

**Минобрнауки России**  
**Юго-Западный государственный университет**

Кафедра космического приборостроения и систем связи

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА**  
**ПО ПРОГРАММЕ БАКАЛАВРИАТА**

11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

Сети связи и системы коммутации

(код, наименование ОП ВО: направление подготовки, направленность (профиль))

Процедура синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных на основе оценивания эквивалентного энергетического проигрыша, вызванного неравномерностью амплитудно-частотной характеристики радиотракта

(название темы)

дипломная работа

(вид ВКР: дипломная работа или дипломный проект)

Автор ВКР \_\_\_\_\_

(подпись, дата)

Н.Ю. Михайлова

(инициалы, фамилия)

Группа ИТ-61б

Руководитель ВКР \_\_\_\_\_

(подпись, дата)

И.Г. Бабанин

(инициалы, фамилия)

Нормоконтроль \_\_\_\_\_

(подпись, дата)

А.А. Чуев

(инициалы, фамилия)

ВКР допущена к защите:

Заведующий кафедрой \_\_\_\_\_

(подпись, дата)

В.Г. Андронов

(инициалы, фамилия)

Курск 2020 г.

**Минобрнауки России**  
**Юго-Западный государственный университет**

Кафедра космического приборостроения и систем связи

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой

В.Г. Андронов

(подпись, инициалы, фамилия)

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 г.

**ЗАДАНИЕ НА ВЫПУСКНУЮ КВАЛИФИКАЦИОННУЮ РАБОТУ**  
**ПО ПРОГРАММЕ БАКАЛАВРИАТА**

Студент Михайлова Н.Ю. шифр 16-06-054 группа ИТ-61б  
(фамилия, инициалы)

1. Тема «Процедура синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных на основе оценивания эквивалентного энергетического проигрыша, вызванного неравномерностью амплитудно-частотной характеристики радиотракта»

утверждена приказом ректора ЮЗГУ от «30» апреля 2020 г. № 1483-с

2. Срок представления работы к защите «8» июня 2020 г.

3. Исходные данные: учебные пособия, диссертационные работы, материалы конференций, монографии, зарубежные и отечественные научные статьи, по теме исследования

4. Содержание работы (по разделам):

4.1. Введение

4.2. Анализ основных технологий высокоскоростных систем передачи информации различного назначения и дестабилизирующих факторов, возникающих в канале передачи данных систем

4.3. Концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому

принципу и их адаптация

4.4. Алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учетом характеристик спутниковой, радиорелейной и мобильной линии связи

4.5. Заключение

5. Перечень графического материала: таблица назначения диапазонов радиочастот для различных служб Российской Федерации, графическое отображение процедуры синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных.

Руководитель работы \_\_\_\_\_  
(подпись, дата)

И.Г. Бабанин  
(инициалы, фамилия)

Задание принял к исполнению \_\_\_\_\_  
(подпись, дата)

Н.Ю. Михайлова  
(инициалы, фамилия)

## РЕФЕРАТ

Текстовый документ содержит 80 страниц, включая 22 иллюстрации, 4 таблицы и 2 приложения. В работе использовано 22 источника.

Ключевые слова: SDR, амплитудно-частотная характеристика, радиоприёмное устройство, адаптивная фильтрация, слепая адаптация, эквивалентные энергетические потери

Объект исследования – адаптивная высокоскоростная программно-конфигурируемая система передачи данных.

Предмет исследования – приёмная сторона высокоскоростной цифровой программно-конфигурируемой системы передачи данных.

Целью выполнения выпускной квалификационной работы является разработка алгоритма автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных, учитывающей характеристик спутниковой, радиорелейной и мобильной линий связи.

Актуальность труда обуславливается широкой распространенностью высокоскоростных систем передачи данных, использующих высокопозиционные манипуляции сигналов.

В результате выполнения выпускной квалификационной работы разработаны процедура и алгоритм синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных, учитывающей характеристики линии связи, по которой осуществляется передача.

## ABSTRACT

The text document contains 80 pages, including 22 illustrations, 4 tables and 2 appendices. The work used 22 sources.

Keywords: SDR, frequency response, radio device, adaptive filtering, blind adaptation, equivalent energy losses

The subject of the study is an adaptive high-speed software-configurable data transmission system.

The subject of the study is the receiving side of a high-speed digital software-configurable data transmission system.

The purpose of performing graduation qualification work is to develop an algorithm for automated synthesis of an adaptive high-speed software-configurable data transmission system, which takes into account characteristics of satellite, radio relay and mobile communication lines.

The relevance of work is due to the wide prevalence of high-speed data transmission systems using high-position signal manipulation.

As a result of performing graduation qualification work, a procedure and an algorithm for synthesizing an adaptive high-speed software-configurable data transmission system taking into account characteristics of a communication line on which transmission is carried out have been developed.

## СОДЕРЖАНИЕ

Обозначения и сокращения	8
Введение	12
1 Анализ основных технологий высокоскоростных систем передачи информации различного назначения и дестабилизирующих факторов, возникающих в канале передачи данных систем	14
1.1 Сравнительный анализ сигнально-кодовых конструкций спутниковых, радиорелейных и подвижных систем связи и перспективы развития частотных диапазонов	14
1.2 Анализ дестабилизирующих факторов, возникающих в канале связи, и способов их компенсации	20
2 Концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому принципу и их адаптация	27
2.1 Приёмная часть системы цифровой связи	27
2.1.1 Архитектуры построения приёмников цифровой связи	27
2.1.2 Оценка фазы несущей частоты	31
2.1.3 Петля тактовой синхронизации	36
2.2 Концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому принципу	40
2.2.1 Классификация SDR	44
2.2.2 Преимущества и недостатки SDR	45
2.2.3 Периферия	48
2.2.4 Обзор сред проектирования для разработки программируемых радиосистем	52
2.2.4.1 Matlab Simulink	52

2.2.4.2 GNURadio	53
2.3 Адаптивные программно-конфигурируемые системы с обучением «учителем»	54
2.3.1 Алгоритм наименьшего квадрата (LMS)	57
2.3.2 Алгоритм RLS	57
2.3.3 Метод Ньютона	58
2.3.4 Алгоритм наискорейшего спуска	59
3 Алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учётом характеристик спутниковой, радиорелейной и мобильной линии связи	61
3.1 Проведение оценки влияния неравномерности АЧХ радиотракта	61
3.2 Расчет поправочных значений в определение достоверности принимаемых данных в системах связи с КАМ	65
3.3 Алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учётом характеристик линий связи различных типов	69
Заключение	72
Список использованных источников	75
Приложение А	78
Приложение Б	79

## ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

- АМ – амплитудная модуляция
- АРУ – автоматическая регулировка усиления
- АФУ – антенно-фидерное устройство
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
- БПФ – быстрое преобразование Фурье
- ГЛОНАСС – глобальная навигационная спутниковая система
- ГУН – генератор, управляемый напряжением
- ДМУ – демодулирующее устройство
- ИМС – интегральная микросхема
- КАМ (QAM) – квадратурная амплитудная модуляция
- МШУ – малозумящий усилитель
- НЧ – низкие частоты
- ОСШ – отношение сигнал-шум
- ПВО – противовоздушная оборона
- ПК – персональный компьютер
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
- ПО – программное обеспечение
- ПОР (SDR) – программно определяемая радиосистема
- ПФ – полосовой фильтр
- ПЧ – промежуточная частота
- РПДУ – радиопередающее устройство
- РПрУ – радиоприёмное устройство
- РРЛ – радиорелейная линия
- РЧС – радиочастотный спектр
- РЭС – радиоэлектронное средство
- СВНЧ – система восстановления несущей частоты
- СФ – согласованный фильтр



ТУН – таймер, управляемый напряжением  
УКВ – ультракороткие волны  
УПЧ – усилитель промежуточной частоты  
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты  
ФЗП – фазо-замкнутая петля  
ФНЧ – фильтр низких частот  
ФПВ – функция плотности вероятности  
ФЧХ – фазо-частотная характеристика  
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь  
ЦОС – цифровая обработка сигналов  
ЦПЛС – цифровые подвижные линии связи  
ЦРРЛС – цифровые радиорелейные линии связи  
ЦСЛС – цифровые спутниковые линии связи  
ЦСП (DSP) – цифровой сигнальный процессор  
ЭП – энергетические потери  
ЭЭП – эквивалентные энергетические потери  
APSK – amplitude phase shift keying – амплитудно-фазовая манипуляция  
BPSK – binary phase shift keying – двоичная фазовая манипуляция  
C4FM – continuous 4-level frequency modulation – непрерывная четырёх-  
уровневая модуляция  
CPU – central processing unit – центральное обрабатывающее (процес-  
сорное) устройство  
CQPSK – coherent quadriphase shift keying – когерентная четвертичная  
фазовая манипуляция  
DQPSK – differential QPSK – дифференциальная QPSK  
DVB – Digital Video Broadcasting – цифровое видео вещание  
FM – frequency modulation – частотная модуляция  
F-OFDM – Fast-OFDM  
FSK – frequency shift keying – частотная манипуляция  
GMSK – gaussian filtered minimum shift keying or gaussian minimum shift

keying – минимальная манипуляция с гауссовым фильтром или гауссовская минимальная манипуляция

GPS – Global Positioning System – система глобального позиционирования

GSM – от названия группы Groupe Special Mobile – глобальный стандарт цифровой мобильной сотовой связи с разделением каналов по времени и частоте

IP – Internet Protocol – маршрутизируемый протокол сетевого уровня стека TCP/IP

LAN – Local area network – локальная вычислительная сеть

LMS – Least Mean Squares – алгоритм минимальной среднеквадратичной ошибки

LTE – Long-Term Evolution – стандарт беспроводной высокоскоростной передачи данных для мобильных телефонов и других терминалов, работающих с данными

MSK – minimum shift keying – минимальная манипуляция

OFDM – orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов

OQPSK – offset QPSK – квадратурно-фазовая манипуляция со сдвигом частоты

PDH – Plesiochronous Digital Hierarchy – плезиохронная цифровая иерархия

PM – phase modulation – фазовая модуляция

PSK – phase shift keying – фазовая манипуляция

QPSK – quadrature phase shift keying – квадратурно-фазовая манипуляция

RLS – Recursive Least Squares – рекурсивный или рекуррентный метод наименьших квадратов

SDH – Synchronous Digital Hierarchy – синхронная цифровая иерархия

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System – универсальная

мобильная телекоммуникационная система

VPN – Virtual Private Network – виртуальная частная сеть

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access – телекоммуникационная технология, разработанная с целью предоставления универсальной беспроводной связи на больших расстояниях для широкого спектра устройств

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время цифровая обработка сигналов широко используется в различных системах, с которыми человек сталкивается постоянно в повседневной жизни: навигационные системы, радио, системы оптической связи, вычислительная, домашняя техника. Такое массовое распространение объясняется научно-техническими достижениями в этой сфере, позволившими создавать устройства, имеющие невысокую стоимость, высокую производительность и малые размеры. Достаточно продолжительный промежуток этой области знаний привело к формированию самостоятельных научно-технических направлений. Одним из таких направлений является адаптивная обработка сигналов.

Адаптивная обработка сигналов зарождалась в середине двадцатого века, но создание математических методов, применяемых в ней, относится к более далёкому прошлому. Для формирования основных правил адаптивной обработки данные методы были использованы такими учёными как: Левинсоном, Крейном, Винером, и другими. На практике применил адаптивную обработку сигналов Бэрнард Уидроу, который в конце 50-х годов двадцатого столетия синтезировал первый адаптивный фильтр на основе алгоритма по методу наименьшего квадрата.

Адаптивная обработка сигналов применяется в случаях, когда параметры фильтра не могут быть просчитаны заранее. То есть происходит постоянное изменение условий фильтрации, соответственно использование фильтров с постоянными коэффициентами нецелесообразно.

Объектом исследования является адаптивная высокоскоростная программно-конфигурируемая система передачи данных.

Предмет исследования – приёмная сторона высокоскоростной цифровой программно-конфигурируемой системы передачи данных.

Целью выполнения выпускной квалификационной работы является разработка алгоритма автоматизированного синтеза адаптивной

высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных, учитывающей характеристик спутниковой, радиорелейной и мобильной линий связи.

Для достижения цели данной работы необходимо решение следующих задач:

- провести сравнительный анализ сигнально-кодовых конструкций различных видов систем связи;
- изучить перспективы развития частотных диапазонов;
- провести анализ дестабилизирующих факторов, возникающих в канале связи, и способов их компенсации;
- рассмотреть различные архитектуры построения приёмников цифровой связи, способы оценки фазы несущей;
- изучить концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому принципу, классификация, преимущества и недостатки, существующая периферия;
- провести оценка влияния неравномерности АЧХ радиотракта;
- произвести расчёт поправочных значений в определение достоверности принимаемых данных в системах связи с КАМ;
- разработать алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учётом характеристик линии связи.

# **1 Анализ основных технологий высокоскоростных систем передачи информации различного назначения и дестабилизирующих факторов, возникающих в канале передачи данных систем**

## **1.1 Сравнительный анализ сигнально-кодовых конструкций спутниковых, радиорелейных и подвижных систем связи и перспективы развития частотных диапазонов**

Современный этап системных преобразований в мире неразрывно связан с развитием процессов информатизации общества. Информационно-коммуникационные и телекоммуникационные технологии оказывают всё большее влияние на общественное развитие, процессы информатизации затрагивают все социальные аспекты жизни человека, все области его функционирования в современном обществе.

Общая тенденция развития систем передачи информации заключается в нахождении новых методов повышения спектральной эффективности и расширении используемого частотного диапазона. Из-за ограниченности частотного ресурса, службы связи вынуждены использовать его максимально эффективно. Доказательством острого дефицита частот является проведение тендеров на получение права использования существующих частот для земных станций различных служб связи. Утверждённая Постановлением Правительства Российской Федерации от 18 сентября 2019 года №1203-47 таблица назначения диапазонов радиочастот для различных служб Российской Федерации приведена в приложении А.

Перераспределение и конверсия – важнейшие механизмы управления эксплуатации РЧС. Они являются обязательными условиями интеграции современных радиотехнологий. Согласно Федеральному закону «О связи» конверсией радиочастотного спектра называется комплекс мероприятий, целью которых является его распространение и применение РЭС гражданского назначения. Тем не менее в приоритете остаются национальная оборона и безопасность страны. В свою очередь необходимо удостовериться

в подготовленности новых диапазонов и в экономической целесообразности применения радиоэлектронных средств правительственного назначения в другом диапазоне. Следовательно, конверсия РЧС происходит вследствие предоставления гражданскому сектору частот, ранее использованных для военного радиооборудования.

Ряд мероприятий, в целях которых значится смена действующих полос частот, как для гражданского, так и для военного РЭС, называется перераспределением радиочастотного спектра. Поэтому конверсию РЧС принято считать одним из случаев перераспределения.

Ряд таких мероприятий проводились в период с 2008 по 2014 год. За этот промежуток времени:

- высвобождена полоса частот, ширина которой 340 МГц;
- РЭС стандартов DVB-T, GSM, LTE, UMTS, WiMAX, DVB-S подверглись либерализации ряда технических характеристик. Это позволило одновременно использовать диапазоны радиочастот с РЭС правительственного и военного назначения в интервалах 470–790, 880–960, 1780–1880, 1980–2170, 2300–2400, 3400–3600 МГц;
- подтверждена возможность смены ряда полос из категории приоритетной эксплуатации РЭС правительственного назначения, в категорию совместного или полностью гражданского использования.
- проведено около 50 работ, целями которых стали: конверсия, совершенствование технологий в РЭС специального назначения. Это позволило выявить и высвободить ряд преимущественно актуальных радиочастотных диапазонов.

К 2015 году удалось частично освободить отдельные полосы в диапазоне 694–862 МГц для внедрения и развития наземного цифрового телевизионного вещания, а также обеспечить совместное использование спектра действующими РЭС и РЭС стандарта LTE и его последующих модификаций.

Эти работы продолжены и в дальнейшем. ГКРЧ поручила

Минкомсвязи России совместно с заинтересованными федеральными органами исполнительной власти организовать в 2015–2017 годах выполнение следующих задач:

а) Конверсия спектра в полосе 790–862 МГц для внедрения 4G. Для этого требовалось провести работы по конверсии в опытной зоне и определить на практике какие способы частичного высвобождения отдельных участков спектра в полосе 790–862 МГц будут являться наиболее эффективными за счёт усовершенствования средств радиолокации управления полётами авиации, радионавигации и посадки и РЭС ПВО, реализовать эти методы в субъектах РФ.

Результатом работ по модернизации средств радиолокации стала конверсия в полосе 694–790 МГц.

Также за этот период времени были проведены ряд мероприятий по конверсии, сутью которых была поддержка постоянного телевизионного вещания в регионе Крымского федерального округа.

б) В 2017–2018 годах провёлся ряд работ. Конверсия, проведённая в рамках этих мероприятий, позволила симбиотическое использование определённых полос частот РЭС, активными на данный момент, и планируемыми к введению в эксплуатацию системами [1].

Большая часть трафика передачи данных обеспечивается цифровыми радиорелейными (ЦРРЛС), спутниковыми (ЦСЛС), подвижными (ЦПЛС) линиями связи.

В таблицах 1, 2, 3 приведена классификация линий связи в соответствии с их спектральной эффективностью.

Таблица 1 – Классификация ЦСЛС в соответствии с их спектральной эффективностью

№ п/п	Наименование технологии	Тип модуляции и кодирования
Низкая спектральная эффективность		



Продолжение таблицы 1

1	Iridium, Globalstar, Thuraya, Orbcomm, Intelsat, Prodat, GPS, ГЛОНАСС	QPSK, $\pi/4$ DQPSK, OQPSK, BPSK, 8-PSK
Средняя спектральная эффективность		
2	DVB-S, DVB-S2, DVB-SH	QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 16-APSK, 32-APSK
Высокая спектральная эффективность		
	DVB-S2X	256-APSK

Таблица 2 – Классификация ЦРРЛС в соответствии с их спектральной эффективностью

№ п/п	Наименование технологии	Тип модуляции и кодирования
Низкая спектральная эффективность		
1	DS0, E1, DS1, E2, DS2	FM-2, FM-4, MSK, PM-2, PM-4, PM-8,
Средняя спектральная эффективность		
2	E3, DS3, DSJ3,	PM-4, QAM-16, QAM-32
Высокая спектральная эффективность		
3	STM-0, STM-1, STM-4, STM-16, STM-64	QAM-64, QAM-128, QAM-256, QAM-512, QAM-1024

Таблица 3 – Классификация ЦПЛС в соответствии с их спектральной эффективностью

№ п/п	Наименование технологии	Тип модуляции и кодирования
Низкая спектральная эффективность		
1	TETRA, NEXEDGE, APCO P25	4-PSK, 4-FSK, 4-CQPSK, C4FM
Средняя спектральная эффективность		
2	UMTS, Tetrapol, GSM	16-QAM, GMSK
Высокая спектральная эффективность		
3	LTE, 5G, DVB-T2, DRM	256-QAM, F-OFDM, OFDM, 64-QAM,

Таким образом, в связи с потребностью повышения скорости передачи данных между абонентами и центрами предоставления услуг при разработке перспективных систем связи возникает необходимость, в повышении позиционности модуляции и освоении новых частотных диапазонов. Так, например, спутниковые системы связи, реализованные по DVB-S задействованы в Ku диапазоне (11/12 ГГц), скорость передачи данных

обеспечивала возможность предоставления ТВ услуг со стандартным разрешением (SDTV). А DVB-S2, который используется в Ka диапазоне, обеспечивает повышение скорости передачи полезной информации на 20–35%, позволяющее реализовать ТВ-вещание стандартного и высокого разрешения (HDTV). HDTV существует в двух вариантах – 1080i и 720p. Формат 720p обладает разрешением 1280x720 точек и прогрессивной разверткой, а формат 1080i имеет разрешение изображения 1920x1080 пикселей с чересстрочной разверткой. DVB-S2X (расширение для стандарта DVB-S2), использующее модуляцию 256-APSK, позволяет реализовать передачу видео в формате UltraHD/4K. Спутниковая система Starlink, разворачиваемая компанией SpaceX для обеспечения высокоскоростного доступа в Интернет для труднодоступных районов, задействует Ku, Ka и V диапазоны. В декабре 2019 года данная система продемонстрировала пропускную способность 610 Мбит/с.

Использование радиорелейных систем позволяет осуществлять быстрое и недорогое развертывание сетей, а независимость от кабельной инфраструктуры делает их очень привлекательными для строительства в труднодоступных и удаленных от проводной инфраструктуры регионах, а также в регионах со сложными климатическими условиями. Очень востребованы системы быстрого развертывания как «точка – много точек» (PmP) для городских условий. Система PmP обеспечивает быструю и экономичную широкополосную связь как в сетях, использующих традиционные технологии, так и в сетях нового поколения. Эта система поддерживает организацию различных услуг, таких как выделенные каналы, высокоскоростной доступ в Интернет, объединение офисных LAN, создание VPN и других со скоростями до 37 Мбит/с и с выделением определенной ёмкости каждому пользователю. Высокая эффективность использования радиочастот обеспечивается с помощью новейших технологий. И благодаря использованию унифицированных блоков для систем «точка – точка» (PtP) и «точка – много точек» (PmP), эти приложения теперь могут быть

реализованы на базе единой – гибридной платформы аппаратных средств, что обеспечивает экономию расходов на логистику и операционных расходов. По данному критерию РРЛ разделяются на два основных класса: SDH и PDH РРЛ. К первому классу относится оборудование РРЛ, передающее сигналы PDH иерархии, и имеющее пропускную способность, ограниченную величиной  $16 \times 2$  Мбит/с, хотя в последнее время появились РРЛ с максимальной емкостью до  $48 \times 2$  Мбит/с. Отличительной особенностью таких систем является применение в них методов модуляции и кодирования с низкой спектральной эффективностью (не более 1,5 бит/с/Гц), таких как QPSK, CQPSK и так далее. Это позволяет получить большой коэффициент усиления (105 дБ и более), но приводит к нерациональному использованию частотного ресурса. Для передачи большего объема данных недостаточная эффективность использования спектра ограничивает применение РРЛ PDH иерархии, и на смену им приходят STM – 1 уровень SDH иерархии (155 Мбит/с). В отличие от PDH РРЛ в этом классе принципиально используются методы модуляции и кодирования с высокой спектральной эффективностью (более 3 бит/с/Гц), такие как 16, 64, 128 QAM. Применение таких методов модуляции приводит к снижению коэффициента усиления системы (как правило, 88 дБ, максимально, 100 дБ), но позволяет передавать в заданной полосе частот больший объем данных.

В подвижных системах связи, рассматривая сотовые сети, наблюдается тенденция разработки новых стандартов, в которых увеличивается скорость передачи, совершенствуется модуляция сигнала, повышаются используемые частоты. Так, в сетях поколения 2G (реализованы в 1991 году) скорость передачи составляла 9,6–14,4 кбит/с, частоты 900 МГц, 1800 МГц; в сетях третьего поколения 3G (2002 год) – до 3,6 Мбит/с, 900 МГц, 2100 МГц; сети четвертого поколения 4G (2008–2010) обеспечивают скорости 100 Мбит/с – 1 Гбит/с, 800 МГц, 1800 МГц, 2600 МГц; в сетях 5G существует возможность обеспечения скорости передачи от 1 Гб/с, 6,5 Гб/с. Федеральная комиссия по связи США (FCC) утвердила спектр частот для технологии 5G, в который

включаются частоты 28 ГГц, 37 ГГц и 39 ГГц. В России в 2017 году 1 июня «МегаФон» и компания Huawei продемонстрировали передачу данных со скоростью 35 Гбит/с на частоте 70 ГГц в сетях Pre-5G. После развертывания сетей сотовой связи 5 поколения 5G усилился интерес ученых и инженеров к разработке оборудования следующего поколения сотовой связи, внедрение которого предполагается во второй половине 2020-х – 2030-х годов. В числе требований к сетям 6G зарубежные специалисты указывают скорость передачи данных от 100 Гбит/с до 1 Тбит/с, при этом для управления сетями будут использоваться системы искусственного интеллекта.

## **1.2 Анализ дестабилизирующих факторов, возникающих в канале связи, и способов их компенсации**

Своевременная передача информации является основой стабильного функционирования современного общества. Для обмена большими объёмами информации используются высокоскоростные телекоммуникационные системы, обеспечивающие бесперебойное соединение. Порядка 30% трафика передаётся посредством волоконно-оптических линий связи. Передача большей части трафика обеспечивается цифровыми радиорелейными, спутниковыми, подвижными и УКВ радиолиниями передачи информации.

Следствием увеличения скорости передачи и количества абонентов является дефицит частотного ресурса. Для исключения взаимных помех между каналами передачи одной сети и на сигналы других систем связи необходимо ограничение спектров сигналов передатчиков каждого абонента. В связи с постоянной потребностью увеличения скорости передачи становится необходимым снижение влияния боковых составляющих частотного спектра сигнала передатчика путём их подавления и увеличению его спектральной эффективности. Но использование радиосистем с высокими показателями спектральной эффективности приводит к низкой энергетической эффективности из-за нелинейности трактов, искажений,

вносимых средой, в которой распространяется сигнал, параметрами систем синхронизации приёмника.

В подвижных системах передачи информации используются следующие типы цифровых модуляций (манипуляций): КАМ-64, КАМ-128, в РРЛ системах связи – КАМ-512, КАМ-1024. Конstellяционные диаграммы модулированных сигналов позволяют определить расположение сигнальных точек относительно друг друга в фазово-амплитудном пространстве при различных типах квадратурных амплитудных модуляций. Коэффициент неравномерности сигнального созвездия ( $\chi$ ) численно характеризует промежуток между одной точкой созвездия и другой ближайшей точкой в смежных квадрантах. На практике используются равномерные ( $\chi=1$ ) и неравномерные сигнальные созвездия ( $\chi>1$ ). Применение неравномерной структуры сигнальных созвездий обеспечивает улучшение декодирования потока данных. Но увеличение значения данного параметра требует увеличения отношения сигнал-шум, так как шумы и помехи приводят к размытию точек конstellяционной диаграммы в «облака». Сигнальная точка – центр «облака». Характеристика остаточного уровня несущей – «размытость» этого центра. При высоком уровне шума правильно распознать сигнальные точки внутри квадрантов становится крайне затруднительно. Однако благодаря внесённой неравномерности в сигнальные созвездия декодирование осуществляется с допустимой вероятностью ошибок.

Необходимо отметить, что при построении радиокомплексов, в основу которых положена КАМ с позиционностями выше 2048, необходимо учитывать энергетические потери, которыми ранее пренебрегали из-за незначительного влияния.

Из уравнения энергетического баланса радиолинии передачи информации результирующее отношение сигнал-шум на входе устройства принятия решения демодулятора (ДмУ) определяется условиями использования систем передачи информации и управляемыми и неуправляемыми параметрами.

Энергетические потери (ЭП) радиосигнала на трассе распространения и эквивалентные энергетические потери (ЭЭП) в радиопередающем (РПДУ) и радиоприёмном устройстве (РПРУ) отрицательно влияют на формирование уравнения энергетического баланса [2]. Так, ЭЭП, входящие в систему приёма информации можно классифицировать в соответствии с рисунком 1.

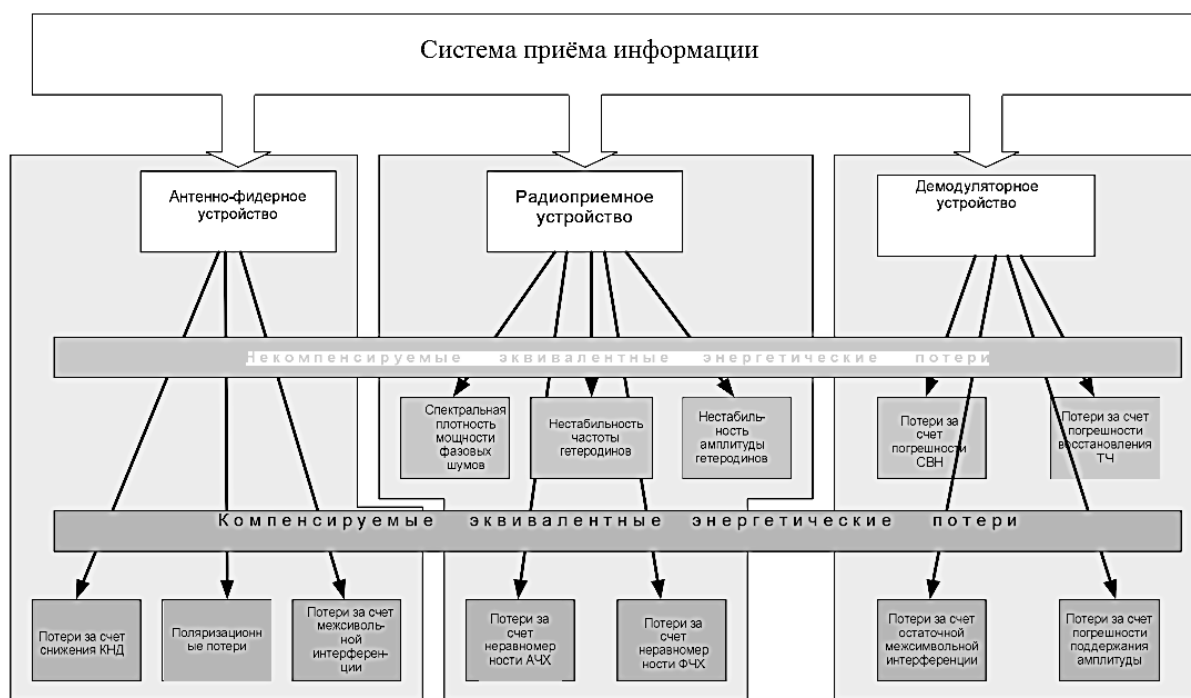


Рисунок 1 – Классификация эквивалентных энергетических потерь в системе приёма информации

Главные условия систематизации ЭП – зависимость и независимость от параметров входящего на линии связи сигнала. Потери зависят от типа модуляции, если они возникли вследствие неравномерности амплитудно-частотной характеристики фильтров. Повышение кратности модуляции сигнала вызывает увеличение уровня эквивалентных энергетических потерь, что влияет на качество сигнала.

Другой класс потерь составляют не зависящие от параметров принимаемых сигналов потери. Это энергетические потери, вызванные шумовой температурой смесителей, усилителей и так далее.

Энергетические потери условно разделяются на компенсируемые и

некомпенсируемые.

ЭП, вызванные фазовой и частотной нестабильностью гетеродинов РПДУ, погрешностью восстановления несущей частоты в ДМУ и аналогичные относятся к некомпенсируемым. Данные потери не компенсируются последующей обработкой сигнала.

ЭП, вызванные неравномерностью АЧХ полосовых фильтров относятся к компенсируемым. Их возможно уменьшить с помощью последующей коррекции сигнала. При применении соответствующих трансверсальных фильтров эти потери можно существенно минимизировать.

При этом уравнение энергетического баланса радиолинии принимает вид:

$$q^i = P_u^i + G_A^{n\partial} + G_A^{np} + M_{oc} + V - L_3^i(R^i) - L_M^i(k^i) - \Delta - P_{np}, \quad (1)$$

где  $P_u^i$  – мощность  $i$ -го передатчика, дБ;

$G_A^{n\partial}$  – коэффициент усиления антенны  $i$ -го передатчика, дБ;

$G_A^{np}$  – коэффициент усиления антенны приёмника, дБ;

$L_3^i(R^i)$  – затухание в пространстве электромагнитной волны, дБ;

$L_M^i(k^i)$  – затухание, обусловленное многолучевым распространением радиоволны, дБ;

$M_{oc}$  – энергетический выигрыш за счёт применения пространственно-поляризационной обработки сигналов в точке приёма при многолучевом распространении радиоволн;

$V$  – энергетический выигрыш в результате применения помехоустойчивого декодирования сигналов в ЦЛС;

$k^i$  – число лучей от  $i$ -го передатчика, приходящих в точку приема;

$R^i$  – расстояние между приёмной и  $i$ -й передающей станцией;

$q^i$  – ОСШ, необходимое для обеспечения детектирования  $i$ -го сигнала с качеством не ниже требуемого, дБ;

$P_{пр}$  – предельная чувствительность РПрУ, определяемая уровнем сигнала на входе для достижения ОСШ  $q=1$  и равная мощности шумов, приведённых к входу;

$\Delta = \Delta_{АФУ} + \Delta_{РПрУ} + \Delta_{ДМУ}$  – энергетические потери в радиоприёмном устройстве, где  $\Delta_{АФУ}$  – энергетические потери, вызванные неидеальностью характеристик АФУ, дБ;  $\Delta_{РПрУ}$  – энергетические потери, вызванные неидеальностью характеристик РПрУ, дБ;  $\Delta_{ДМУ}$  – энергетические потери, связанные с неидеальностью характеристик демодулятора, дБ.

Суммарные потери описываются следующим математическим выражением [2, 3]:

$$\begin{aligned} \Delta = & \Delta_{АФУ} + \Delta_{ПСУ} + \Delta_{ДМУ} + \Delta_{ДМУ} = \sum_i \Delta_{ак}^i (K_{ш}^i(f)) + \\ & + \sum_v \Delta_{мшу}^v (K_{ш}^v(f)) + \sum_u \Delta_{см}^u (K_{ш}^u(f)) + \Delta_{фидер} (K_{ш}(f)) + \\ & + \Delta_{антенна} (K_{ш}(f)) + \sum_j \Delta_{комм}^j (K_{ш}^j(f)) + \sum_p \Delta_{упч}^p (K) + \\ & + \sum_e \Delta_{атт}^e (K) + \sum_r \Delta_{нф}^r (\delta_{ачх}) + \sum_t \Delta_{нф}^t (\delta_{фчх}) + \sum_k \Delta_{сет}^k (G_v^k(M)) + \\ & + \Delta_{сви} (\delta_f) + \Delta_{свтч} (\delta^0) + \Delta_{увс} (\delta_u) + \Delta_{рас} (\delta_{ачх}) + \Delta_{омси} (\delta_{мси}), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\Delta_{ак}^i$  – энергетические потери  $i$ -ого антенного коммутатора, вызванные тепловыми шумами с коэффициентом шума  $K_{ш}^i$ ;

$\Delta_{мшу}^v$  – ЭП МШУ, обусловленные шумами Джонсона;

$\Delta_{см}^u$  – ЭП, вызванные джонсоновскими шумами в смесителях;

$\Delta_{фидер}$  – ЭП высокочастотных фидеров, вызванные тепловыми шумами;

$\Delta_{антенна}$  – ЭП в антенне, вызванные шумами Джонсона;

$\Delta_{комм}^j$  – ЭП в  $j$ -м коммутаторе, вызванные тепловыми шумами;

$\Delta_{упч}^p$  – ЭП  $p$ -ого УПЧ, обусловленные тепловыми шумами;

$\Delta_{атт}^e$  – ЭП  $d$ -го аттенюатора, обеспечивающем заданный уровень



сигнала на входе детектора;

$\Delta_{\text{пф}}^r$  – ЭЭП  $r$ -го ПФ, обусловленные неравномерностью его АЧХ;

$\Delta_{\text{пф}}^t$  – ЭЭП  $t$ -го ПФ, обусловленные неравномерностью его ФЧХ;

$\Delta_{\text{гет}}^k(G_v^k)$  – ЭЭП, обусловленные неидеальностью амплитудно-частотного спектра колебания  $k$ -го гетеродина;

$\Delta_{\text{свн}}(\delta_f)$  – ЭЭП, вызванные погрешностью СВНЧ;

$\Delta_{\text{свтч}}(\delta^0)$  – ЭЭП, вызванные погрешностью восстановления тактовой частоты демодулирующего устройства;

$\Delta_{\text{увс}}(\delta_u)$  – ЭЭП, обусловленные погрешностью поддержания уровня сигнала на входе детектора;

$\Delta_{\text{рас}}(\delta_{\text{ачх}})$  – ЭЭП, вызванные рассогласованием формы сигнала с формой АЧХ СФ;

$\Delta_{\text{омси}}(\delta_{\text{мси}})$  – ЭЭП, обусловленные остаточной межсимвольной интерференцией.

Из анализа работ [2, 3, 4] выявлено, что потери можно разделить на шумовые и нешумовые. Нешумовые потери невозможно компенсировать даже при применении криогенного оборудования и с тенденцией увеличения скорости передачи информации становится актуальным более детальное исследование процесса их возникновения и способов компенсации. Указанная проблема особенно актуальна при использовании телекоммуникационных систем с КАМ-512, -1024 и выше.

Таким образом, рассмотрены различные типы шумов. Шумы Джонсона можно снизить путём использования криогенных технологий и использованием более совершенной элементной базы. Показано, что нешумовые потери могут быть компенсируемыми и некомпенсируемыми. В работах Мухина И.Е., Бабанина И.Г. [3, 4] показаны способы компенсации компенсируемых шумовые потерь. Наиболее целесообразным из предложенных способов является снижение потерь в радиотрактах,

вызванных неравномерностью АЧХ, комплексов с использованием фильтра комплексно-сопряжённого с рассматриваемым каналом.

Многих недостатков, которые имеются у оборудования, реализованного на электронных компонентах (лампах, транзисторах, диодах, конденсаторах и т.д.) лишены системы, построенные по программно-конфигурируемому принципу.

## 2 Концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому принципу и их адаптация

### 2.1 Приёмная часть системы цифровой связи

#### 2.1.1 Архитектуры построения приёмников цифровой связи

На данный момент выделяется ряд архитектур приёмников цифровых сигналов. В период начала развития цифровых РПрУ обработка сигналов, в основном, осуществлялась в аналоговом виде. Позднее аналоговую обработку заменила цифровая, более современная. Вследствие этого в системах связи позволяет подача аналогового сигнала сразу на АЦП без преобразования.

Архитектура первого поколения является гомодинной. То есть входной сигнал опускается на нулевую промежуточную частоту (рисунок 2).

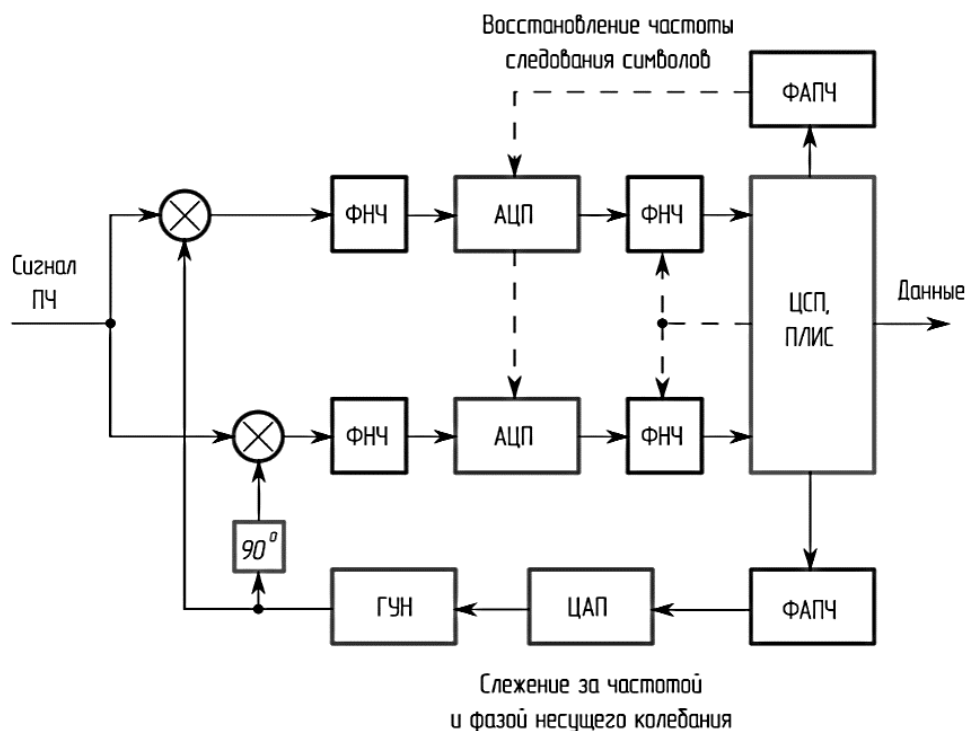


Рисунок 2 – Структурная схема приёмника первого поколения

Гетеродин часто выступает в роли синтезатора частоты, так как он может перестраиваться в конкретной полосе частот, как это показано в

данной схеме. Такие синтезаторы настраиваются на определённые частоты и обладают частотной статичностью близкой по значению к атомному эталону или кварцевому генератору. Для сокращения количества обязательных условий к фильтру основной избирательности и снабжения значительной относительной расстройкой частоты соседнего канала относительно полосы входящего сигнала используют низкочастотный тракт промежуточной частоты.

Так как промежуточная частота супергетеродинного приёмника установленная и стабильная, в качестве ее фильтра используются электромеханический или кварцевый фильтр. Таким образом обеспечивается высокая стабильность электрических параметров фильтра с течением времени и при изменении температуры среды в некотором диапазоне, также применение таких фильтров уменьшают массогабаритные размеры приёмного устройства и снижают стоимость [5]. Для отслеживания символьной частоты, а также несущей частоты сигнала применяется аналоговая петля фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с цифровым детектором. Недостатками такой архитектуры является: использование аналогового способа обработки, восстановления несущей частоты, подстройки частоты следования импульсов, влияние утечки гетеродина на вход смесителя, влияние фликкер-шума, влияние интермодуляционных искажений второго порядка.

Структурная схема приёмника второго поколения приведена на рисунке 3.

Архитектура второго поколения включает цифровую квадратурную обработку сигнала. Это снижает искажения принимаемого сигнала. Преобразование сигнала в цифровой вид производится на промежуточной частоте. Приёмники, использующие такой вид преобразования, ещё называют супергетеродинными.

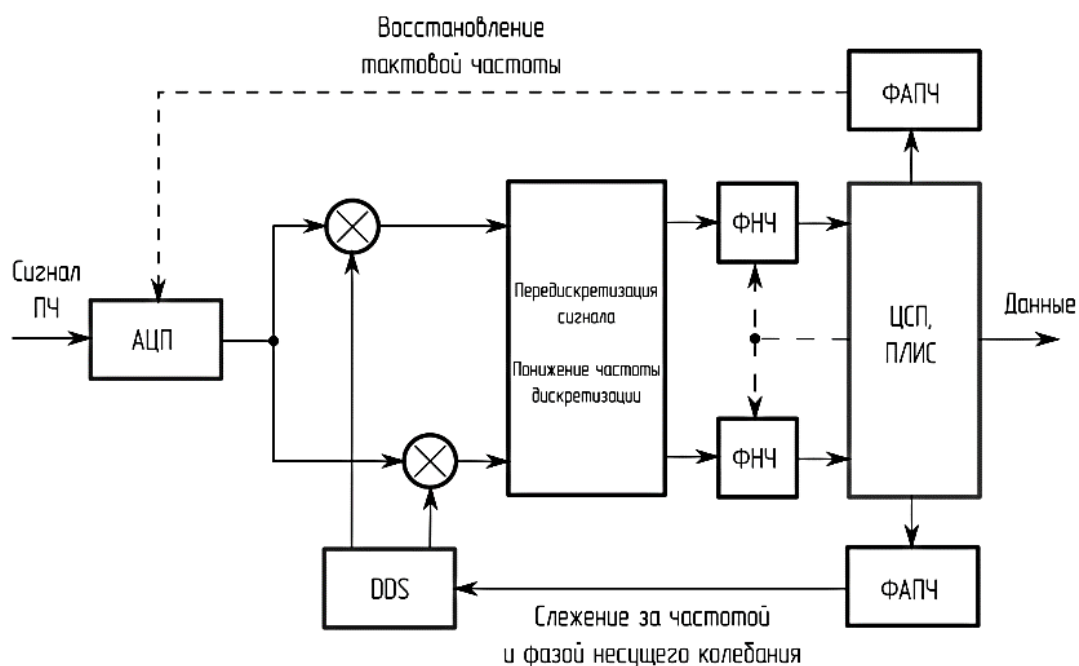


Рисунок 3 – Структурная схема приёмника второго поколения

Так как тактовая частота АЦП определяется цифровой схемой ФАПЧ, появляется возможность установки произвольного количества выборок на один период следования символа данных. Прямой цифровой синтез даёт возможность переноса спектра в цифровом представлении на нулевую ПЧ. Снижение частоты дискретизации позволяет пренебречь использованием фильтров-интерполяторов, она осуществляется путём прореживания отсчётов дискретного во времени сигнала. Одно из преимуществ цифровой обработки сигналов – возможность создания двух абсолютно идентичных согласованных фильтров на обеих сторонах системы связи: передающей и приёмной.

В архитектуре цифровых приёмников нового, третьего, поколения отсутствует аналоговая обработка. Она присутствует в системах, производящих перенос сигнала со сверхвысоких частот (рисунок 4).

Изменение вида сигнала с аналогового на цифровой, осуществляется на промежуточной или несущей частоте. Это происходит без подстройки и отслеживания тактовой частоты АЦП. Реализация работы преобразователя возможна в различных зонах. При наличии достаточно объёмной полосы

пропускания аналогового тракта АЦП и качественной полосовой фильтрации сигнала, можно использовать первую зону Найквиста.

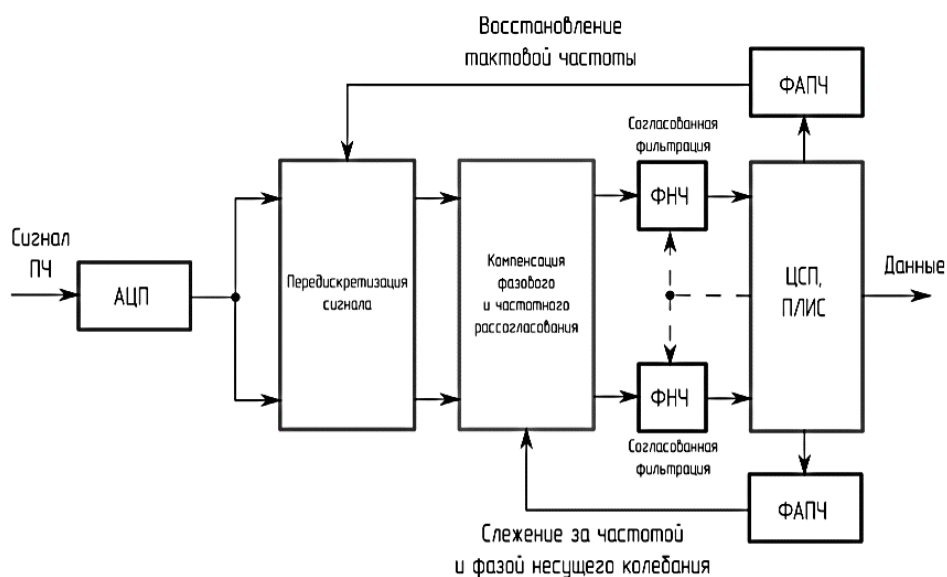


Рисунок 4 – Структурная схема архитектуры РПрУ третьего поколения

Фильтры-интерполяторы переносят сигнал на нулевую частоту, осуществляют передискретизацию. После этого восстанавливаются несущая частота и производится детектирование сигнала. Выбор составляющих приёмной стороны системы опирается на наиболее продуктивные технические аспекты и экономическую эффективность. Архитектура первого поколения отличается возможностью реализации системы с минимальными финансовыми затратами и меньшим энергопотреблением. Но недостатком данных приёмников является ограниченность технических характеристик. При этом, архитектура третьего типа в экономическом плане и потребления электроэнергии повлечёт большие затраты, но предоставит наилучшие характеристики, доступные в данный момент, по сравнению с первым поколением [6].

Перенос спектра сигнала на нулевую частоту и передискретизацию осуществляют фильтры-интерполяторы, затем выполняется восстановление несущей частоты и детектирование сигнала. Выбор архитектуры приёмной части системы осуществляется на основе технического и экономического

обоснования. Архитектура первого поколения не требует большого энергопотребления, позволит сократить финансовые расходы. Но ее недостаток – ограниченные технические характеристики. Использование третьей архитектуры позволяет создать систему с большей стоимостью и большим энергопотреблением, но с наилучшими характеристиками [6].

Главным условием корректной работы цифровых систем связи – наличие ряда уровней синхронизации на приёмной стороне.

### **2.1.2 Оценка фазы несущей частоты**

Синхронизация по несущей частоте в РПрУ производится двумя методами. Первый метод – извлечение пилот-сигнала из входящего сигнала и синхронизация генератора несущей по его фазе и частоте. При совместной передаче пилот-сигнала и информационного сигнала для захвата и фильтрации несущей применяется замкнутая петля фазовой автоподстройки (ФАП). При расчёте ФАП, для снижения влияния частотных гармоник информационного сигнала, следует сузить полосу пропускания.

Но наибольшую популярность в применении находит другой метод – оценивания фазы несущей по модулированному сигналу. Достоинство данного способа – полное перенаправление мощности РПДУ на передачу информационного сигнала.

Система ФАПЧ осуществляет регулировку фазы управляемого генератора посредством отрицательной обратной связи на основе фазы образцового сигнала. Фазы этих сигналов должны совпадать или отличаться на известную функцию от времени. Подстройка управляемого генератора происходит в результате сравнения фазовым детектором пилот-сигнала и выходного сигнала с управляемого генератора.

Система фазовой синхронизации осуществляет оценку фазы и частоты входных колебаний.

Сначала сравниваются фазы входного и пилот-сигнала сигнала,

формируется сигнал ошибки, который рассчитывается разностью фаз этих двух сигналов, затем ФНЧ обрабатывает сигнал ошибки, и он передаётся на ГУН. Под управляющим сигналом генератора подразумевается сигнал ошибки. Если имеется отклонение выходной частоты от образцового значения, сигнал ошибки увеличивается и воздействует на ГУН так, что значение ошибки снижается. Если сигнал находится сбалансирован, то он фиксируется на частоте опорного.

Существует четыре разновидности систем ФАПЧ.

а) SPLL – программный. Синтезатор частот реализуется на базе микроконтроллера с помощью ПО.

б) ADPLL – полностью цифровой. Система такого типа использует генератор с цифровым управлением частотой, цифровые фазовый детектор и фильтр.

в) DPLL – цифровые. Аналоговая ФАПЧ с цифровым детектором фазы типа JK-триггера, исключающее «или» (XOR), может иметь цифровой делитель в петле обратной связи.

г) APLL – аналоговые. Фазовый детектор используется как аналоговый умножитель. В качестве аналогового умножителя используется фазовый детектор. ФНЧ может быть активным и пассивным, используется ГУН.

ФАП включает в себя блок умножителя, петлевого фильтра и ГУН (рисунок 5).

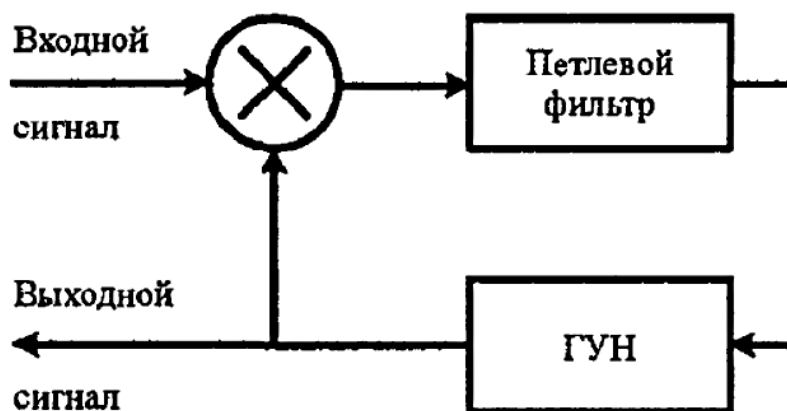


Рисунок 5 – Основные элементы системы автоподстройки фазы



Задачей петлевого фильтра являются пропуск низкочастотной компоненты и подавление элемента с удвоенной частотой несущей. Данный фильтр имеет простую передаточную функцию. Фильтры, у которых имеются дополнительные полюсы, позволяют улучшить параметры петли.

Управляющее напряжение для генератора гармонического сигнала с мгновенной фазой, в роли которого выступает ГУН, подает выход петлевого фильтра.

Для оценивания фазы параметры следует описывать случайными переменными и оценивать усреднённые значения для поиска максимума. Истинная функция распределения вероятности применяется, когда функция распределения вероятности данных известна. При отсутствии параметров функции распределения, используется функция, являющаяся приближением для правильного распределения.

На практике для установления фазы несущей в двухполосной системе с подавленной несущей используется квадратичная петля. Этот элемент является не управляемым решением (рисунок 6).

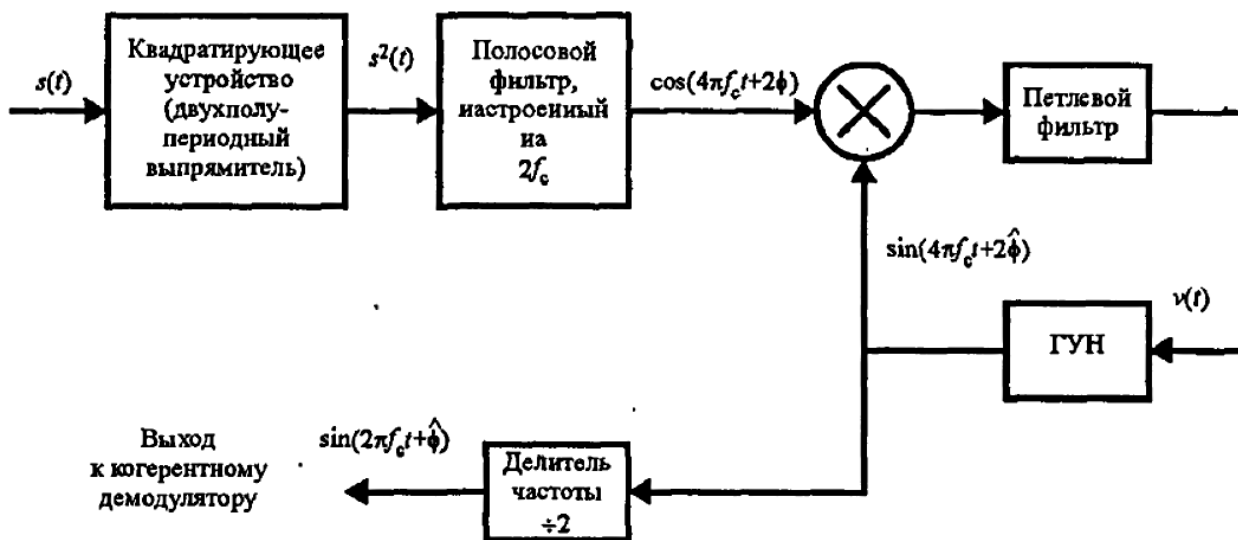


Рисунок 6 – Восстановление несущей частоты с помощью квадратирующего устройства

Один из возможных способов регенерации несущей – генерация

частотной составляющей. Это достигается путём возведения несущей в квадрат. Частотная составляющая, подвергнутая генерации, применяется для создания ФЗП – фазо-замкнутой петли, налаженной на удвоенную несущую частоту.

Генерацией синхронной несущей, использующийся для демодуляции сигналов, считается деление значения выхода ГУН в системе, где несущая возводится в квадрат, по частоте на два. Но следует отметить, что выход делителя частоты имеет фазовую неоднозначность  $180^\circ$  относительно фазы принимаемого сигнала. Поэтому в РПрУ перед модуляцией двоичные данные должны быть дифференциально кодированы и дифференциально декодированы.

Петля Костаса – ещё один вариант реализации таких систем. На рисунке ниже показана обобщенная схема моделирования петли Костаса.

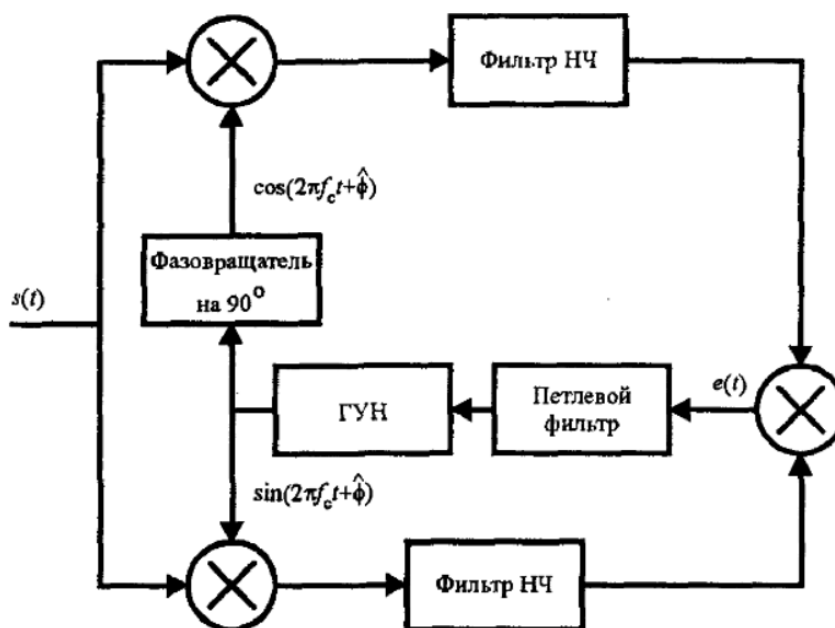


Рисунок 7 – Схема петли Костаса

Сигнал ошибки формируется путём умножения выходных сигналов двух ФНЧ. Этот сигнал ошибки обрабатывается петлевым фильтром, управляемого ГУН.

Эквивалентными петлями называют такие петли, в которых одинаковы

петлевой фильтр в квадратичной петле и петля Костаса. Если петли эквивалентны, то идентичными становятся и функции плотности вероятности фазовой ошибки двух систем, и фазовой автоподстройки.

Устройством подавления компонент с удвоенной частотой в петле Костаса используется ФНЧ, если он согласован с информационной последовательностью. Если вместо фильтров низких частот используются согласованные фильтры, то в этом случае их выходы стробируются с битовой скоростью в конце каждого сигнального промежутка, а отсчёты времени используются для управления петлёй. Для снижения уровня шума в петле используются фильтры, согласованные с информационной последовательностью.

Подобно квадратичной ФЗП, в петле Костаса также на выходе генератора существует неоднозначность фазы  $180^\circ$ . Из – за этого важно провести предварительное дифференциальное кодирование и последующее декодирование.

Данные методы используются совместно для получения фазированной несущей в демодуляторе при условии, что информация передаётся в цифровом виде посредством модуляции фазы несущей с позиционностью  $M$ . В устройстве, генерирующем частотные компоненты, сигнал возводится в  $M$ -ю степень. Одна из таких гармоник выбирается полосовым фильтром для управления петлёй.

Задача восстановления несущей заключается в том, чтобы получить немодулированную несущую путём исключения информационной составляющей фазы. Метод восстановления с возведением в степень, равную позиционности сигнала показан на рисунке 8. Данный метод можно считать обобщением петли с квадратурованием.

Для управления петлёй выбирается одна из генерируемых гармоник. Это происходит, когда сигнал находится в устройстве, возводящее его в  $M$ -ю степень. На демодулятор подаётся компонента, полученная с выхода ГУН, делённая на  $M$  по частоте и со сдвигом фазы на  $90^\circ$ .

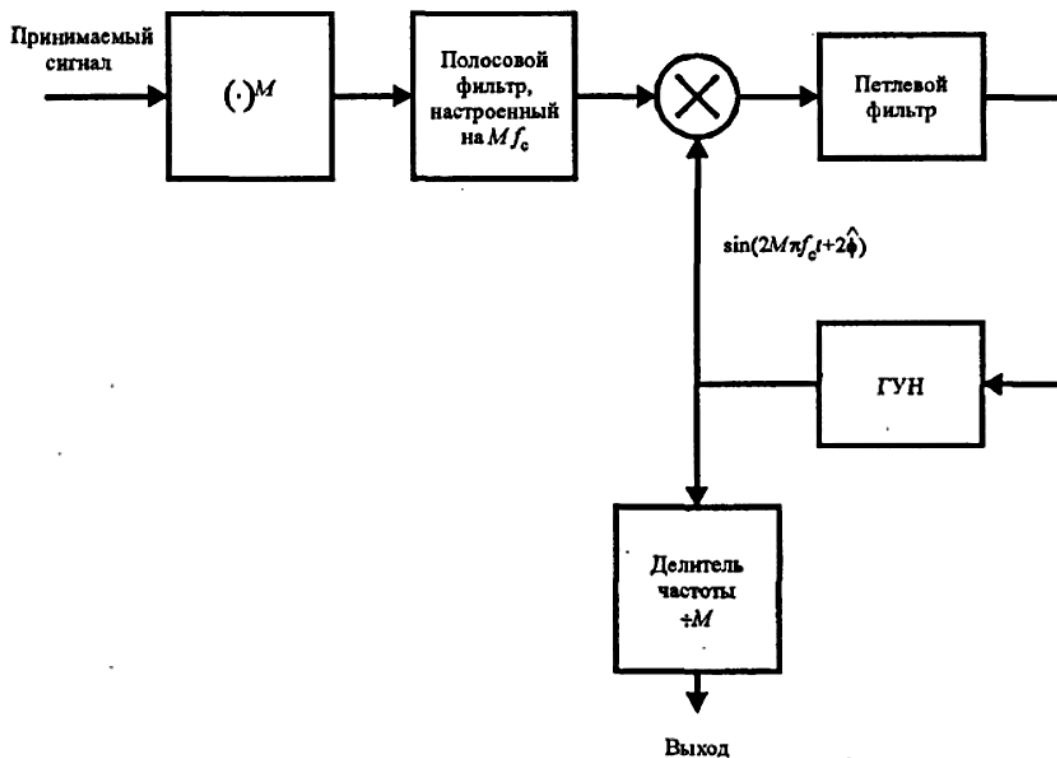


Рисунок 8 – Восстановление несущей с возведением в М-ю степень

Таким образом, рассмотрены различные схемы оценки фазы несущей частоты. Из всех представленных схем предпочтительнее фазо-замкнутая петля, управляемая решениями. В данной схеме квадратурные сигналы не искажаются шумами как это происходит в петле Костаса и квадратичной петле. Сравнение дисперсии фазовых ошибок показало, что дисперсия фазо-замкнутой петли в 4–10 раз меньше для ОСШ на бит около 0 дБ относительно показателей петли Костаса.

### 2.1.3 Петля тактовой синхронизации

В системах связи, работающих с цифровыми сигналами, на выходе демодулятора в выбранные моменты времени должно производиться стробирование со скоростью передачи символов. Тактовая синхронизация или восстановление отсчётов времени – процедура получения таймерного сигнала в РПрУ. Этот процесс необходим для реализации периодического

стробирования. Тактовая синхронизация – важнейшая функция, которая совершается цифровым РПрУ синхронных систем передачи данных. Точный момент времени, в течение которого отбираются и захватываются отсчёты внутри символьного интервала, и частота стробирования выходов корректоров или фильтров – главные показатели, которые обязаны быть известны приёмнику. Положение отчёта в символьном интервале называют фазой синхронизации.

Первый способ, суть которого состоит в том, что таймеры передатчика и приёмника синхронизируются с образцовым таймером. Такой метод широко распространён среди низкочастотных систем, диапазон которых не превышает 30 кГц. Он способен обеспечить высокостабильную сетку времени в системе, оценивающую и компенсирующую время задержки между исходящими и входящими сигналами.

Второй способ обеспечения символьной синхронизации – одновременная передача таймерной частоты и информационного сигнала на равной или кратной частоте. Узкополосный фильтр используется для извлечения таймерного сигнала в РПрУ. Он настраивается на таймерную частоту. Тем не менее данный способ имеет недостатки – затрата мощности для передачи таймерного сигнала и выбранная полоса частот в канале, используемая для передачи таймерного сигнала. Однако, такой метод эксплуатируется в системах телефонной связи, поскольку в ней применяется широкая полоса частот для передачи сигнала. Он позволяет сократить потери мощности и ряда полос, так как затраты разделяются на передачу таймерного сигнала между пользователями.

Существуют методы достижения самосинхронизации, то есть таймерный сигнал извлекается из принятого информационного.

Существует два типа устройств устройств оценки времени. Управляемые и не управляемые решениями. Для первого типа, управляемого решениями, информационные символы на выходе демодулятора считаются известной передаваемой последовательностью.

Реализуется в виде отслеживающей петли (рисунок 9). За функцию сложения в схеме ответственен петлевой фильтр. Ширина его полосы зависит от изменения длины скользящего окна при суммировании.

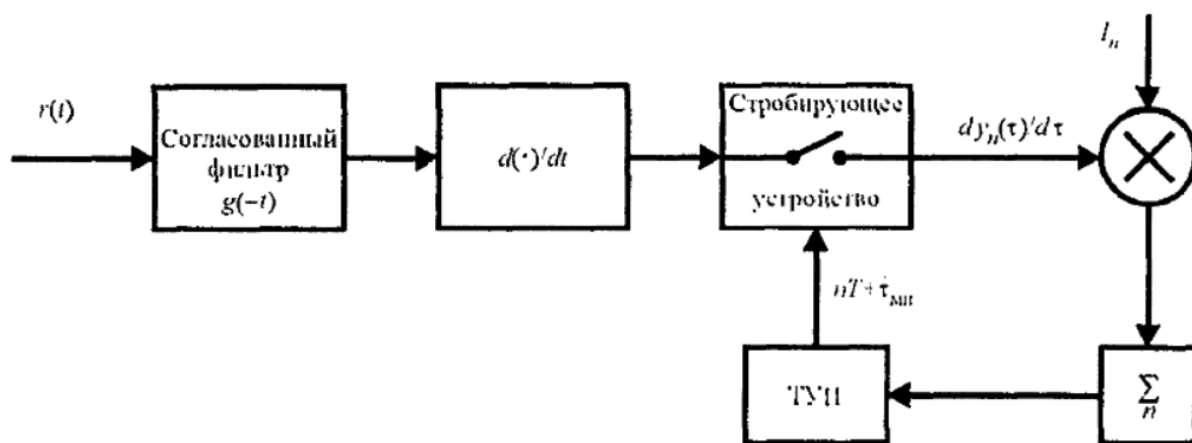


Рисунок 9 – Схема оценки параметра задержки, управляемое решениями

Контролирует интервал стробирования выходной сигнал. Он посылается на таймер или генератор, управляемый напряжением (ТУН или ГУН).

Оценку параметра задержки, не управляемую решениями (рисунок 10), может быть получена путём усреднения отношения правдоподобия оценки с учётом функции плотности вероятности информационных символов.

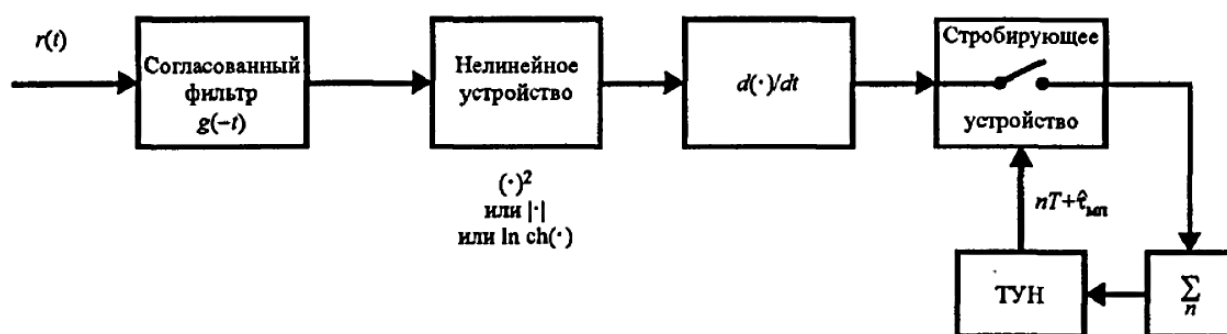


Рисунок 10 – Оценивание времени задержки, не управляемое решениями

Для многоуровневой амплитудной модуляции возможно аппроксимировать статистику информационных символов гауссовской функцией плотности вероятности с нулевым средним и единичной

дисперсией.

Если оценка времени задержки не управляется решениями, то на выходе согласованного фильтра или коррелятора используются симметричные свойства сигнала.

Схема синхронизатора с окнами на задержку–опережение отображена на рисунке 11.

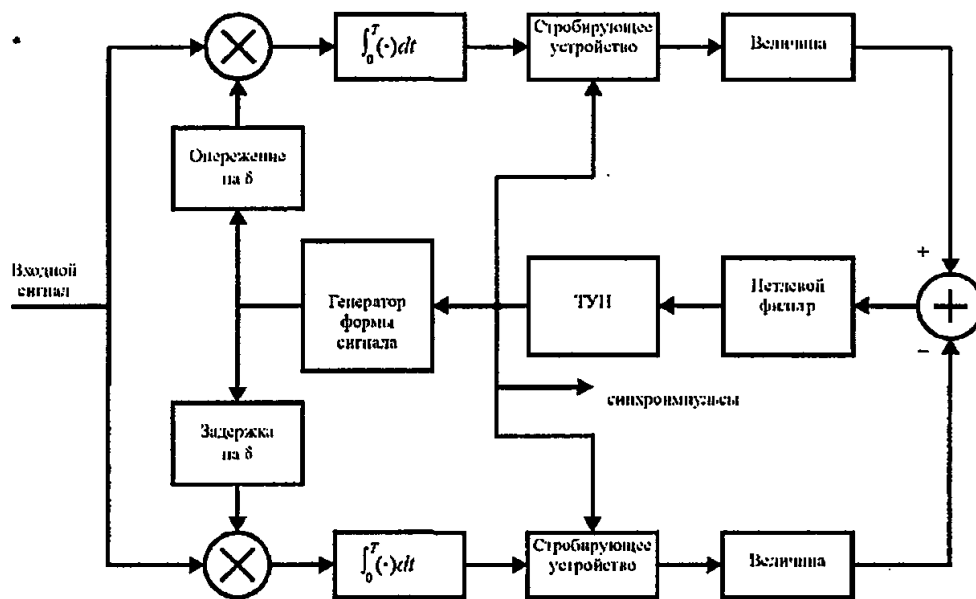


Рисунок 11 – Схема синхронизации с окнами на задержку–опережение

На этой схеме в качестве согласованных фильтров используются корреляторы. В течении символического интервала происходит интегрирование по этому интервалу. Но в данном случае один из корреляторов начинает интегрирование на определённое число секунд раньше, а второй позже относительно оцениваемого оптимального времени отсчёта. Усредненный сигнал ошибки на выходе ФНЧ может быть не равным нулю, если время отсчёта отличается от оптимального. Смещение таймерной последовательности зависит от знака ошибки. Для управления таймером используется сглаженный сигнал ошибки. Для стробирования используется сигнал с выхода таймера. Также он применяется как таймерный сигнал для генератора символического сигнала, повторяющего форму импульса как на

выходе фильтра передатчика. Данная форма смещается во времени в обе стороны: опережения и отставания. Итоговые виды ожидаемого сигнала поступают на два коррелятора (рисунок 11) [7].

## 2.2 Концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому принципу

Программно определяемой радиосистемой (англ. Software-defined radio, SDR) называется радиопередающее или радиоприёмное, позволяющее устанавливать или варьировать рабочие параметры. К ним относятся: виды модуляций, входная мощность с помощью ПО, диапазоны частот. Исключение составляют лишь рабочие параметры, которые используются во время работы с предварительными установками радиоустройства, в соответствии со спецификацией или системой [8].

Цифровая обработка более проста в обслуживании и имеет большую производительность по сравнению с аналоговыми подсистемами, а активное развитие данной технологии позволяет постоянно снижать стоимость таких устройств. Этими факторами объясняется замена аналоговых блоков на цифровые в приёмопередающей аппаратуре.

Таким образом, упрощённая архитектура SDR приведена на рисунке 12.

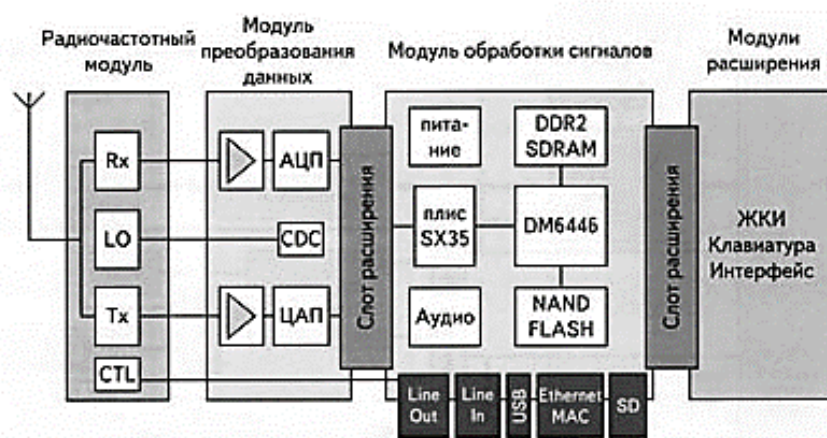


Рисунок 12 – Упрощённая архитектура SDR



Она включает в себя аналого-цифровой преобразователь, блок цифро-аналогового преобразования, антенны, схемы обработки цифровых сигналов и другие специальные устройства. Радио с архитектурой SDR обычно включает в себя, помимо цифрового сигнального процессора, микроконтроллер.

Рассмотрим подробнее каждый из блоков для случая приёмника с архитектурой SDR. Одним из самых важных узлов такого SDR-устройства является аналого-цифровой преобразователь. На практике АЦП подключается напрямую к антенне, то есть преобразовывает непрерывный во времени (аналоговый) сигнал в дискретную двоично-кодированную форму. Очевидно, что характеристики АЦП будут во многом определять и параметры устройства в целом. Поэтому следует особенно обратить внимание на такие параметры аналого-цифровых преобразователей, как ОСШ, число бит за выборку, которое называют ещё разрешением, динамический диапазон при отсутствии паразитных составляющих. Также крайне важными параметрами для автономных систем являются рассеиваемая мощность и наличие режимов энергосбережения.

Не менее важной частью архитектуры Software Defined Radio является цифровой сигнальный процессор. Он обеспечивает гибкость системы и в основном используется для расчетов, необходимых для выполнения алгоритма обработки сигналов. Обычно DSP использовались для выполнения функций пред-модуляционной обработки и обработки сигнала после детектирования в радиоприёмных устройствах. Но в последнее время они используются в основном в приёмопередатчиках с расширенными возможностями для демодуляции, коррекции, синтеза частот и фильтрации каналов. Наиболее популярной функцией, которая выполняется DSP в большинстве устройств связи, является преобразование Фурье. Также обширное применение нашло быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Однако реализация идеального устройства SDR в настоящее время невозможна из-за высокой стоимости такой системы и вполне ощутимых

ограничений технологий, используемых в основе систем SDR. Например, существующие цифровые сигнальные процессоры недостаточно быстры, чтобы реализовать все функции радио одновременно. Поэтому в настоящее время используются несколько беспроводных платформ, в той или иной степени соответствуют факторам архитектуры SDR.

Одной из первых таких реализаций была система SPEAKeasy, которая стала успешным проектом по использованию коммуникационных систем на базе технологии Software Defined Radio в военной технике США. Система была протестирована в 1970 году в США. SPEAKeasy дала возможность взаимодействия цифровой аппаратуре общего назначения в различных диапазонах частот, типов модуляции, методов кодирования с другими системами.

Коммерческие реализации систем SDR делятся на ряд платформ. Это потребительские устройства и платформы, на которых происходит реализация базовых станций. Производительность этих устройств обычно составляет 1 миллион операций в секунду (благодаря постоянному улучшению и снижению цен на DSP эта величина непрерывно растёт), и они ориентированы в основном на работу от автономных источников энергии (аккумуляторы, батареи).

Значительным замедляющим фактором развития технологии SDR является производительность существующих ЦАП и АЦП. Увеличение производительности цифровой части требует повышенного энергопотребления, но в случае портативных устройств, использование SDR будет нецелесообразным. АЦП и ЦАП дают возможность создавать ПОР-системы, при этом изменение частоты в диапазоне до сотен МГц не требуется. Но для достижения предельных параметров чувствительности и линейности необходимы схемы, преобразующие частоты. Реализация цифровой обработки может происходить несколькими методами. Первый способ – на процессорах общего назначения. Он требует больших энергетических затрат, поэтому есть возможность эксплуатации, используя

простоту отладки и конфигурации на стадии разработки системы. Вторым способом – схемы, реализованные на ПЛИС и ИМС. Данные устройства не обладают большой энергоёмкостью, не требуют больших экономических затрат и разработки пользователем прошивки, а также позволяют быстрее перенастроить систему. Однако, как и перед производителями, так и перед инвесторами встаёт сложность выбора наиболее рационального вложения. Она возникает из-за прогрессивного развития технологий мобильной связи. Это влечёт за собой трудность выявления потребности и спроса. Минимальный просчёт стремительно ведёт к огромным денежным потерям. Во избежание этого, разработчики отдают предпочтение технологии Software Defined Radio. Данная технология используется ими в качестве замены архитектуры нынешних сотовых телефонов. Составляющие SDR в состоянии поддерживать типы мобильной связи, существующие в данный момент. Загруженная прошивка микропрограммного обеспечения составляет фактически характеристики. Тем не менее существует ещё ряд преимуществ: рациональная эксплуатация как энергии, поступающей от источника питания, так и РЧС, возможность простота переключения между стандартами связи.

Эта технология позволяет значительно упростить и снизить стоимость радиоприёмников и трансиверов, повысить производительность данных устройств, улучшить характеристики. Такие устройства предоставляют возможность работы с сигналами, отличными друг от друга рядом параметров, перспективы обновления и появления сервисных функций, а модернизация ПО позволит ускорить разработку. Этому поспособствовали разработка более быстрых АЦП и ЦАП и снижение стоимости на ПЭВМ и DSP-процессоров.

## 2.2.1 Классификация SDR

Существующие SDR можно разделить на 3 вида.

а) На основе звуковой карты – приведение сигнала в цифровой вид происходит посредством ПК, сигнал передается на линейный вход по аудиокабелю. В настоящий момент они сняты с производства;

б) SDR со встроенным АЦП, передающие сигналы на ПК сразу в цифровом формате. К этой категории относятся устройства среднего ценового диапазона, они построены по гетеродинному принципу, но после переноса частоты вместо низкочастотного блока устанавливается АЦП. Ширина полосы пропускания таких устройств варьируется от 2 до 10 МГц. Данные устройства имеют недостаток как у любого гетеродинного приёмника – наличие зеркальных каналов приёма из-за неидеальности фильтров.

в) DDC/DUC (Direct Down/Up Conversion) SDR. Данная технология является самой совершенной в настоящее время. Вместо гетеродина здесь используется сверхбыстрый АЦП с частотой оцифровки порядка 100 млн семплов/с, который переводит входной сигнал с эфира в цифровой вид. Согласно теореме Котельникова/Шеннона такое решение позволяет осуществлять приём до частоты, равной половине частоты дискретизации. Битовый поток обрабатывается быстродействующей ПЛИС, и требуемая полоса передается ПК, в таком приёмнике не возникает каналов зеркального приёма. Максимальная частота приёма DDC-приёмников ограничена 30–50 МГц, так как АЦП с большей производительностью не существуют или имеют высокую стоимость [9].

Другим не менее важным параметром является тип подключения. Большая часть SDR устройств подключаются по USB, но существуют модели с LAN-портом, такие как Afedri, Colibri. Такой тип подключения позволяет организовать удаленный приём или передачу.

Ещё один значительный параметр – это разрядность аналого-

цифрового преобразователя. В RTL SDR, имеющее низкую стоимость, установлены 8-битные АЦП, за счёт такой малой разрядности приёмник легко перегружается сильными сигналами, поэтому необходима установка аттенюатора и преселектора. В SDRPlay используются 12-битные АЦП, а более дорогие модели имеют 14-битные, которых достаточно для решения большого спектра задач. Перспективными являются 16-битные АЦП, так как перегрузить такой приёмник достаточно сложно, не каждая антенна способна выдавать такой диапазон сигналов.

## **2.2.2 Преимущества и недостатки SDR**

Можно выделить следующие преимущества SDR.

1. Панорамный обзор эфира. Это удобно для наглядности и поиска новых сигналов. На дисплее отображается, что справа на 100 кГц выше по частоте работает станция, отображаются помехи, другие сигналы (особенно короткие) и прочее.

2. Регулируемые цифровые фильтры и звуковые эффекты. В SDR все фильтры имеют математическое исполнение, поэтому ширина фильтра выбирается или устанавливается в настройках. Так как математическому фильтру можно задать любой порядок (ограничения накладывает только используемый алгоритм), то прямоугольность фильтра может быть практически идеальной. Аналогичным образом могут быть установлены параметры шумоподавления, коэффициенты АРУ и так далее.

3. Возможность измерений. SDR является достаточно точным измерительным прибором. Начиная от отображения уровней различных станций в децибелах, до оценки помех, качества сигнала. Все недостатки сигнала отражены на спектре. Также можно использовать SDR как анализатор спектра.

4. Приём и передача практически любых видов модуляции. Обработка сигналов выполняется на компьютере, поэтому вычислительные

возможности ограничены только наличием нужных декодеров, стоит отметить, что практически для всех открытых протоколов можно найти декодер.

5. Широкополосная запись и воспроизведение. Поскольку в SDR все данные записываются в цифровом виде, не трудно записать всю полосу целиком для прослушивания или анализа. Одна запись может содержать одновременно несколько радиостанций, которые можно прослушать также, как в реальном приёмнике. Это похоже на RAW-файл с фотокамеры, где постобработку можно сделать уже после съемки.

6. Осуществление удалённой работы. Данное направление активно развивается в настоящее время. Приёмник доступен через IP-адрес. Поскольку уровень помех в городах только возрастает, это становится наиболее актуальным.

7. Инженерные и исследовательские задачи. Разумеется, широкополосная запись и воспроизведение предоставляют большие возможности для настройки различных сигналов, протоколов, тестирования методов ЦОС и прочего. Специализированные устройства для исследовательских целей позволяют работать в полнодуплексном режиме (full-duplex), они могут иметь не один, а несколько входов и возможность синхронизации. Это позволяет испытывать алгоритмы такие как direction finding (измерение активности источников ионизирующего излучения). С помощью GNU Radio, имеющей большое количество готовых блоков, можно создавать и проводить испытания сложных систем обработки сигналов.

Системы SDR обладают следующими недостатками.

1. Только стационарная работа. Основным недостатком для большинства пользователей SDR является то, что это фактически стационарное настольное устройство, поэтому брать его с собой не удобно. В городах уровень помех превышает нормируемые показатели, а портативных SDR приёмников и IQ-записью пока достаточно мало. Рынка портативных SDR-устройств пока не существует. Исключением является RDR-Pocket, но

его стоимость составляет около 1500 евро, и он выпускается только под заказ. Современные технологии позволяют производить такие устройства, но реального платёжеспособного спроса на них нет.

2. Цена. Как видно из описания, SDR с высокой производительностью является достаточно дорогостоящим прибором. Сверхбыстрые АЦП и ПЛИС, малошумящие входные каскады, многослойные печатные платы, высококачественные фильтры – цена хороших DDC SDR начинается от 500\$ и выше, и удешевить производство невозможно. Профессиональные приёмники (USRP, Winradio) стоят от 1500\$ и выше.

Приёмники SDRPlay, покрывающие диапазон 10 кГц – 2 ГГц продаются за 150\$, имеют 12-битный АЦП, этого достаточно для решения большинства задач приёма. RTL-SDR за 30\$ достаточно распространён среди радиолюбителей. Для решения задач УКВ связи и обработки сигналов доступны недорогие LimeSDR, которые при цене в 200–300\$ могут использоваться в диапазоне до 6 ГГц.

3. Сложная алгоритмическая часть. Сложные алгоритмы цифровой обработки сигналов «скрываются» за внешней простотой и удобством. За последние несколько лет создано большое количество разнообразных программ для SDR, и обычному пользователю не нужно будет ничего добавлять. Но исправить что-то или создать собственное будет сложно.

4. Энергопотребление и процессорные требования. Понятно, что потребление тока достаточно высокое, как и требования к CPU и видеокарте. Обычные «классические» радиоприёмные устройства могут работать в течение месяца от батареек, а DDC SDR потребляет не менее 1–2А во время работы.

### 2.2.3 Периферия

В настоящее время существует большой выбор устройств, отличающихся по описанным выше критериям.

Любительские SDR: Funcube Dongle, RTL-SDR, USRP, OsmoSDR, BladeRF, HackRF, AirSpy, устройства LimeSDR USB Type-A и другие [10].

Самым дешёвым решением является RTL-SDR (рисунок 13). Различные его модификации стоят от 7\$ до 30\$, работает на частотах от 24 МГц до 1766 МГц, имеет 8-и битный АЦП, частоту дискретизации 3,2 MSPS, полоса пропускания составляет 2,4 МГц. При этом устройство работает только как приёмник сигнала. По этой причине, а также потому что многие интересные сигналы передаются за пределами поддерживаемых RTL-SDR частот, например, на 2,4 ГГц, это устройство подходит для ограниченного круга задач [11].



Рисунок 13 – Внешний вид RTL-SDR

Одним из самых популярных устройств является HackRF (рисунок 14). У этого устройства большой диапазон поддерживаемых частот, а также приемлемая (по сравнению с некоторыми другими моделями) цена. Работает на частотах от 1 МГц до 6 ГГц, имеет 8-и битный АЦП, частоту дискретизации 8–20 MSPS, полоса пропускания составляет 20 МГц. У



устройства достаточно медленный интерфейс USB 2.0. Работает в режиме полудуплекса. Прошивка устройства с открытым исходным кодом. Оно совместимо с GNU Radio, SDR# и другими программами. Хорошая совместимость с Linux. [12]



Рисунок 14 – Внешний вид HackRF

Также достаточно популярным является LimeSDR (рисунок 15). Устройство стоит порядка 300\$, позволяет работать с частотами от 100 КГц до 3,8 ГГц, имеет 12-битный АЦП, частоту дискретизации 61,44 MSPS и полосу пропускания 61 МГц, может принимать и передавать сигнал в полнодуплексном режиме. Платы LimeSDR могут отправлять и получать с использованием UMTS, LTE, GSM, WiFi, Bluetooth, Zigbee, LoRa, RFID, цифрового вещания, Sigfox, NB-IoT, LTE-M, Weightless и любой другой беспроводной технологии, которая может быть запрограммирована с SDR. 19 октября 2017 была анонсирована плата расширения на базе LMS8001, расширяющая диапазон частот до 10 ГГц. С такой платой расширения LimeSDR по возможностям сравним с USRP B210, только в два раза дешевле [12].

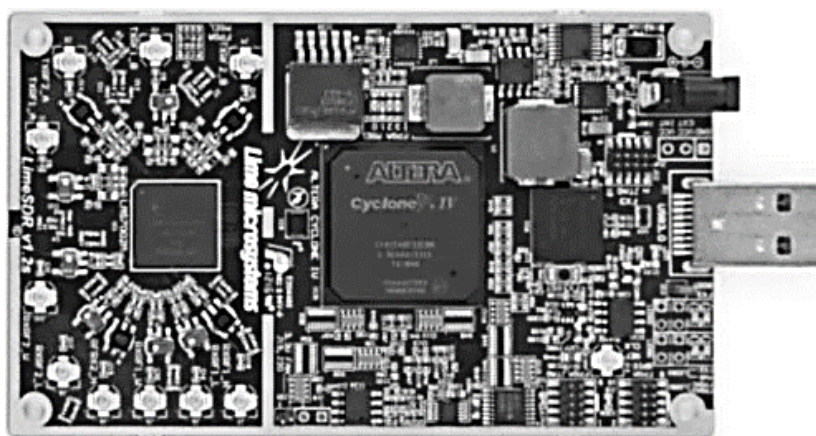


Рисунок 15 – Внешний вид LimeSDR

В качестве более дорогого и подходящего для большинства практических задач устройства можно назвать USRP B200. USRP работает на частоте от 70 МГц до 6 ГГц, имеет 12-битный АЦП, частоту дискретизации 61,44 MSPS и полосу пропускания 56 МГц. Может принимать и передавать сигнал в полнодуплексном режиме. Цена устройства составляет порядка 600\$. Также существует модификация USRP B210, позволяющая принимать и передавать в полнодуплексном режиме сразу два сигнала.

Red Pitaya (рисунок 16) стоимостью около 400\$, который может заменить испытательное оборудование стоимостью в тысячи долларов. Red Pitaya работает на все более популярной системе на кристалле Zynq-7020 от специалистов по FPGA Xilinx. Zynq сочетает в себе два ядра 667 МГц ARM Cortex-A9 с функциональностью полевой программируемой вентильной матрицы (FPGA) для программируемой логической обработки [13]. Предусмотрен порт Fast Ethernet, а также порты micro-USB для питания и консоли соответственно. Также имеется порт USB OTG для подключения устройств, включая флэш-накопитель, WiFi-адаптер или камеру. Разъём расширения аналогового сигнала с АЦП и ЦАП (4 канала, 125 MSPS, 12 бит).

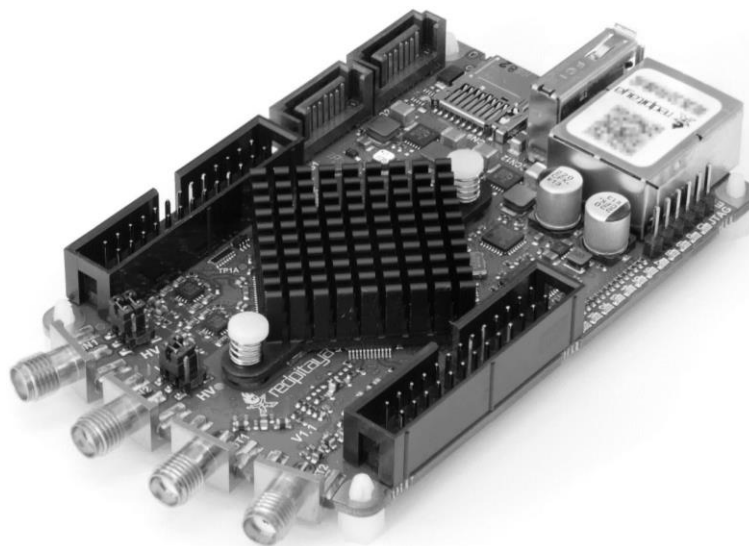


Рисунок 16 – Внешний вид Red Pitaya

Плата поставляется с пятью приложениями:

- осциллограф – 2 канала при 125 мс/с, 14-битный цифровой с внешним или сигнальным запуском;
- спектральный анализатор – 2 канала с сигналом 60 МГц с возможностью диаграммы водопада;
- генератор сигналов произвольной формы – 2 канала при 125 МГц 14-битная генерация сигналов произвольной формы с внешним запуском;
- анализатор частотной характеристики – 2 канала с полосой пропускания 60 МГц;
- 2×2 MIMO PID Controller – программируемый пропорционально-интегрально-производный (PID) контроллер для промышленного управления.

Выше рассмотрены наиболее популярные устройства SDR. Рынок постоянно пополняется устройствами с улучшенными характеристиками.

## **2.2.4 Обзор сред проектирования для разработки программируемых радиосистем**

Для отладки данных систем, создания программного ядра для заливки на ПЛИС могут использоваться следующие САПР: Matlab Simulink, GNURadio, LabVIEW, Scilab Xcos, GNU Octave и т.д.

Ниже рассмотрены наиболее используемые платформы.

### **2.2.4.1 Matlab Simulink**

Simulink – это графическая среда моделирования, способствующая созданию динамических моделей, систем: дискретных, непрерывных и гибридных, нелинейных и разрывных, используя блок-схемы в форме ориентированных графов.

Данная среда допускает использование готовых библиотек элементов для моделирования различных систем. При разработке устройств коммуникации, использующих цифровой сигнал, систем управления есть возможность применение прогрессивных модельно-ориентированных подходов.

Пакеты расширения позволяют решать задачи разработки концепции модели, проведения тестирования, проверки, формирования кода и реализации. Simulink встроен в среду MATLAB, что даёт возможность использовать встроенные математические алгоритмы, инструменты обработки данных и научную графику.

В ключевых функциях некоторых продуктах MathWorks предусмотрена встроенная возможность использования параллельных вычислительных ресурсов без какого-либо дополнительного кода. Чтобы воспользоваться встроенной функциональностью параллельных вычислений на вашем многоядерном ПК, требуется Parallel Computing Toolbox. Для масштабирования на большие мощности, такие как вычислительные

кластеры, дополнительно требуется MATLAB Distributed Computing Server.

Использование для беспроводного проектирования, моделирования и анализа позволяет инженерам и студентам:

- изучить реализацию оборудования беспроводного трансивера с SDR;
- произвести настройку оборудования SDR с предварительно настроенными функциями радио;
- произвести испытания конструкций при наличии помех и других реальных условиях;
- выполнить анализ и измерение сигналов в реальном времени;
- создать прототип и проверить пользовательские конструкции на оборудовании SDR с использованием генерации кода HDL и C из моделей алгоритмов;
- проверить реализацию с помощью тестов радио в цикле. [14]

#### **2.2.4.2 GNURadio**

GNU Radio – программная разработка, позволяющая разработчикам программно-определяемых радиосистем использовать готовые «строительные блоки», которые обеспечивают основные функции цифровой обработки сигналов.

GNU Radio – это бесплатный набор инструментов, обеспечивающий разработку программного обеспечения с открытым исходным кодом, предоставляющий блоки обработки сигналов для реализации программных радиостанций. Он может применяться с внешним радиочастотным оборудованием, которое есть в свободном доступе и не требует больших денежных затрат, или без аппаратного обеспечения в среде, подобной моделированию. Используется для создания программно определяемых радиостанций. GNU Radio широко применяется в исследовательской, промышленной, академической, правительственной и любительской среде. Используется в процессах исследований как беспроводной связи, так и в

действующих радиосистемах [15].

### 2.3 Адаптивные программно-конфигурируемые системы с обучением «учителем»

Статические модели сигналов и шумов позволяют определить оптимальные алгоритмы, применяемые к обработке сигналов. Для разработки данных моделей необходимо соблюдать требования стационарности, гауссовости, а также линейности. Однако соблюдение вышеперечисленных условий не осуществляются. А качество приёма зависит от выбора модели. Возможность системы подстроится под определённые параметры сигнала без команды модели, называется функцией адаптивной фильтрации.

Рисунок 17 представляет собой обобщенную структуру адаптивной системы.

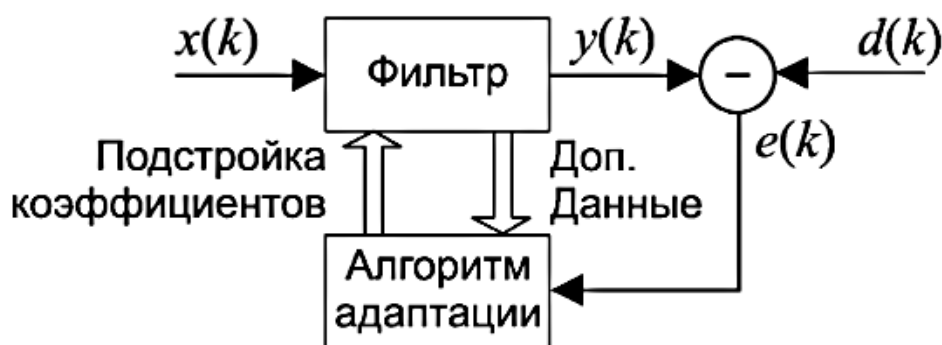


Рисунок 17 – Обобщённая структура адаптивного фильтра

Выходной сигнал  $y(k)$  получается в результате обработки дискретным фильтром дискретного входного сигнала  $x(k)$ . Потом такой сигнал соотносят с опорным сигналом  $d(k)$ . Сигнал ошибки  $e(k)$  подаётся после вычисления разницы между этими сигналами. Именно снижение влияния сигнала ошибки к минимуму и является основной задачей адаптивной фильтрации. Для подстройки коэффициентов фильтра используются результаты анализа

сигнала ошибок и дополнительных данных от фильтра блоком адаптации после обработки каждого отсчёта.

Существует большое разнообразие адаптивных алгоритмов, отличающихся структурами систем, в которых они используются, сложностью производимых вычислений, поведением, используемыми исходными данными.

Первым признаком классификации служит тип системы, которая реализует обработку сигнала. Различают линейные и нелинейные адаптивные системы. В данном случае линейность рассматривается по отношению к параметрам системы, которые настраиваются в процессе адаптации.

Самыми распространёнными линейными адаптивными системами являются системы, в которых обработка сигнала производится дискретным рекурсивным фильтром. Стабильность этих фильтров при произвольных значениях коэффициентов – преимущество данной системы. Тем не менее алгоритмы адаптации с обратной связью делают ее неустойчивой.

К нелинейным адаптивным системам относятся нейронные сети (neural networks), моделируют деятельность нервной системы живых организмов. Рассмотрение таких систем не входит в рамки тематики данной работы.

Другой разновидностью нелинейных адаптивных систем являются рекурсивные адаптивные системы, но их создание связано с нестабильностью. По этой причине данные фильтры не приобрели массового распространения.

Наличие или отсутствие образцового сигнала (desired signal, reference signal) – один из наиболее важных признаков классификации адаптивных систем. Процесс адаптации, при котором присутствует типовой сигнал, называется обучением с учителем (supervised learning). В этом случае задача адаптивного фильтра сводится к тому, чтобы максимально приблизить характеристики выходного сигнала к образцовому. Если же при адаптации отсутствует образцовый сигнал, то ее называют слепой (blind adaptation) или обучением без учителя (unsupervised learning). Для адаптации без обратной

связи должны быть известны параметры полезного сигнала. К ним относится модуляция и все, что с ней связано. Данный вид адаптации считается более сложным алгоритмом относительно адаптации, использующей эталонный сигнал [16].

Адаптивные системы делятся на два вида. Первый – без обратной связи. Его сущность состоит в измерении параметров входного сигнала, внесение данных в вычислительный алгоритм и применение итоговых расчетов для управления адаптивной системой. Второй – с обратной связью. Суть данного вида состоит в выявлении воздействия на выходной сигнал, автоматических поправок данных, используемых для совершенствования условий работы системы.

При рассмотрении обоих видов систем адаптации можно выявить, что процесс можно считать проводимым оператором или «наблюдателем». Параметр входного сигнала – коррекционный критерий, свойственный системе без обратной связи. А параметр входного сигнала и функцией выходного сигнала являются критериями адаптации второго вида. Адаптация с обратной связью за счёт более сложной структуры не управляется и не зависит от оператора. В обязанности оператора входит контроль коррекции устройства обработки для сохранения продуктивности работы в соответствии с определённым критерием, то есть мониторинг данных. В реальных же адаптивных системах эту функцию выполняют адаптивные или вычислительные алгоритмы.

Адаптация с обратной связью более работоспособной. Например, если в приложении используется совместное применение квадратичных критериев ошибки и ошибки системы, не выполняющей те или иные условия. Данный вид адаптации обеспечивает выбор рациональных компонентов в случае, когда физические величины непостоянны или неточны. Если же имеются частичные повреждения, то она скорректирует данные и оптимизирует составляющую, которая была повреждена. Эти преимущества повышают безопасность использования системы.



Но оптимизация может стать неопределённым процессом при отсутствии минимумов, или же нестатичность процесса адаптации. Это и есть недостатки адаптации с обратной связью. Но несмотря на эти недостатки способ реализации адаптации через введение функциональной обратной связи наиболее распространён и продуктивен [17].

### **2.3.1 Алгоритм наименьшего квадрата (LMS)**

Адаптивная фильтрация в настоящее время находит наибольшее распространение в обработке сигналов. Разработка фильтра по критерию наименьшего квадрата (LMS) дала начало практическому применению адаптивной фильтрации.

Данный алгоритм широко используется несмотря на сравнительно низкую эффективность. Решающие факторы использования адаптивной фильтрации – простота исполнения и процесса вычислений, статичность при выборе верного шага сходимости. Данный алгоритм имеет следующие недостатки: медленная сходимость, повышенная дисперсия ошибки, обусловленная колебанием коэффициентов фильтра около их оптимальных значений. Алгоритм LMS имеет модификации, позволяющие увеличить скорость сходимости или уменьшить число производимых арифметических операций, но требования уменьшения вычислительных затрат и ускорения сходимости являются взаимоисключающими [18].

### **2.3.2 Алгоритм RLS**

Рекурсивная фильтрация (RLS-фильтрация) сигналов тоже основана на минимизации квадратичной целевой функции. С его помощью среднеквадратичная ошибка между процессами сводится к минимуму. Характер процесса определяется направлением использования адаптивного фильтра. Эхо-сигнал используется в эхо-компенсаторах, в эквалайзерах

каналов связи – обучающая последовательность заранее известных информационных символов или последовательность оценок принимаемых случайных символов, получаемых с выходного сигнала эквалайзера после обучения, т. е. когда считается, что эти символы являются достоверными [19].

Определение оптимальной оценки требует ресурсоёмкого вычисления обратной матрицы. На практике рекурсивные методы предпочтительны для получения непрерывных данных. Используя рекурсивный метод наименьших квадратов, оценки могут обновляться для каждого нового набора данных, полученного без прямого повторного обращения матрицы. Подходящий рекурсивный алгоритм получается, когда учитываются данные с экспоненциально убывающими весовыми коэффициентами, чтобы постепенно исключить влияние старых данных на оценку и обеспечить мониторинг медленно меняющихся характеристик сигнала.

Есть две основные проблемы, возникающие при непосредственной реализации рекурсивного алгоритма. Первая – «раздувание» («blow-up»), возникает, когда сигнал равен нулю на протяжении длительного времени, что приводит к экспоненциальному росту матрицы из-за деления с каждым приёмом выборки. Второй проблемой алгоритма RLS является его восприимчивость к ошибкам компьютерного округления, что приводит к отрицательному определению матрицы полюсов и последующей нестабильности. Из-за данных недостатков рекурсивные фильтры находят достаточно ограниченное применение.

### **2.3.3 Метод Ньютона**

Под алгоритмом Ньютона подразумевают способ градиентного поиска, при котором все составляющие вектора весовых коэффициентов сменяются на каждом цикле итерации. Он даёт возможность на каждом периоде итерации перемещаться вектору весовых в направлении минимального

значения целевой функции, за счёт чего достигается наиболее короткая траектория к оптимальному решению задачи адаптивной фильтрации.

Для метода Ньютона очень важно использовать единичный шаг, чтобы обеспечить локальную квадратичную сходимость. Поэтому в алгоритмах линейного поиска нужно всегда первым делом пробовать единичный шаг. Теория гарантирует, что в зоне квадратичной сходимости метода Ньютона единичный шаг будет удовлетворять условиям Армихо/Вульфа, и поэтому автоматически будет приниматься. Если единичный шаг не удовлетворяет условиям Армихо/Вульфа, то алгоритмы линейного поиска его уменьшат и, тем самым, обеспечат глобальную сходимость метода Ньютона.

Таким образом, метод Ньютона, может сходиться с более высоким порядком, чем градиентный метод порядком, но для сходимости требуются хорошие начальные приближения.

Как метод второго порядка, он требует произведения большего объёма вычислений, так как необходимо вычисление второй производной целевой функции.

#### **2.3.4 Алгоритм наискорейшего спуска**

Под алгоритмом Ньютона подразумевают способ градиентного поиска, при котором все составляющие вектора весовых коэффициентов сменяются на каждом цикле итерации. Он даёт возможность на каждом периоде итерации перемещаться вектору весовых в направлении минимального значения целевой функции, за счёт чего достигается наиболее короткая траектория к оптимальному решению задачи адаптивной фильтрации. Во всех остальных случаях отрицательный градиент направлен к минимуму [17].

Для того, чтобы показать траекторию наискорейшего спуска выбирается малый шаг.

Преимущество численного анализа – сходимость за один шаг, при которой уменьшается численность итераций. Но при разработке адаптивной

системы такая сходимость является слишком быстрой и нежелательной. При численном анализе можно предположить, что функция, для которой необходим поиск оптимума, задана, но на практике на основе случайных входных данных она должна рассчитываться приближённо. Медленная адаптация позволяет снизить уровень шума из-за изменения градиента. Поэтому метод Ньютона не получил широкого распространения на практике.

На каждом этапе корректировок направления подвергаются весовые коэффициенты. Среднее значение среднеквадратичного отклонения в методе наискорейшего спуска превышает значения в методе Ньютона.

Таким образом, реализованные адаптивные системы не учитывают свободный электронно-вычислительный ресурс комплекса, энергопотребление, тип модуляции, неравномерность сигнального созвездия. Вследствие этого возникает необходимость в разработке процедуры многокритериального автоматизированного синтеза адаптивных высокоскоростных программно-конфигурируемых систем передачи данных.

### 3 Алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учётом характеристик спутниковой, радиорелейной и мобильной линии связи

#### 3.1 Проведение оценки влияния неравномерности АЧХ радиотракта

Изучение аналитической зависимости между ЭЭП в РПрУ от величины искажений АЧХ проведены на основании результатов работы.

Спектр сигнала на выходе оптимального фильтра:

$$\bar{S}'_2(\omega) = \bar{S}'_1(\omega)\bar{K}(\omega) = \bar{S}'_1(\omega)C\bar{S}_1^*(\omega)e^{-j\omega t_0} = C\bar{D}(\omega)S_1^2(\omega)e^{j\omega t_0} \quad (3)$$

где  $\bar{S}'_1(\omega)$  – спектр принимаемого неискажённого сигнала;

$\bar{K}(\omega)$  – передаточная характеристика СФ;

$C$  – постоянная;

$\bar{S}_1^*(\omega)$  – комплексно-сопряжённый сигнал;

$\bar{D}(\omega)$  – функция искажений передаточной характеристики СФ.

Следует отметить, что из-за деформации амплитудно-частотной характеристики сигнал на выходе оптимального фильтра пополняется бесконечным количеством пар сигналов–спутников. Их форма идентична форме основного сигнала. Эти пары сигналов–спутников смещены по времени относительно основного сигнала на величину  $\pm kc$ , где  $k$  – целое число. Смещённые на опережение сигналы–спутники имеют одинаковую начальную фазу, а фазы двух соседних запаздывающих сигналов отличаются на 180 градусов. Также при деформации АЧХ сигнала, вызванной гармоническим рассогласованием с оптимальным фильтром, появляются два новых сигнала. Они смещены во времени касательно основного сигнала на величину  $\pm c$ ,  $c$  – параметр, который характеризует периодичность искажений.

Из выше описанных рассуждений проигрыш определяется выражением [3,6]:

$$G_{\text{АЧХ}} = 1 + \frac{a_1^2}{2a_0^2}, \quad (4)$$

где  $a_1$  – амплитуда неравномерности АЧХ в полосе пропускания оптимального фильтра;

$a_0$  – отношение пикового значения выходного искаженного сигнала к пиковому значению выходного неискаженного сигнала [20].

Возрастание относительной амплитуды искажений частоты влечёт за собой увеличение потерь. Графическая зависимость эквивалентных энергетических потерь от относительной амплитуды частотных искажений показана на рисунке 18.

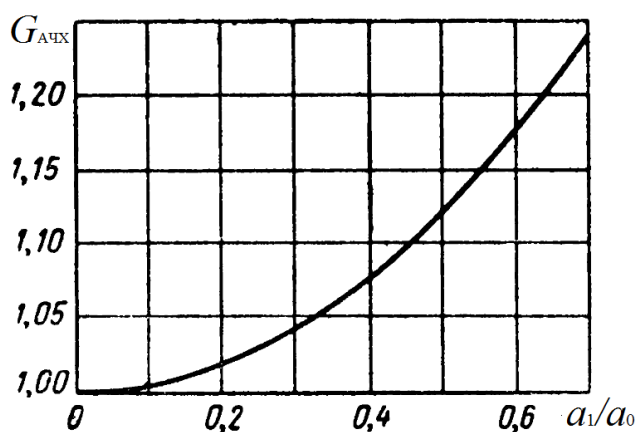


Рисунок 18 – Зависимость ЭЭП от амплитудно-частотных искажений оптимального фильтра

Зависимость не учитывает параметры сигнального созвездия, поэтому далее представлены разработанные выражения, учитывающие данный факт.

Для выявления ошибки на символ (Posh) при демодуляции сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией и коэффициентом неравномерности

сигнального созвездия  $\chi=1$  в фильтрах частотной селекции используют аналитические модели. В свою очередь, она используется и с согласованными фильтрами, если память канала не содержит больше десяти символов:

– для КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256, КАМ-1024, КАМ-4096:

$$P_{osh}(g) = 1 - \frac{4}{L} \times (4 \times 0,25 \times \left(1 + \Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right)\right)^2 + 4 \times \left(\sqrt{\frac{L}{4}} - 2\right) \times 0,5 \times \left(1 + \Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right)\right) \times \Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right) + \left(\sqrt{\frac{L}{4}} - 2\right)^2 \times \left(\Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right)\right)^2); \quad (5)$$

– для КАМ-32, КАМ-128, КАМ-512, КАМ-2048:

$$P_{osh}(g) = 1 - \frac{4}{L} \times (5 \times 0,25 \times \left(1 + \Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right)\right)^2 + (12 \times \sqrt{2^{(M-5)}} - 10) \times 0,5 \times \left(1 + \Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right)\right) \times \Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right) + \left(\frac{L}{4} - 5 - (12 \times \sqrt{2^{(M-5)}} - 10)\right) \times \left(\Phi\left(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}\right)\right)^2), \quad (6)$$

где  $q_1 = U_1^2/\sigma^2 = f(g)$  – минимальное отношение сигнал-шум;

$U_1^2$  – минимальное амплитудное значение сигнального вектора;

$\sigma^2$  – дисперсия шума;

$g$  – среднее отношение сигнал-шум;

$\Phi(x)$  – функция Крампа;

$L$  – число позиций сигналов в сигнальном пространстве;

$M$  – кратность модуляции;

$gA$  – величина уменьшения среднего отношения сигнал-шум за счет влияния неравномерности АЧХ (7), (8);

– для КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256, КАМ-1024, КАМ-4096:

$$g_A = 1 + \left( \left( 2 \left( \sqrt{\frac{L}{4}} - 1 \right) + 1 \right) - \frac{2 \left( \sqrt{\frac{L}{4}} - 1 \right) + 1}{G_{a_{чх}}} \right); \quad (7)$$

– для КАМ-32, КАМ-128, КАМ-512, КАМ-2048:

$$g_A = 1 + \left( \sqrt{52 \cdot 2^{M-5} - 20 \cdot \sqrt{2^{M-5}} + 2} - \frac{\sqrt{52 \cdot 2^{M-5} - 20 \cdot \sqrt{2^{M-5}} + 2}}{G_{a_{чх}}} \right). \quad (8)$$

Необходимо отметить, что выше представленные аналитические модели справедливы с учётом того, что сигнальные точки статистически независимы, появление символов в созвездии равновероятно и коэффициент неравномерности сигнального созвездия  $\chi = 1$ .

При большей памяти канала свыше 10 символов время счета экспоненциально возрастает, поэтому вероятность ошибки целесообразно производить в соответствии со следующим выражением:

$$P_{osh} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^x \frac{\sin(uh_0)}{u} \exp(-0,5u^2\sigma^2) \prod_{k=0}^k \cos(uh_k) du, \quad (9)$$

где  $u$  – напряжение на входе линейной системы;

$h_k$  – отклик линейной части системы на воздействие одиночного импульса с единичной амплитудой в  $k$ -ом отсчёте;

$\sigma$  – среднеквадратичное отклонение.



### 3.2 Расчет поправочных значений в определении достоверности принимаемых данных в системах связи с КАМ

Для учёта коэффициента неравномерности сигнального созвездия  $\chi$  сигналов с КАМ в выражения (5), (6) для определения вероятности символьной ошибки необходимо ввести в среднее отношение сигнал-шум поправочное значение (таблица 4).

Таблица 4 – Поправочные значения, вносимые в среднее отношение сигнал-шум для определения вероятности ошибки на символ с учётом коэффициента неравномерности сигнального созвездия

Позиционность сигнального созвездия ( $L$ )	Коэффициент неравномерности сигнального созвездия ( $\chi$ )	Поправочное значение ( $k$ )	Позиционность сигнального созвездия ( $L$ )	Коэффициент неравномерности сигнального созвездия ( $\chi$ )	Поправочное значение ( $k$ )
16	1	1,00000	32	1	1,00000
	2	0,91688		2	0,91159
	3	0,86946		3	0,85429
	4	0,83848		4	0,81471
	5	0,81808		5	0,78478
64	1	1,00000	128	1	1,00000
	2	0,93750		2	0,94483
	3	0,89260		3	0,90132
	4	0,85655		4	0,86572
	5	0,82996		5	0,83664
256	1	1,00000	512	1	1,00000
	2	0,96321		2	0,97048
	3	0,93053		3	0,94434
	4	0,90424		4	0,91958
	5	0,88073		5	0,89761
1024	1	1,00000	2048	1	1,00000
	2	0,96667		2	0,98470
	3	0,94836		3	0,96987
	4	0,93232		4	0,95547
	5	0,91681		5	0,94150
4096	1	1,00000	8192	1	1,00000
	2	0,99099		2	0,99027
	3	0,98039		3	0,98263

Продолжение таблицы 4

	4	0,97002		4	0,97510
	5	0,96154		5	0,96768

Метод математического расчёта этих значений состоит в том, чтобы рассмотреть констелляционные диаграммы КАМ сигналов отличной позиционности с учётом определения протяжённости от начала координат до отдельной точки и дальнейшего усреднения полученных значений [21].

Сигнал для которого производились расчёты – КАМ-16. Геометрическое объяснение методики расчёта представлено на рисунке 19.

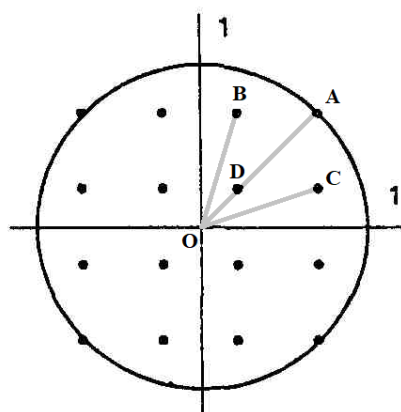


Рисунок 19 – Графическое пояснение метода расчета поправочных значений

Среднее отношение сигнал-шум рассчитывается по формуле:

$$g = \frac{4 \cdot \sum_{i=0}^{0,5\sqrt{L}} \sum_{j=0}^{0,5\sqrt{L}} R_{i,j}}{L}, \quad (10)$$

где  $L$  – позиционность сигнального созвездия;

$R_{i,j}$  – мгновенная мощность  $i, j$  положения сигнального созвездия, численно равная расстоянию до данных точек.

Однако выражение в данном виде применимо только к КАМ позиционностей 16, 64, 256, 1024, 4096. Для расчёта позиционностей 32, 128,

512, 2048, 8192 в числителе дроби опускается мощность точек, не входящих в данные сигнальные созвездия.

Расчёт параметра  $R_{i,j}$  производится координатным методом:

$$R_{i,j} = \sqrt{(x_{i,j})^2 + (y_{i,j})^2}, \quad (11)$$

где  $(x_{i,j}, y_{i,j})$  – координаты  $i,j$  точки сигнального созвездия.

Рассчитаем данные для неравномерностей  $\chi=1, 2, 3, 4, 5$ . Вычислим отношение  $k$  к  $g$  для  $\chi=1$ :

$$k = \frac{g_{\chi=1}}{g_{\chi=2,3,4,5}}. \quad (12)$$

Предложенные математические модели позволяют провести расчет вероятностей ошибки от среднего отношения сигнал-шум для оптимальных фильтров. Результаты расчета для КАМ-16, -64, -256 при неравномерностях АЧХ СФ 0; 0,5; 1; 2; 3 дБ ( $\chi=1$ ) представлены на рисунках 20–22.

Из работ [1, 3,10,11] ЭЭП рассчитывается по формуле:

$$\text{ЭЭП} = q(X, L) - q(0, L (M)), \text{ дБ, при } P_{osh} = const, \quad (13)$$

где  $X$  – неравномерность АЧХ [дБ].

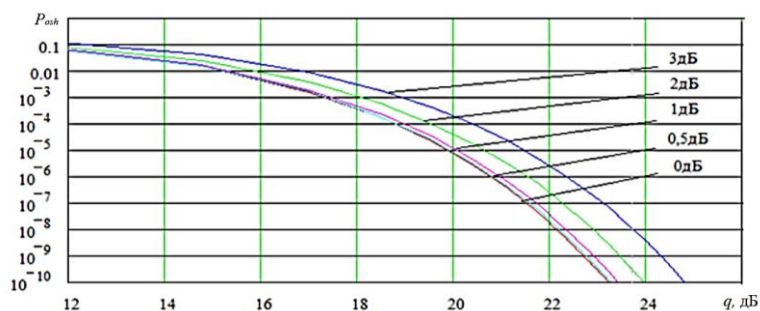


Рисунок 20 – График зависимости вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал-шум для заданных неравномерностей АЧХ оптимального фильтра при приёме сигналов с КАМ-16 с коэффициентом неравномерности сигнального созвездия  $\chi=1$

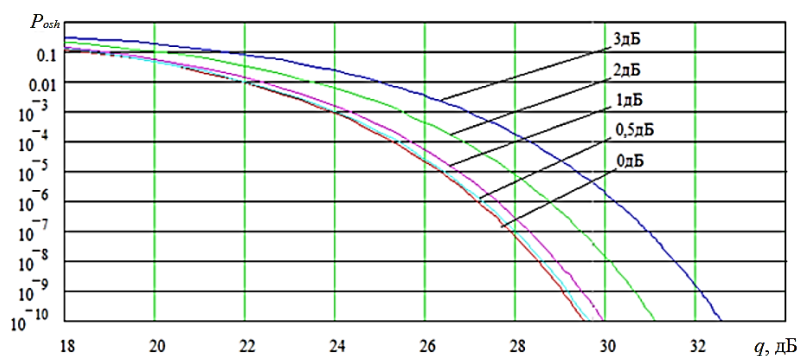


Рисунок 21 – График зависимости вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал-шум для заданных неравномерностей АЧХ оптимального фильтра при приёме сигналов с КАМ-64 с коэффициентом неравномерности сигнального созвездия  $\chi=1$

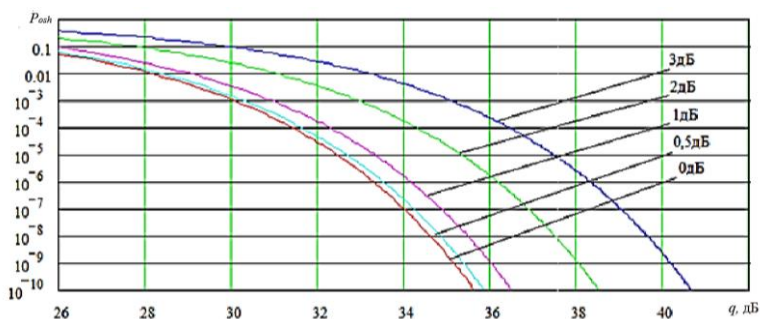


Рисунок 22 – Зависимости вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал-шум для заданных неравномерностей АЧХ оптимального фильтра при приёме сигналов с КАМ-256 с коэффициентом неравномерности сигнального созвездия  $\chi=1$

Из вышеописанного сформирована процедура оценки влияния неравномерности АЧХ СФ в демодулирующем устройстве на эквивалентные энергетические потери:

– исходные данные: кратность модуляции ( $M$ ) (позиционность сигнального созвездия ( $L$ )), неравномерность АЧХ СФ ( $X$ ), вероятность обеспечения системой заданной ошибки на символ ( $P_{osh}$ ), коэффициент неравномерности сигнального созвездия ( $\chi$ );

– этап 1: расчёт поправочного значения для заданных неравномерности сигнального созвездия и позиционности (кратности);

– этап 2: расчёт вероятности ошибки на символ от среднего значения отношения сигнал-шум при прохождении заданного сигнала через идеальный оптимальный фильтр демодулирующего устройства с учётом поправочных значений;

– этап 3: расчёт вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал-шум при прохождении заданного сигнала через реальный оптимальный фильтр с заданной неравномерностью АЧХ с учётом поправочных значений;

– этап 4: определение ЭЭП с учётом вероятности ошибки на символ ( $P_{osh}$ ), предъявляемой требованиями стандарта в части обеспечения надлежащего качества;

– результат: значение эквивалентного энергетического проигрыша в оптимальном (согласованном) фильтре [22].

### **3.3 Алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учётом характеристик линий связи различных типов**

Развитие современных телекоммуникационных технологий ориентировано на повышение качества предоставляемых услуг и улучшение функционирования систем передачи и обработки информации. В системах

связи используются сигналы с различной модуляцией с высокой позиционностью. Такие сигналы наиболее подвержены воздействию шумов и помех, возникающих в тракте передачи. Таким образом, особого внимания при приёме таких сигналов заслуживает вопрос фильтрации.

Сегодня цифровая обработка сигналов практически вытеснила традиционные аналоговые методы, основанные на использовании компонентов с изменяющимися со временем и колебаниями температуры характеристиками. Устройства цифровой обработки сигналов лишены данных недостатков. Примерами таких адаптивных компенсирующих устройств, получивших широкое распространение на практике, являются эквалайзеры (выравниватели) характеристик каналов связи, позволяющие устранить межсимвольную интерференцию в каналах с ограниченной полосой пропускания, компенсаторы эхосигналов для улучшения качества громкоговорящей голосовой связи, адаптивные антенные решётки и другие. Результаты активного развития данного направления демонстрируются разнообразием радиоэлектронных средств, в которых используются адаптивные устройства.

Существуют различные варианты компенсации воздействия неравномерности канала передачи на сигнал, но наиболее оптимальным является адаптивная фильтрация. Необходимость использования адаптивных фильтров обусловлена изменениями условий функционирования системы или неопределённостью относительно условий функционирования.

Из вышеописанного сформирована процедура синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных:

– исходные данные: предполагаемое время работы системы ( $N$ ), длительность интервала опроса ( $M$ ), тип модуляции, кратность модуляции, коэффициент неравномерности сигнального созвездия ( $\chi$ ), вероятность символьной ошибки ( $P_{osh}$ );

– этап 1: определение остаточного заряда аккумуляторной батареи;

– этап 2: сравнение остаточного заряда с зарядом, требуемым для

работы системы;

- этап 3: определение неравномерности амплитудно-частотной характеристики радиотракта, свободного вычислительного ресурса, длины импульсной характеристики адаптивного фильтра;

- этап 4: определение целесообразности использования адаптивного фильтра путём сравнения уровня неравномерности канала радиотракта и уровня неравномерности АЧХ фильтра;

- этап 5: синтез адаптивного фильтра.

- результат: адаптивный фильтр с требуемой длиной импульсной характеристики.

Графическое отображение процедуры приведено в приложении Б.

Полученный фильтр позволяет скомпенсировать влияние неравномерности АЧХ радиотракта при приёме сигналов с различной модуляцией и позиционностью.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы исследована приёмная сторона высокоскоростной цифровой программно-конфигурируемой системы передачи данных и решены поставленные задачи, а именно:

- проведён сравнительный анализ сигнально-кодовых конструкций различных видов систем связи;
- изучены перспективы развития частотных диапазонов;
- проведён анализ дестабилизирующих факторов, возникающих в канале связи, и способов их компенсации;
- рассмотрены различные архитектуры построения приёмников цифровой связи, способы оценки фазы несущей;
- изучена концепция построения радиосистем по программно-конфигурируемому принципу, классификация, преимущества и недостатки, существующая периферия;
- проведена оценка влияния неравномерности АЧХ радиотракта;
- произведён расчёт поправочных значений в определении достоверности принимаемых данных в системах связи с КАМ;
- разработан алгоритм автоматизированного синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных с учётом характеристик линии связи.

Из-за необходимости повышения скорости передачи данных при разработке систем связи возникает необходимость, в повышении позиционности модуляции и освоении новых частотных диапазонов, разработке новых стандартов. Так после внедрения сетей сотовой связи 5 поколения (5G) началась разработка оборудования следующего поколения сотовой связи, внедрение которого предполагается во второй половине следующего десятилетия.

Для систем, использующих манипуляции с высокими позиционностями



(-512 и выше) особенно остро стоит проблема компенсации, возникающих шумовых и нешумовых потерь. Нешумовые потери остаются неизменными даже при использовании криогенного оборудования и с развитием высокоскоростных систем передачи требуется более детальное исследование процесса возникновения и способов компенсации. Шумы Джонсона возможно снизить путём использования криогенных технологий и использованием более совершенной элементной базы.

Наиболее целесообразным из предложенных способов компенсации нешумовых потерь является снижение потерь в радиотрактах, вызванных неравномерностью АЧХ, комплексов с использованием фильтра комплексно-сопряжённого с рассматриваемым каналом.

В современных системах связи используются сигналы с различной модуляцией с высокой позиционностью. Такие сигналы наиболее подвержены воздействию шумов и помех, возникающих в тракте передачи. Таким образом, особого внимания при приёме таких сигналов заслуживает вопрос фильтрации. Существуют различные варианты компенсации воздействия неравномерности канала передачи на сигнал, но наиболее оптимальным является адаптивная фильтрация. Необходимость использования адаптивных фильтров обусловлена изменениями условий функционирования системы или неопределённостью условий функционирования.

В связи с вышеописанным сформирована процедура синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи, учитывающей характеристики линии связи, по которой происходит передача данных:

– исходные данные: предполагаемое время работы системы ( $N$ ), длительность интервала опроса ( $M$ ), тип модуляции, кратность модуляции, коэффициент неравномерности сигнального созвездия ( $\chi$ ), вероятность символьной ошибки ( $P_{osh}$ );

– этап 1: определение остаточного заряда аккумуляторной батареи;

- этап 2: сравнение остаточного заряда с зарядом, требуемым для работы системы;
- этап 3: определение неравномерности амплитудно-частотной характеристики радиотракта, свободного вычислительного ресурса, длины импульсной характеристики адаптивного фильтра;
- этап 4: определение целесообразности использования адаптивного фильтра путём сравнения уровня неравномерности канала радиотракта и уровня неравномерности АЧХ фильтра;
- этап 5: синтез адаптивного фильтра.
- результат: адаптивный фильтр с требуемой длиной импульсной характеристики.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Данные по конверсии спектра: [Электронный ресурс]. АНО «Радиочастотный спектр», 2012–2020. – URL: <https://rspectr.com/articles/510/kak-reshit-problemu-deficita-chastot>. (Дата обращения 20.05.2020).
2. Бабанин, И.Г. Процедура проектирования фильтров частотной селекции с учётом энергетических потерь в радиоприёмных устройствах высокоскоростных радиосистем передачи информации [Текст]: автореф. дис. канд. техн. наук / И.Г. Бабанин. – Курск: ЮЗГУ, 2018. – 19 с.
3. Мухин, И.Е. Определение эквивалентных энергетических потерь полосовых фильтров, вызванных неравномерностью фазочастотной характеристики, при приёме сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией [Текст] / И.Е. Мухин, И.Г. Бабанин // Известия Юго-Западного государственного университета. Серия: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т, 2012. – № 2-3. – С. 129-133.
4. Бабанин, И.Г. Процедура проектирования фильтров частотной селекции с учётом энергетических потерь в радиоприёмных устройствах высокоскоростных радиосистем передачи информации [Текст]: дис. канд. техн. наук: 05.12.04: защищена: 15.02.2019 / Бабанин Иван Геннадьевич. – Курск: ЮЗГУ, 2018. – 166 с.
5. Приёмник прямого преобразования частоты [Электронный ресурс]. А.В. Микушин 2001–2019. – URL: <https://digteh.ru/WLL/PrmPrjamPreobr.php>. (Дата обращения 19.05.2020).
6. Поколения архитектур радиоприёмных устройств [Электронный ресурс]. Сайт DocPlayer.ru 2015–2020. – URL: <https://docplayer.ru/36073163-Podvizhnye-sistemy-svyazi.html>. (Дата обращения 19.05.2020).
7. Прокис Джон. Цифровая связь [Текст]: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – Москва: Радио и связь. 2000. – 800 с.
8. Программно-определяемая радиосистема [Электронный ресурс].

Wikimedia Foundation, Inc 2020. – URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Программно\\_определяемая\\_радиосистема](https://ru.wikipedia.org/wiki/Программно_определяемая_радиосистема). (Дата обращения 19.05.2020).

9. Software Defined Radio [Электронный ресурс]. TechMedia 2006–2020. – URL: <https://habr.com/ru/post/451674>. (Дата обращения 07.05.2020).

10. Список программно-определяемых радиостанций [Электронный ресурс]. Wikimedia Foundation, Inc 2020. – URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/List\\_of\\_software-defined\\_radios](https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_software-defined_radios). (Дата обращения 20.05.2020).

11. Начало работы с LimeSDR [Электронный ресурс]. Записки программиста 2009–2020. – URL: <https://eax.me/limesdr>. (Дата обращения 20.05.2020).

12. HackRF для начинающих [Электронный ресурс]. HackWare.ru 2020. – URL: <https://hackware.ru/?p=8249>. (Дата обращения 20.05.2020).

13. Red Pitaya [Электронный ресурс]. Железный Линукс 2008–2020. – URL: <https://hardlinux.ru/note/21867>. (Дата обращения 20.05.2020).

14. Simulink [Электронный ресурс]. Wikimedia Foundation, Inc 2020. – URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Simulink>. (Дата обращения 20.05.2020).

15. GNURadio [Электронный ресурс]. Wikimedia Foundation, Inc 2020. – URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/GNU\\_Radio](https://ru.wikipedia.org/wiki/GNU_Radio). (Дата обращения 13.04.2020).

16. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]: учеб. пособие / А.Б. Сергиенко – 3-е изд. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.

17. Б. Уиндрю. Адаптивная обработка сигналов [Текст] / Б. Уиндрю, С. Стирнз. Пер. с англ. – Москва: Радио и связь, 1989. – 440 с.

18. Джиган, В. И. LMS-алгоритм адаптивной фильтрации сигналов: первый или единственный для использования на практике? [Электронный ресурс]. – URL: <https://docplayer.ru/48584511-Lms-algorithm-adaptivnoy-filtracii-signalov-pervyy-ili-edinstvennyy-dlya-ispolzovaniya-na-praktike.html>. (Дата обращения 24.03.2020).

19. Джиган, В.И. Адаптивная фильтрация сигналов [Текст]: теория и алгоритмы / В.И. Джиган. – Москва: Техносфера, 2013. - 528 с.

20. Бабанин И.Г., Михайлова Н.Ю., Николаенко А.И., Захарюта А.А.

Аналитическая модель оценки проигрыша в отношении сигнал-шум на входе решающего устройства, вызванного неравномерностью АЧХ согласованного фильтра демодулятора, при заданной вероятности ошибки на символ в системах связи с квадратурной амплитудной модуляцией [Текст] / И.Г. Бабанин, Н.Ю. Михайлова, А.И. Николаенко, А.А. Захарюта // Перспективные технологии в средствах передачи информации сб. статей – Владимир, 2019. – С. 117-119.

21. Аксентьев, А.А. Методика экспериментальной проверки криптостойкости беспроводных локальных сетей с использованием свободно распространяемого ПО [Текст] / А.А. Аксентьев, И.Г. Бабанин // Инфокоммуникации и информационная безопасность: состояние, проблемы и пути решения: материалы II Всероссийской научно-практической конференции – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т, 2015. – С. 195-198.

22. Бабанин И.Г., Михайлова Н.Ю., Николаенко А.И., Коптев Д.С. Процедура оценки влияния неидеальностей параметров оптимального демодулирующего устройства системы приёма сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией различной позиционности и коэффициента неравномерности сигнального созвездия на эквивалентные энергетические потери [Текст] / И.Г. Бабанин, Н.Ю. Михайлова, А.И. Николаенко, Д.С. Коптев // Радиотехника. – Москва, 2019. – №10 (16). – С. 60-69.

# ПРИЛОЖЕНИЕ А

(обязательное)

## Таблица назначения диапазонов радиочастот для различных служб

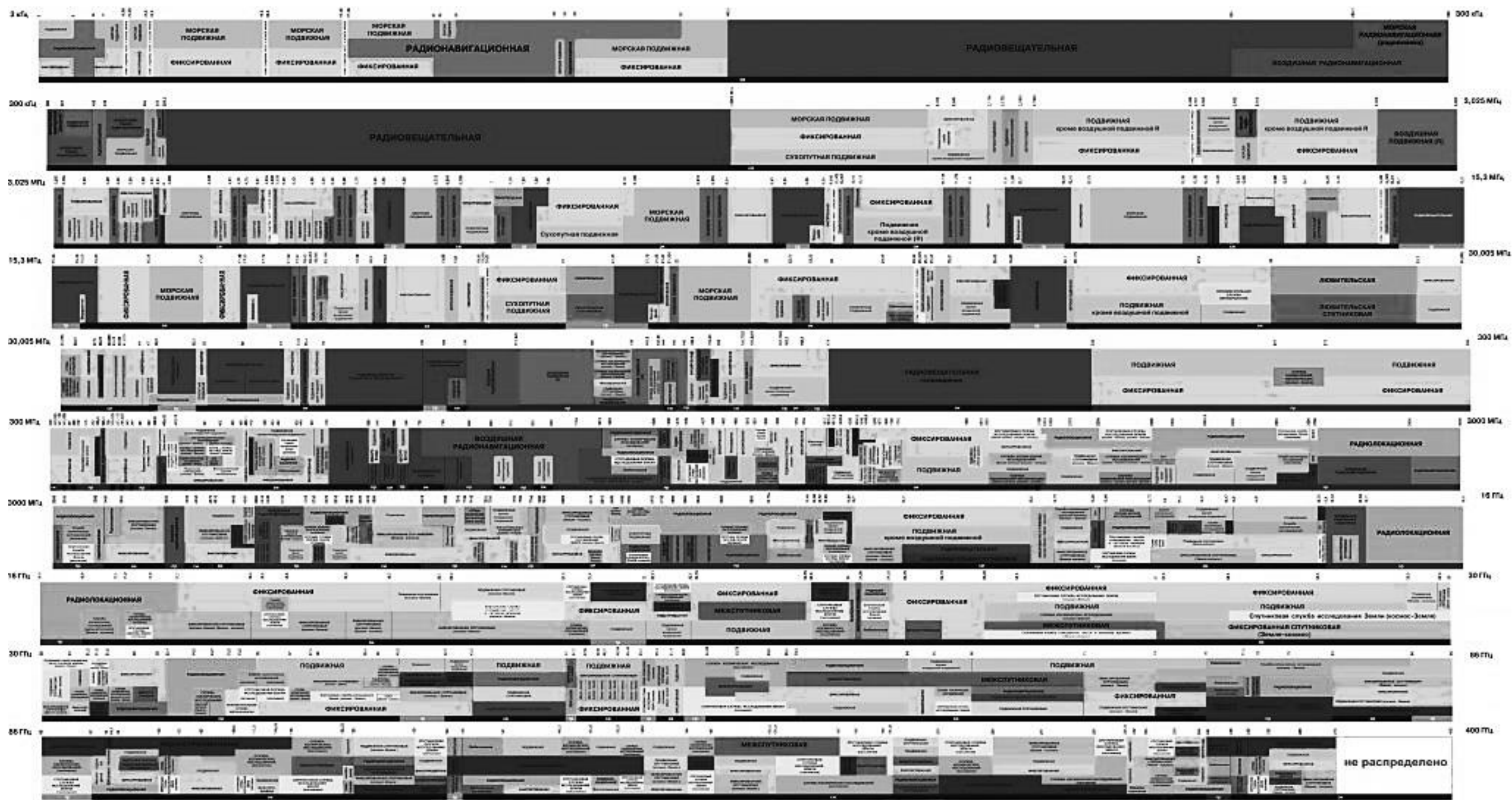


Рисунок А.1 – Таблица назначения диапазонов радиочастот для различных служб

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(обязательное)

### Графическое отображение процедуры синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи

данных

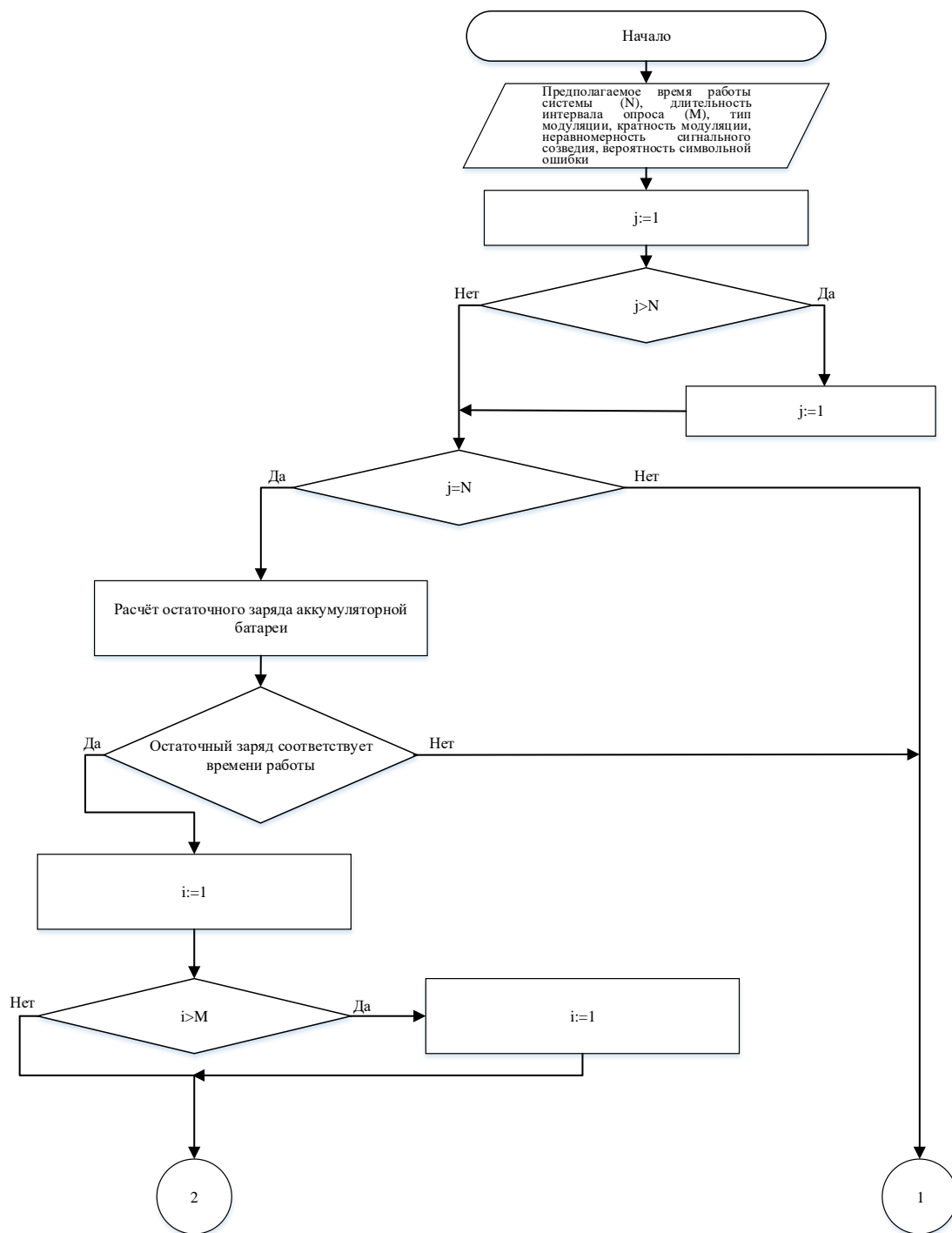


Рисунок Б.1 Графическое отображение процедуры синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных

(часть 1)

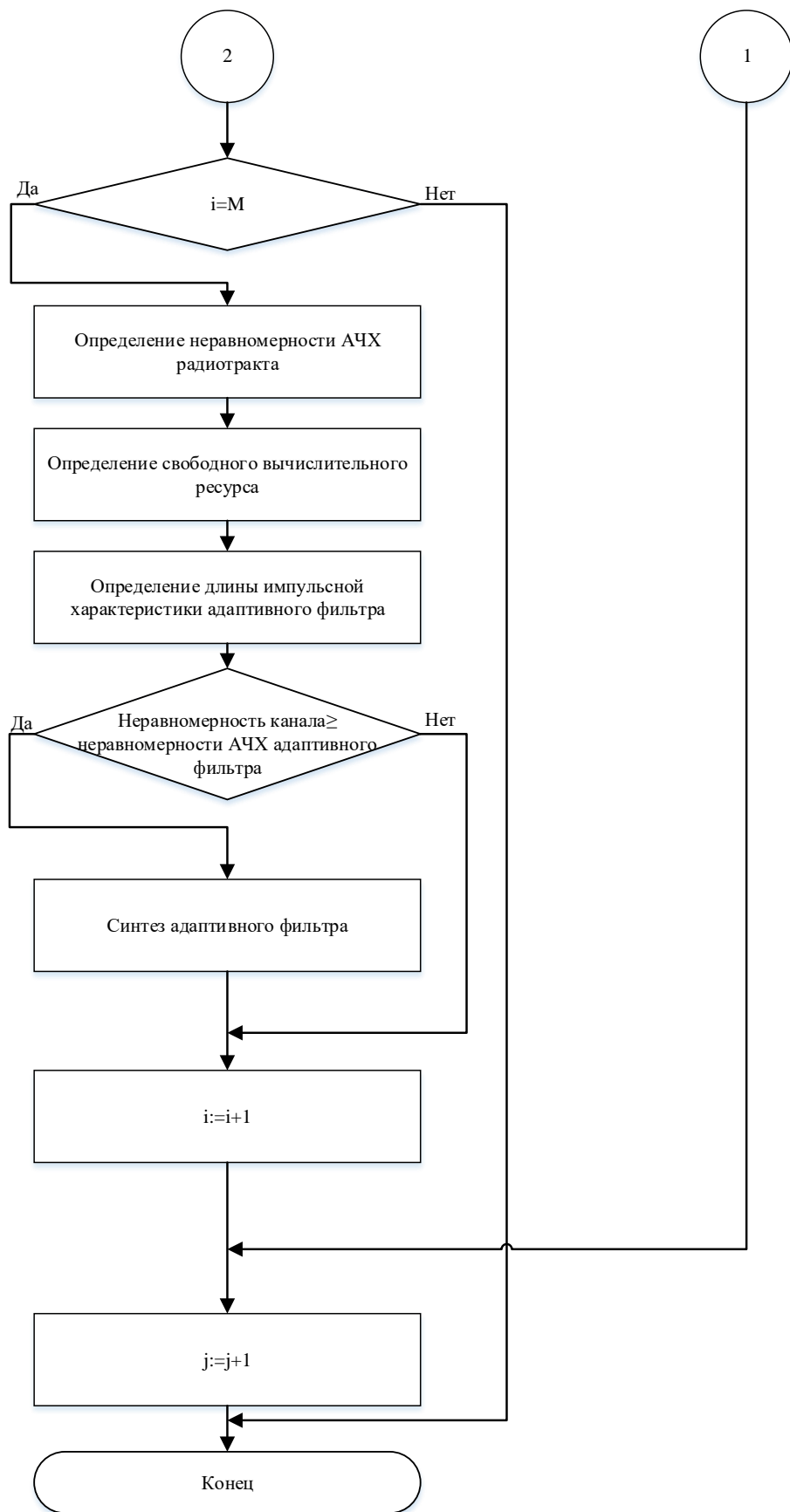


Рисунок Б.1 Графическое отображение процедуры синтеза адаптивной высокоскоростной программно-конфигурируемой системы передачи данных (часть 2)