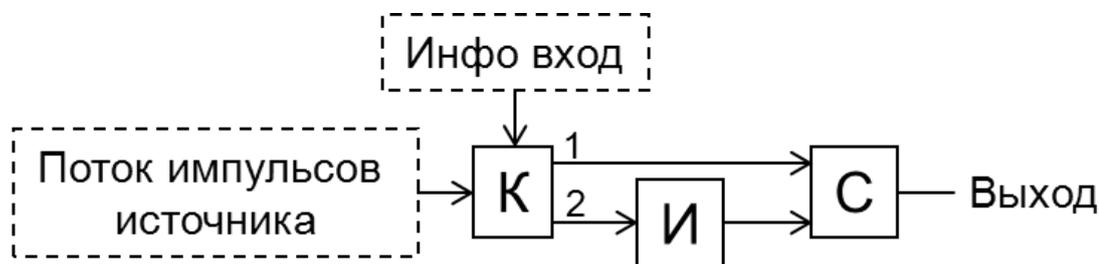


Рисунок 5.2 – Модулятор прямохаотической схемы относительной передачи.

Входной информационный сигнал поступает на МК, который подключен к ПЛИС, управляющей потоком импульсов, а также подключенной к информационному входу ключа (инфо вход на рисунке 5.2). МК через SPI

интерфейс передает поток входящих символов на ПЛИС. В зависимости от значения информационного символа («1» или «0») из входного потока и в соответствии со временем прихода импульсов на вход ключа, ПЛИС подает различное напряжение на информационный вход ключа. В свою очередь, в зависимости от уровня напряжения на информационном входе ключа, он находится либо в верхнем, либо в нижнем положении. В верхнем положении ключ пропускает сигнал (импульс) через тракт 1, а тракт 2 разомкнут (рисунок 5.2). Соответственно, в нижнем положении ключ пропускает сигнал через тракт 2, а тракт 1 разомкнут (рисунок 5.2). Когда ключ находится в верхнем положении, импульс проходит через тракт 1 без изменений и поступает на выход модулятора. Это соответствует передаче «1». Когда ключ находится в нижнем положении, импульс поступает на блок инвертора, где осуществляется его инвертирование. Затем с выхода инвертора сигнал поступает на выход модулятора. Это соответствует передаче «0». Сумматор формирует выходной поток модулятора (рисунок 5.2). С выхода модулятора сигнал поступает на верхний вход сумматора, расположенного на выходе передатчика (рисунок 5.1). Сигнал с выхода блока задержки поступает на нижний вход сумматора, расположенного на выходе передатчика. Затем с выхода сумматора результирующий сигнал передается в канал связи.

5.2.2. Приемник

Приемник схемы $(DC)^2$ (рисунок 5.1) состоит из: делителя мощности пополам (Д), временной задержки (З), перемножителя (П), а также фильтра нижних частот (ФНЧ).

Поток импульсов из канала поступает на делитель. Сигнал с верхнего выхода делителя без изменений поступает на верхний вход перемножителя (рисунок 5.1). Сигнал с нижнего выхода делителя поступает на вход задержки на время τ (идентична задержке в передатчике). Сигнал с выхода задержки поступает на

нижний вход перемножителя (рисунок 5.1). Затем сигналы с верхнего выхода делителя и выхода задержки перемножаются. Результат перемножения поступает на вход ФНЧ, выполняющего роль интегратора. Сигнал с выхода ФНЧ сравнивается с нулевым порогом. Если сигнал на выходе ФНЧ превышает нулевой порог, то детектируется «1». Если же выходной сигнал ниже нулевого порога, то детектируется «0».

Если не учитывать шум в канале связи и остальные внешние искажения, то сигнал на выходе интегратора в схеме (DC)² можно представить следующим образом:

$$Z_{out}(t) = \frac{1}{16} M[\alpha(t)S^2(t - \tau) + S(t - \tau)S(t - 2\tau) + S(t)S(t - \tau) + \alpha(t)S(t)S(t - 2\tau)], \quad (5.1)$$

где $M[\]$ – оператор усреднения по времени, $S(t)$ – поток импульсов источника, $\alpha(t) = \{-1, 1\}$ в зависимости от передаваемого в момент времени t информационного символа «0» или «1», τ – время, большее или равное времени автокорреляции сигнала источника. Так как τ – это время, большее или равное времени автокорреляции сигнала источника, то в выражении (5.1) значение левого слагаемого $M[\alpha(t) \cdot S^2(t - \tau)]$ значительно превышает значения остальных 3: $M[S(t) \cdot S(t - \tau)]$, $M[\alpha(t) \cdot S(t) \cdot S(t - 2\tau)]$ и $M[S(t - \tau) \cdot S(t - 2\tau)]$. Слагаемые $M[S(t) \cdot S(t - \tau)]$, $M[\alpha(t) \cdot S(t) \cdot S(t - 2\tau)]$ и $M[S(t - \tau) \cdot S(t - 2\tau)]$ представляют собой внутренний шум схемы. Таким образом, значение $Z_{out}(t)$ будет всегда иметь знак $M[\alpha(t) \cdot S^2(t - \tau)]$, то есть знак $\alpha(t)$. Выставление нулевого порога на выходе фильтра позволяет детектировать поток принятых символов.

5.3. Макет схемы (DC)²

Экспериментальный макет (рисунок 5.3) схемы передачи (DC)² был собран на основе структурной схемы на рисунке 5.1.

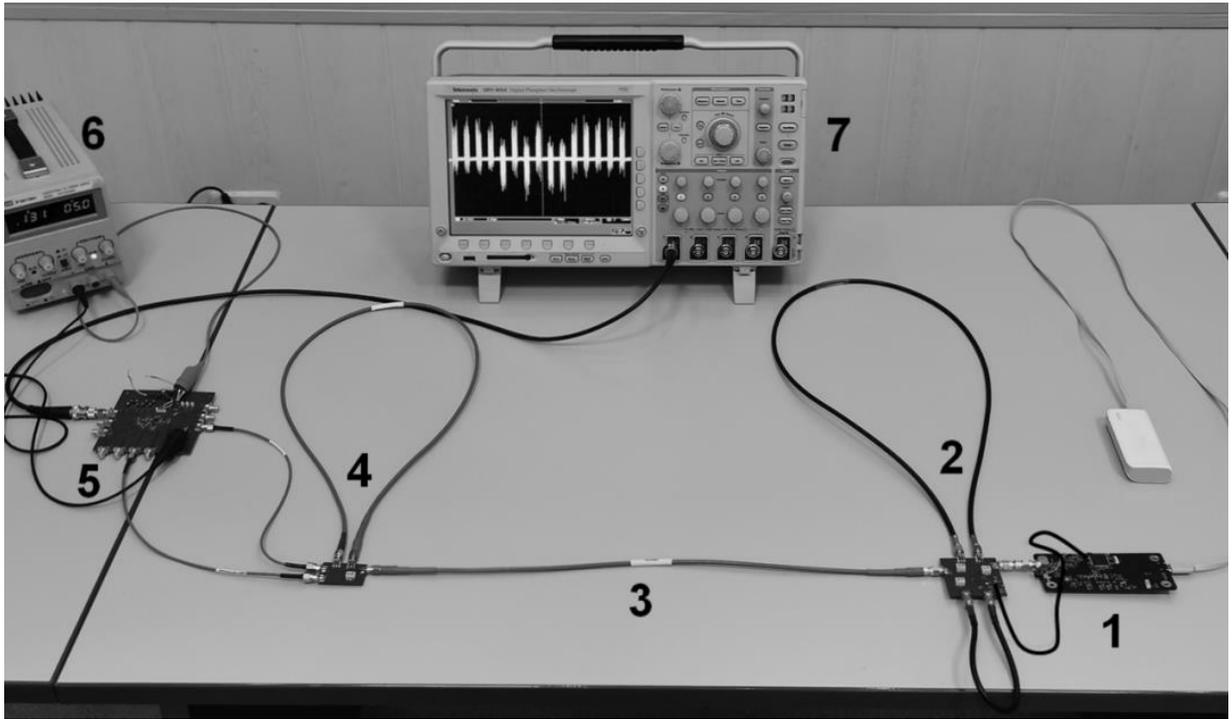


Рисунок 5.3 – Фото экспериментального макета прямохаотической схемы относительной передачи: 1 – плата, включающая источник хаотического сигнала, ПЛИС и МК, формирующий информационную последовательность; 2 – плата, содержащая делитель на два канала, модулятор, линию задержки на время большее либо равное времени автокорреляции сигнала источника и сумматор; 3 – кабель, выступающий в роли канала связи; 4 – плата, содержащая делитель на два канала, линию задержки, идентичную линии задержки в передатчике, в одном из каналов и два выхода; 5 – плата перемножителя; 6 – источник питания; 7 – осциллограф.

5.3.1. Макет передатчика

В качестве источника хаотического сигнала был использован генератор с полосой спектра частот от 200 до 500 МГц (рисунок 5.4).

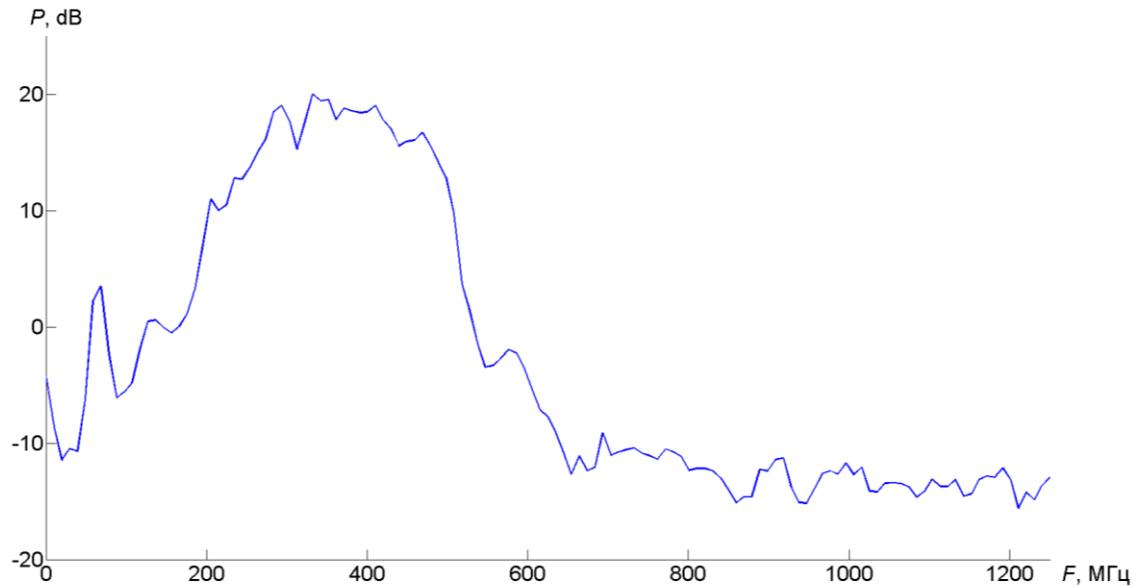


Рисунок 5.4 – Спектр мощности хаотического сигнала источника.

Источник хаотического сигнала, ПЛИС, формирующая поток импульсов источника и управляющая информационным входом модулятора, а также МК, принимающий входной информационный поток, были расположены на одной плате (помечено цифрой 1 на рисунке 5.3). Длительность импульсов составляла 2 мкс. В качестве делителя мощности был использован делитель/сумматор с рабочей полосой частот до 1 ГГц. При инверсном включении делитель/сумматор можно использовать как сумматор. В качестве сумматора был использован делитель/сумматор, аналогичный использованному делителю. В качестве задержки на время, равное или превышающее время автокорреляции сигнала источника, в эксперименте был использован фрагмент коаксиального кабеля. На рисунке 5.5 представлена автокорреляционная функция хаотического сигнала источника.

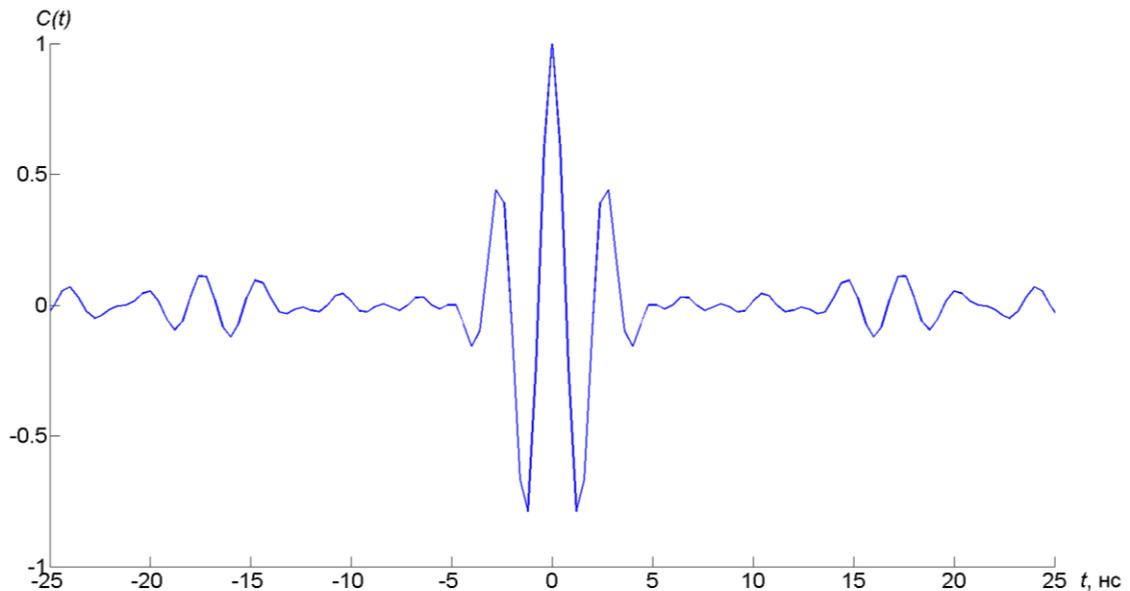


Рисунок 5.5 – Автокорреляционная функция хаотического сигнала источника.

Из графика видно, что за 4–5 нс автокорреляционная функция спадает примерно на порядок относительно максимума. В качестве задержки был использован фрагмент кабеля длиной $L = 1$ м. Скорость распространения сигнала в примененном кабеле составляет примерно 70% (коэффициент скорости $v_p = 0.7$) от скорости света в вакууме. С учетом этого параметра длительность блока задержки составляет $\tau = L/(v_p \cdot c) = 1/(0.7 \cdot 3 \cdot 10^8) \approx 4.8$ нс, что вполне соответствует времени автокорреляции сигнала источника (рисунок 5.5). Делитель, задержка и сумматор, а также весь блок модулятора (рисунок 5.2) были объединены на одной плате (помечено цифрой 2 на рисунке 5.3). Модулятор состоит из: ключа, инвертора и сумматора. В качестве ключа был использован двухпозиционный ключ с рабочей полосой частот до 6 ГГц. В качестве инвертирующего блока была использована задержка на время спада автокорреляционной функции сигнала источника до минимума (рисунок 5.5). Минимум автокорреляционной функции хаотического сигнала источника противоположен по знаку максимуму, а по абсолютному значению меньше максимума на 20–30% (рисунок 5.5). Таким образом, сравнение с нулевым порогом значений максимума и минимума автокорреляционной функции будет всегда давать противоположный результат, что соответствует критерию детектирования информационных символов на

приемнике схемы (DC)². Согласно графику на рисунке 5.5, минимум автокорреляционной функции находится на расстоянии приблизительно 1 нс. Это соответствует длине тракта порядка 0.3 метра. В качестве инвертирующей задержки был взят фрагмент кабеля длиной $L_{\text{инв}} = 0.23$ метра ($v_p = 0.7$). С учетом параметров кабеля это соответствует длительности задержки $\tau_{\text{инв}} = L_{\text{инв}}/(v_p \cdot c) = 0.23/(0.7 \cdot 3 \cdot 10^8) \approx 1.1$ нс, что в свою очередь вполне соответствует расстоянию от максимума до минимума автокорреляционной функции сигнала источника из графика на рисунке 5.5.

Выход генератора был подсоединен ко входу делителя при помощи sma-разъемов. ПЛИС была подсоединена к информационному входу ключа при помощи тонкого провода. Коаксиальные кабели, выполнявшие роль задержки на время автокорреляции, а также инвертирующей задержки, были присоединены к плате при помощи sma-разъемов. Выход передатчика также был представлен в виде sma-разъема. В качестве канала связи выступал фрагмент коаксиального кабеля ($v_p = 0.7$) длиной 50 см (помечено цифрой 3 на рисунке 5.3).

5.3.2. Макет приемника

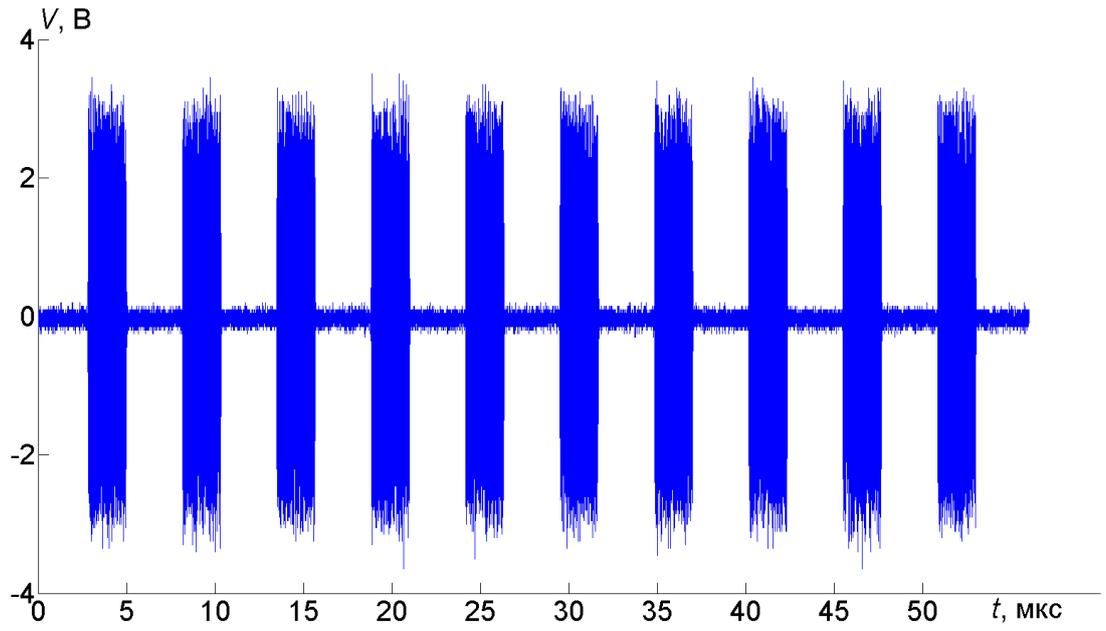
Вход приемника, куда поступал сигнал из канала связи; делитель и задержка были объединены на отдельной плате (помечено цифрой 4 на рисунке 5.3). Вход приемника, вход и выход задержки, выходы для подключения перемножителя были выполнены в виде sma-разъемов.

Перемножитель, имеющий рабочую полосу частот до 1 ГГц, был расположен на отдельной специализированной плате (помечено цифрой 5 на рисунке 5.3). Входы и выход перемножителя на плате, через который он был подключен к осциллографу также представляли из себя sma-разъемы. Делитель/сумматор, а также задержка, реализованная в виде фрагмента коаксиального кабеля длиной 1 м полностью аналогичны примененным в передатчике.

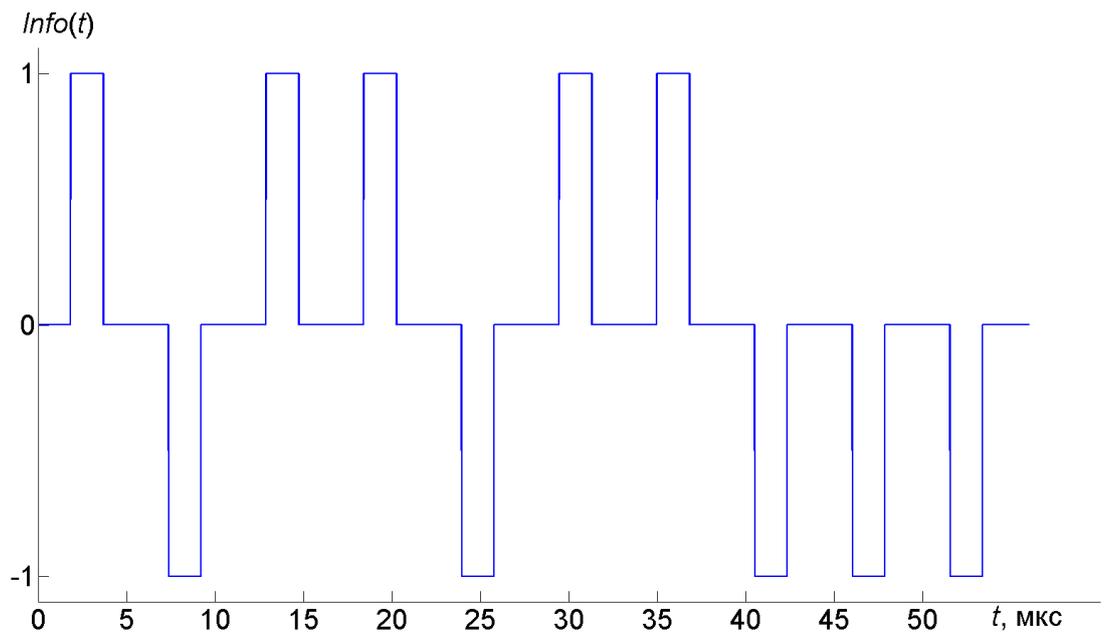
Выход перемножителя был подключен к осциллографу с полосой рабочих частот до 500 МГц при помощи коаксиального кабеля. Дискретизированный сигнал, поступающий с перемножителя в виде CSV-файла, передавался с осциллографа на персональный компьютер. Далее в программной среде MATLAB производилась обработка сигналов, в том числе и интегрирование/фильтрация КИХ-фильтром (фильтр с конечной импульсной характеристикой) нижних частот.

5.4. Результаты эксперимента

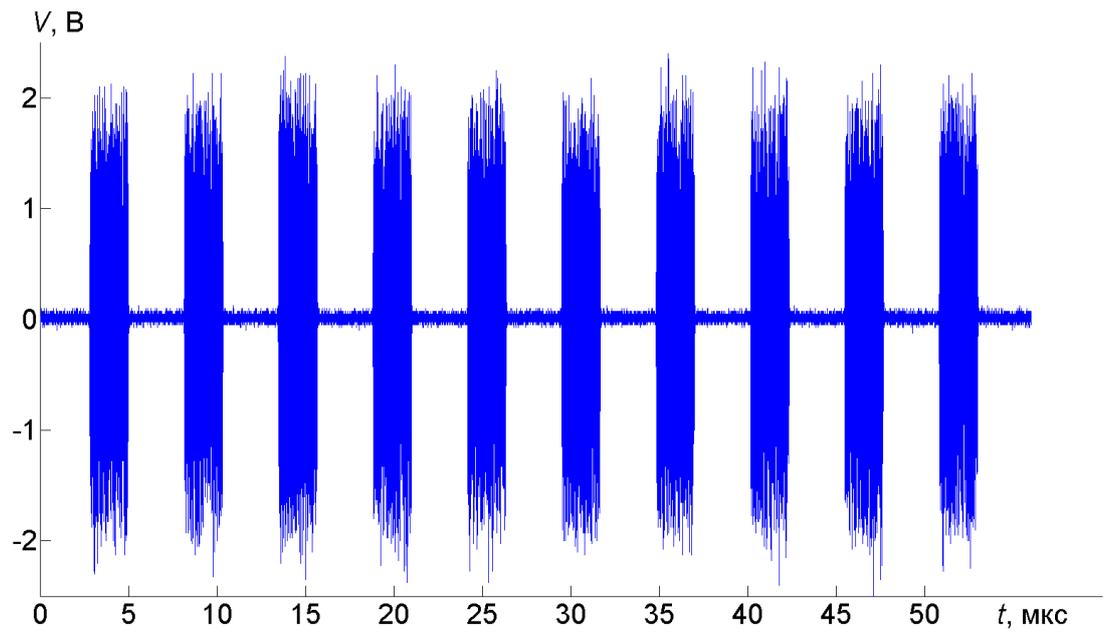
Макет схемы относительной передачи работал в непрерывном режиме, передавая поток импульсов длительностью 2 мкс и скважностью 3 (скорость передачи 167 Кбит/с). На рисунке 5.6 изображен фрагмент из 10 импульсов, снятых в разных точках схемы (DC)² в процессе работы экспериментального макета: а) на выходе генератора источника, б) на информационном входе ключа модулятора, в) на выходе передатчика (выходе сумматора), г) на выходе перемножителя приемника, д) на выходе ФНЧ приемника. Из рисунка видно, что путем сравнения с нулевым порогом из этих 10 импульсов может быть протектирована последовательность символов 1011011000 (положительные и отрицательные огибающие импульсов на рисунке 5.6г).



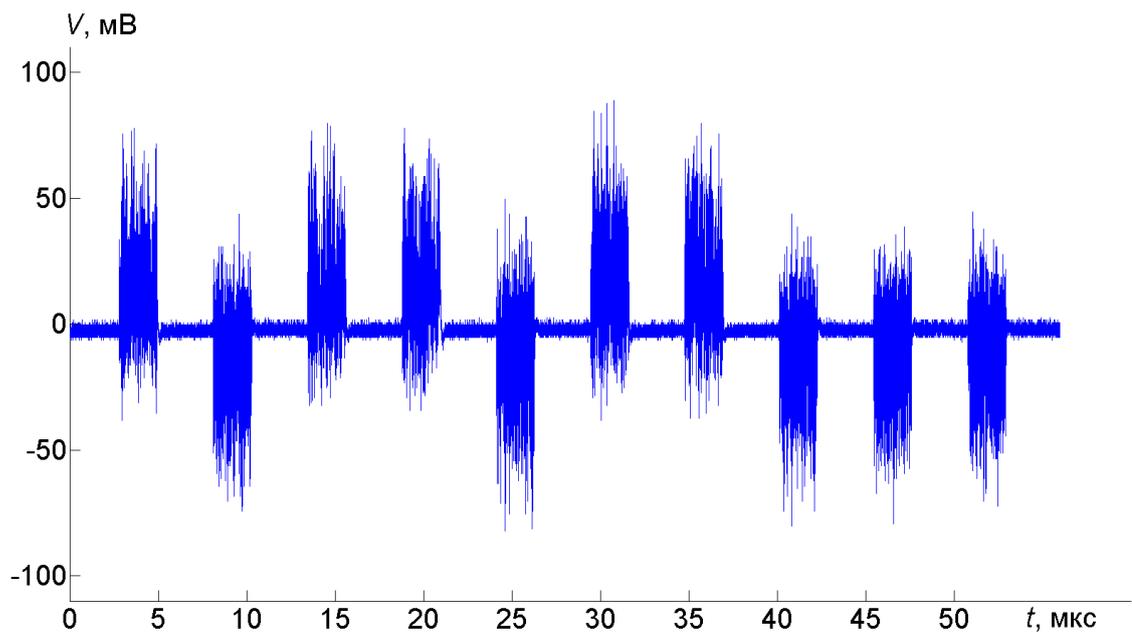
a)



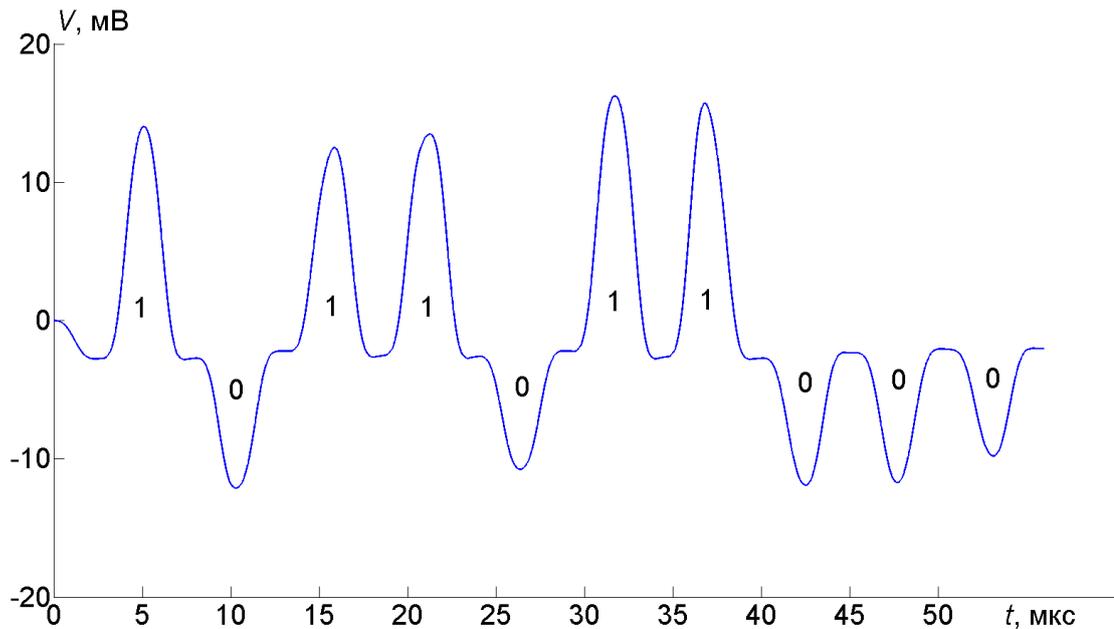
б)



B)



Г)



д)

Рисунок 5.6 – 10 импульсов, снятых в разных точках схемы $(DC)^2$ в процессе эксперимента: а) на выходе генератора источника, б) на информационном входе передатчика, в) на выходе передатчика (выходе сумматора), г) на выходе перемножителя приемника, д) на выходе ФНЧ приемника.

5.5. Реакция приемника на немодулированный шумовой импульс

Что получится, если шумовые импульсы, идентичные по мощности хаотическим импульсам, модулированным методом $(DC)^2$, будут мешать передаче полезного сигнала?

Так как при интегрировании на приемнике один шумовой импульс будет сдвинут относительно другого на время автокорреляции, то они будут практически некоррелированы между собой, и на выходе приемника получится импульс малой амплитуды.

Для оценки степени влияния шумовых импульсов на передачу полезного сигнала в данном эксперименте производилось сравнение подачи на приемник прямохаотической схемы потока хаотических импульсов с выхода ее передатчика,

несущих полезный сигнал, с потоком немодулированных шумовых импульсов с идентичным спектром и мощностью.

Для экспериментальной проверки степени влияния шумовых импульсов на передачу полезного сигнала был сформирован поток немодулированных шумовых импульсов со спектром и мощностью идентичными спектру и мощности импульсов на выходе передатчика прямохаотической схемы относительной передачи. Поток был получен следующим образом: из передатчика схемы относительной передачи (рисунок 5.1) была убрана задержка между нижним выходом делителя и входом сумматора, а также весь блок модулятора. Сигнал с выхода сумматора подавался на приемник через проводной канал. На рисунке 5.7 изображены 3 шумовых импульса на выходе перемножителя приемника, полученные описанным выше способом.

Для демонстрации передачи полезного сигнала прямохаотическим относительным методом были переданы по отдельности потоки символов «1» и «0». На рисунке 5.8 сплошной линией нанесены 3 импульса на выходе ФНЧ приемника, полученные при передаче потока «1», пунктирной линией нанесены 3 импульса на выходе ФНЧ, полученные при передаче потока «0». Для сравнения на рисунке 5.8 вместе с импульсами, несущими полезный сигнал, штрихпунктирной линией изображены 3 немодулированных шумовых импульса на выходе ФНЧ.

Из рисунка видно, что при передаче «1» и «0» амплитуда импульсов на выходе ФНЧ по абсолютному значению значительно превышает амплитуду импульсов, полученных при передаче немодулированного шума. Таким образом показано, что передача полезного сигнала приводит к существенно большей амплитуде сигнала на выходе приемника по сравнению с передачей немодулированного шума при одинаковой исходной мощности. Можно ожидать, что с увеличением базы сигнала при одинаковой мощности модулированных и немодулированных импульсов разница между их амплитудами на выходе приемника также будет расти.

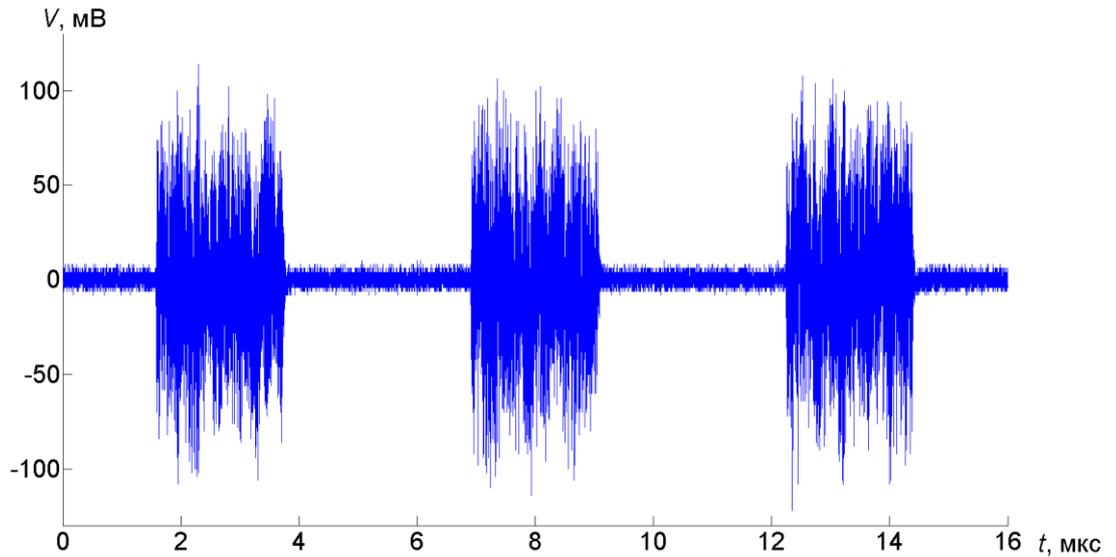


Рисунок 5.7 – Немодулированные шумовые импульсы на выходе перемножителя приемника.

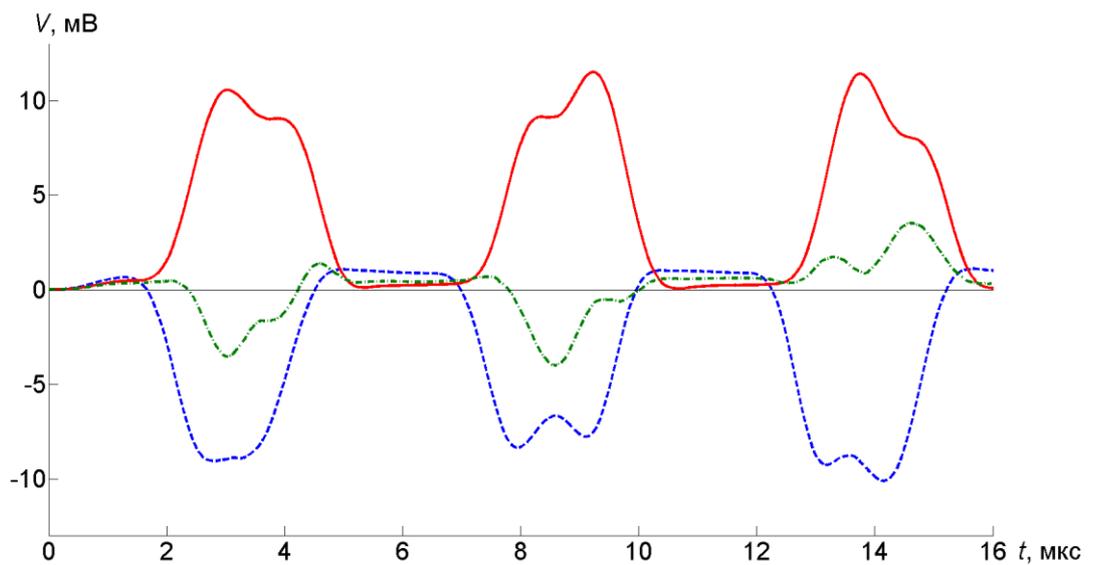


Рисунок 5.8 – Импульсы на выходе ФНЧ: сплошной линией изображены 3 импульса при передаче «1», штриховой линией изображены 3 импульса при передаче «0», штрихпунктирной линией изображены 3 импульса при передаче немодулированного шума.

5.6. Выводы

В ходе проведенных исследований предложена и создана экспериментальная установка, позволяющая установить возможность передачи и детектирования потока информационных символов «1» и «0» по принципам модуляции и демодуляции прямохаотической схемы относительной передачи (DC)². Этот макет был собран. На нем удалось продемонстрировать работоспособность предложенного способа передачи и приема данных и практическую реализуемость систем связи на его основе, обоснованные ранее при теоретических исследованиях и компьютерном моделировании.

Макет состоял из приемника, передатчика и проводного канала связи между ними и работал по принципу «точка-точка». Макет функционировал в режиме непрерывной передачи потока информации. Передаваемые в эксперименте данные были успешно получены на приемнике. Результаты, снятые при помощи осциллографа в некоторых узлах макета (рисунки 5.6 а, б, в, г) в процессе передачи данных вполне соответствуют результатам полученным на предыдущих этапах при моделировании.

Также было экспериментально показано, что немодулированные шумовые импульсы при прохождении через приемник по амплитуде оказываются на порядок ниже модулированных хаотических импульсов, пришедших с передатчика прямохаотической схемы при их одинаковой исходной мощности.

Заключение

В диссертационной работе получены следующие основные результаты:

1. Предложена схема передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов, которая относится к классу схем с относительной передачей. Предложенная схема обладает расширенными возможностями по методам модуляции и множественному доступу по сравнению с исходной ПХСС. В схеме отсутствуют задержки большой длительности, присущие предшествующим схемам относительной передачи с использованием хаотических сигналов.

2. Создана и описана математическая модель предложенной схемы относительной передачи. Приведены результаты проведенного моделирования, демонстрирующие работоспособность схемы.

3. Теоретически исследована возможность и потенциал использования хаотических импульсов с различным процессингом (сверх- и гиперширокополосные) в качестве носителей информации в предложенной прямохаотической схеме относительной передачи. Для этого приведены полученные результаты аналитических расчетов характеристик помехоустойчивости схемы для различных значений процессинга импульсов источника от единиц до миллионов.

4. Предложен метод разделения каналов в прямохаотической схеме относительной передачи, основанный на корреляционных свойствах хаотических радиоимпульсов. Показана возможность реализации режима многопользовательского доступа в предложенной схеме.

5. Создан лабораторный макет новой прямохаотической схемы относительной передачи, на котором в ходе экспериментальных исследований подтверждена работоспособность схемы и ее практическая реализуемость, обоснованные ранее при теоретических исследованиях и компьютерном моделировании.

Список литературы

1. *Lorenz E.N.* Deterministic nonperiodic flow // Journ. of the Atm. Sci. 1963. V. 20. P. 130–141.
2. *Лоренц Э.* Детерминированное непериодическое течение // Странные аттракторы / Под ред. Синая Я. Г., Шильникова Л. П. М.: Мир, 1981. С. 88–116.
3. *Шарковский А. Н.* Существование циклов непрерывного преобразования прямой в себя // Укр. мат. журн. 1964. № 1. С. 61–71.
4. *Ruelle D, Takens F.* On the nature of turbulence // Commun. Math. Phys. 1971. V. 2. No. 20. P. 167–192.
5. *Рюэль Д., Такенс Ф.* О природе турбулентности // Странные аттракторы / Под ред. Синая Я. Г., Шильникова Л. П. М.: Мир, 1981. С. 117–151.
6. *May R. M.* Simple mathematical models with very complicated dynamics // Nature. 1976. V. 261. No. 6. P. 459–467.
7. *Henon M.* A two dimensional mapping with a strange attractor // Commun. Math. Phys. 1976. V. 50. No. 1. P. 69–77.
8. *Афраймович В. С., Быков В. В., Шильников Л.* О возникновении и структуре аттрактора Лоренца // Докл. АН СССР. 1977. Т. 234. № 2. С. 336–339.
9. *Feigenbaum M. J.* Quantitative universality for a class of nonlinear transformation // Journ. Stat. Phys. 1978. V. 19. No. 1. P. 25–52.
10. *Арнольд В. И.* Дополнительные главы теории обыкновенных дифференциальных уравнений. М.: Наука, 1978. 304 с.
11. *Feigenbaum M. J.* The universal metric properties of nonlinear transformations // Journ. Stat. Phys. 1979. V. 21. No. 6. P. 669–706.
12. *Безручко Б. П., Кузнецов С. П., Трубецков Д. И.* Экспериментальное наблюдение стохастических автоколебаний в динамической системе «электронный пучок – обратная электромагнитная волна» // Письма в ЖЭТФ. 1979. Т. 29. №3. С. 180–184.

13. *Collet P., Eckmann J. P., Lanford III O. E.* Universal properties of maps on an interval // *Commun. Math. Phys.* 1980. V. 76. No. 3. P. 211–254.
14. *Franceschini V.* A Feigenbaum sequence of bifurcation in the Lorenz model // *Journ. Stat. Phys.* 1980. V. 22. No. 3. P. 397–406.
15. *Huberman B.A., Rudnic J.* Scaling behaviour of chaotic flows // *Phys. Rev. Lett.* 1980. V. 45. No. 3. P. 154–156.
16. *Manneville P., Pomeau Y.* Different ways to turbulence in dissipative dynamical systems // *Physica D.* 1980. V. 1. No. 2. P. 219–226.
17. *Mayer-Kress G., Haken H.* Intermittent behaviour of logistic system // *Phys. Rev. Lett. A.* 1981. V. 82. No. 4. P. 151–155.
18. *Хенон М.* Двумерное отображение со странным аттрактором // *Странные аттракторы / Под ред. Синая Я. Г., Шильникова Л. П. М.: Мир, 1981. С. 152–163.*
19. *Афраймович В. С., Быков В. В., Шильников Л. П.* О притягивающих негрубых предельных множествах типа аттрактора Лоренца // *Тр. Моск. мат. о-ва.* 1982. Т. 44. С. 150–212.
20. *Анисимова Ю.В., Дмитриев А.С., Залогин Н.Н. и др.* Об одном механизме перехода к хаосу в системе электронный – электромагнитная волна // *Письма в ЖЭТФ.* 1983. Т. 37. № 8. С. 387–389.
21. *Безручко Б. П., Булгакова Л. В., Кузнецов С. П., Трубецков Д. И.* Стохастические колебания и неустойчивость в лампе обратной волны // *Радиотехника и электроника.* 1983. Т. 28. № 6. С. 1136–1139.
22. *Безручко Б. П., Гуляев Ю. В., Кузнецов С. П., Селезнев Е.П.* Новый тип критического поведения связанных систем при переходе к хаосу // *ДАН СССР.* 1985. Т. 287. № 3. С. 619–622.
23. *Ахромеева Т.С., Курдюмов С.П., Малинецкий Г.Г., Самарский А.А.* Нестационарные структуры и диффузионный хаос. М.: Наука, 1992. 544 с.
24. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О.* Динамический хаос как парадигма современных систем связи // *Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники.* 1997. № 10. С. 4–26.

25. Шалфеев В.Д., Осипов Г.В., Козлов А.К., Волковский А.Р. Хаотические колебания – генерация, синхронизация, управление // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 10. С. 27–49.
26. Хаслер М. Достижения в области передачи информации с использованием хаоса // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 11. С. 33–43.
27. Дмитриев А.С., Старков С.О. Передача сообщений с использованием хаоса и классическая теория информации // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 11. С. 4–32.
28. Kohda T., Tsuneda A. Pseudonoise sequences by chaotic nonlinear maps and their correlation properties // IEICE Trans. Commun. 1993. V. E76-B. No. 8. P. 855–862.
29. Kohda T., Oschiomi A., Tsuneda A., and Ishii K. A study of pseudonoise-coded image communications // Proc. SPIE. 1994. V. 2308. P. 874–884.
30. Parlitz U., Ergezinger S. Robust communications based on chaotic spreading sequences // Phys. Lett. A. 1994. V. 188. No. 2. P. 146–150.
31. Schweizer J., Hasler M. Multiple access communications using chaotic signals // Proc. ISCAS 96. Atlanta. 1996. V. 3. P. 108–111.
32. Котельников В.А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностями обнаружения // РЭ. 1959. №3. С. 354–358.
33. Харкевич А.А. Передача сигналов модулированным шумом // Электросвязь. 1957. № 11. С. 42–46.
34. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969. 232 с.
35. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
36. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации. М.: Книга-М, 2003. 111 с.
37. Pecora L.M., Carroll T.L. Synchronization in chaotic systems // Phys. Rev. Lett. 1990. V. 64. No. 8. P. 821–824.

38. Волковский А.Р., Рутьков Н.В. Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. № 3. С. 71–75.
39. Kocarev L., Halle K.S., Eckert K. et al. Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. No. 3. P. 709–713.
40. Cuomo M. K., Oppenheim A.V., Strogatz S.H. Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1993. V. 40. No. 10. P. 626–633.
41. Downes P.T. Secure communication using chaos synchronization // SPIE. 1993. V. 2038. P. 227–234.
42. Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С. Передача информации с помощью детерминированного хаоса // РЭ. 1993. Т. 38. № 7. С. 1310–1315.
43. Dedieu H., Kennedy M., Hasler M. Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronising Chua's circuits // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1993. V. CAS-40. No. 10. P. 634–642.
44. Parlitz U., Chua L., Kocarev L., Halle K. et al. Transmission of digital signals by chaotic synchronization // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. No. 4. P. 973–977.
45. Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С. Влияние возмущающих факторов на работоспособность системы передачи информации с хаотической несущей // РЭ. 1995. Т. 40. № 2. с. 265–281.
46. Kolumban G., Kennedy M., Chua L.O. The role of synchronization in digital communications using chaos. I. Fundamentals of digital communications // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1997. V. 44. № 10. P. 927–936.
47. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication // in Proc. NDES'96. 1996. P. 87–92.
48. Sushchik M., Tsirning L.S., Volkovskii A.R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos // IEEE Trans. on Circuits and Systems. 2000. V. 47. No. 12. P. 1684–1691.

49. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O.* Experiments on speech and music signals transmission using chaos // *Int. Journal of Bifurcation and Chaos*. 1995. V. 5. No. 4. P. 1249–1254.
50. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др.* Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ-диапазонах // *Радиотехника*. 2000. № 3. С. 9–20.
51. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др.* Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Пат. РФ № 2185032. 27.07.2000.
52. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О.* Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // *РЭ*. 2001. Т. 46. № 2. С. 224–233.
53. *Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I. et al.* Experiments on direct chaotic communications in microwave band // *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 2003. V. 13. No. 6. P. 1495–1507.
54. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В. и др.* Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // *РЭ*. 2008. Т. 53. № 10. С. 1278–1289.
55. *Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Герасимов М.Ю., Рыжов А.И.* Сверхширокополосные беспроводные нателльные сенсорные сети // *РЭ*. 2013. Т. 58. № 12. С. 1160–1170.
56. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю.* Мультимедийные сенсорные сети на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // *РЭ*. 2015. Т. 60. № 4. С. 1–9.
57. *Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А. и др.* Взаимодействие и навигация роботов на основе сверхширокополосной прямохаотической связи // *РЭ*. 2016. Т. 61. № 8. С. 1–8.
58. *Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В. и др.* Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов // *РЭ*. 2017. Т. 62. № 4. С. 354–363.
59. *Дмитриев А.С., Кислов В.Я., Панас А.И. и др.* Система связи с шумовой несущей: Авт. свид. СССР, № 279024. 1985.

60. *Fujisaka H., Yamada T.* Stability theory of synchronized motion in coupled-oscillator systems // *Progress of Theoretical Physics*. 1983. Vol. 69, No. 1. P. 32–47.
61. *Pikovsky A.* On the interaction of strange attractors // *Z. Physik B*. 1984. Vol. 55. No. 2. P. 149–154.
62. *Афраймович В.С., Веричев Н.И., Рабинович М.И.* Стохастическая синхронизация колебаний в диссипативных системах // *Изв. вузов. Сер. Радиофизика*. 1986. Т. 29. № 9. С. 1050–1060.
63. *Chua L.O., Kocarev L., Eckert K. et al.* Experimental chaos synchronization in Chua's circuit // *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 1992. V. 2. No. 3 P. 705–708.
64. *Andreyev Yu.V., Belsky Yu.L., Dmitriev A.S.* Information processing in nonlinear systems with dynamic chaos // *Proc. Int. Seminar Nonlinear Circuits and Systems*. Moscow, Russia. 1992. V. 1. P. 51–60.
65. *Cuomo K., Oppenheim A.* Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications // *Phys. Rev. Lett.* 1993. V. 71. No. 1. P. 65–68.
66. *Halle K.S., Chai W.W., Itoh M. et al.* Spread spectrum communication through modulation of chaos // *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 1993. V. 3. No. 2. P. 469–477.
67. *Hasler M., Dedieu H., Kennedy M., Schweizer J.* Secure communications via Chua's circuit // *Proc. of Int. Symp. on Nonlinear Theory and Application*. Hawaii, USA. 1993. P. 87–92.
68. *Kolumban G., Kennedy M.P., Chua L.O.* The role of synchronization in digital communications using chaos. II. Chaotic modulation and chaotic synchronization // *IEEE Trans. Circuits Syst. I*. 1998. V. 45. No. 11 P. 1129–1140.
69. *Kolumban G., Kennedy M. P., Kis G., Jako Z.* FM-DCSK: A new and robust solution to chaos communications // in *Proc. NOLTA*. Hawaii, USA. 1997. P. 117–120.
70. *Kolumban G., Kennedy M. P., Kis G., Jako Z.* FM-DCSK: a novel method for chaotic communications // *IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*. Monterey, USA. 1998. P. 477–480.
71. *Haykin S.* *Communication Systems* // Wiley, New York. 1994. 3rd edition. 896 p.
72. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др.* Прямохаотическая передача информации в СВЧ-диапазоне: Препринт № 1 (625). М.: ИРЭ РАН. 2000.

73. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O.* Direct chaotic communications in microwave band: Electronic NonLinear Science Preprint. <http://arxiv.org/abs/nlin.CD/0110047>.
74. *Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Панас А.И. и др.* Прямохаотические системы связи // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи совр. радиоэлектроники. 2003. № 9. С. 26–42.
75. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И. и др.* Эксперименты по сверхширокополосной прямохаотической передаче информации в сверхвысокочастотном диапазоне // РЭ. 2002. Т. 47. № 10. С. 1219–1228.
76. *Dmitriev A.S., Hasler M., Panas A.I. et al.* Basic principles of direct chaotic communications // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2003. V. 6. No. 1. P. 488–501.
77. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И. и др.* Сверхширокополосная прямохаотическая передача информации в СВЧ-диапазоне // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29. № 2. С. 70–76.
78. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V. et al.* Qualitative theory of dynamical systems chaos and contemporary wireless communications // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2005. V. 15. No. 11. P. 3639–3651.
79. *Дмитриев А.С., Кинев А.В., Клецов А.В. и др.* Дистанционное управление мобильными объектами с помощью сверхширокополосных хаотических СВЧ сигналов: Препринт № 1 (639). М.: ИРЭ РАН, 2005.
80. *Дмитриев А.С., Панас А.И.* Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М: Физматлит, 2002. 252 с.
81. *Proakis John G.* Digital communications. New York: MCGraw-Hill, 3rd ed. 1995. 928 p.
82. *Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М. и др.* Сверхширокополосная беспроводная связь на основе динамического хаоса // РЭ. 2006. Т. 51. № 10. С. 1193–1209.

83. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // РЭ. 2018. Т. 63. № 10. С. 1074–1082.
84. *Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran K.M.* Differentially coherent communication scheme based on chaotic radio pulses // *Nonlinear phenomena in complex systems*. 2018. V. 21. No. 3. P. 237–246.
85. *Дмитриев А.С., Старков С.О., Бельский Ю.Л.* Управление спектром мощности динамического хаоса с низкой фрактальной размерностью // *Письма в ЖТФ*. 1990. Т. 16. № 9. С. 65–69.
86. *Dmitriev A.S., Panas A.I., and Starkov S.O.* Ring oscillating systems and their application to the synthesis of chaos generators // *Int. J. of Bifurcation and Chaos*. 1996. V.6. No. 5. P. 851–865.
87. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А.* Управление огибающей спектра мощности в одностранзисторном генераторе хаотических колебаний // РЭ. 2004. Т. 49. № 2. С. 222–227.
88. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И.* Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012. 423 с.
89. *Окунев Ю.Б., Яковлев Л.А.* Широкополосные системы связи с составными сигналами. М.: Связь, 1968. 167 с.
90. Broad Agency Announcement Hyper-wideband Enabled RF Messaging (HERMES) Microsystems Technology Office DARPA-BAA-14-34. 30 June 2014. 36 p.
91. *Subramanian, Vijayan.* Hyper-wideband wireless communication link empowered by silicon photonics for low cost RF systems // *IJARTET*. 2018. V. 5. No. 1. P. 25–29.
92. *Esman D., Ataie V., Kuo B. P.-P., Alic N., Radic S.* Subnoise Signal Detection and Communication // *Journal of Lightwave Technology*. 2016. V. 34. No. 22. P. 5214–5219.

93. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // ПНД. 2018. Т. 26. № 4. С. 59–74.
94. *Ефремова Е.В.* Модель хаотической автоколебательной системы диапазона 10–30 GHz на основе SiGe-технологии 130 nm // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44. № 9. С. 26–33.
95. *Шахнович И.В.* Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. 287 с.
96. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* Многопользовательский доступ в системах относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов // Письма в ЖТФ. 2020. Т. 46. № 13. С. 47–50.
97. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И.* Множественный доступ в системах относительной передачи информации с хаотическими радиоимпульсами // РЭ. 2021. Т. 66. № 5. С. 476–482.
98. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Петросян М.М.* Экспериментальная реализация относительной схемы беспроводной передачи информации на хаотических радиоимпульсах // Письма в ЖТФ. 2022. Т. 48. № 18. С. 10–13.
99. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Петросян М.М.* Экспериментальное исследование относительной схемы передачи на хаотических радиоимпульсах // РЭ. 2023. Т. 68. № 2 С. 165–170.
100. *Мохсени Т.И., Петросян М.М.* Эксперименты по прямохаотической относительной передаче данных в проводном канале связи // ПНД. 2023. Т. 31. № 1. С. 21–31.