

На правах рукописи

Магсумов Виль Ренатович

**Разработка алгоритма и устройства приема широкополосных радиосигналов в условиях импульсных преднамеренных и непреднамеренных помех на основе гибридных банков фильтров**

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

**АВТОРЕФЕРАТ**  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Москва, 2025

Работа выполнена в Ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ)

**Научный руководитель:** **Чиров Денис Сергеевич** – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиотехнические системы» МТУСИ.

**Официальные оппоненты:** **Гребешков Александр Юрьевич** – доктор технических наук, доцент, профессор кафедры сетей и систем связи Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ФГБОУ ВО ПГУТИ).

**Тоискин Василий Евгеньевич** – кандидат технических наук, доцент кафедры «Автоматизированные системы боевого управления» Филиала федерального государственного казенного военного образовательного учреждения высшего образования «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого» Министерства обороны Российской Федерации в г. Серпухове.

**Ведущая организация:** ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина»

Защита диссертации состоится 05.02.2026 года в 11.00 на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций 55.2.002.01 при ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» по адресу: 111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8-а, МТУСИ, ауд. А-211.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ: <https://dis.mtuci.ru/upload/srd/Dis-Magsumov/dis-Magsumov.pdf>

Автореферат разослан «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2025 г.

Учёный секретарь  
диссертационного совета 55.2.002.01  
доктор технических наук, профессор \_\_\_\_\_ М.В. Терешонок

## **Общая характеристика работы**

### **Актуальность темы исследования.**

В настоящее время радиоэлектронная обстановка в существенной степени определяется использованием современных систем радиосвязи с адаптивными режимами работы, а также применением сложных широкополосных сигналов. Необходимость увеличения объемов передаваемой информации, а, следовательно, необходимость повышения широкополосности линий связи, диктуется требованиями народного хозяйства и обороны страны.

Используемые в настоящее время системы радиосвязи решают большое количество задач и используют при этом для передачи информации множество сигнальных форматов с различными энергетическими и спектральными параметрами. Применимость конкретного сигнального формата к решаемой проблеме определяется соответствием этих параметров условиям, в которых происходит передача и прием информации. К таким условиям относятся как характеристики используемых радиоканалов, регламентируемые международными и государственными стандартами, так и возможные преднамеренные и непреднамеренные нарушения этих стандартов и требований, активно применяемые в условиях информационного противоборства, приводящие к возникновению разного рода искажениям и помехам, ухудшающим качество функционирования радиосистем.

Указанные выше обстоятельства определяют актуальность поиска решения проблем, связанных с разработкой новых подходов к приему и обработке широкополосных сигналов в сложной помеховой обстановке (в условиях действия преднамеренных и непреднамеренных помех), основанных на применении субполосной адаптивной фильтрации. Одним из перспективных направлений субполосной адаптивной фильтрации является применение гибридных банков фильтров. Сложность при построении гибридных банков фильтров заключается в том, как спроектировать аналоговые фильтры анализа и цифровые фильтры синтеза таким образом, чтобы обеспечить адекватное разделение каналов и точное восстановление широкополосного преобразованного сигнала.

Таким образом, возникает актуальная научно-техническая задача разработки метода и устройства приема широкополосных радиосигналов в условиях импульсных преднамеренных и непреднамеренных помех на основе гибридных банков фильтров.

### **Степень разработанности темы.**

Основополагающие работы по субполосной фильтрации одномерных сигналов связаны с именами таких известных ученых, как Гоулд Б., Кайзер Д., Рабинер Л, Оппенгейм А., Шафер Р., Карташев В.Г., Гольденберг Л.М. В области двумерных цифровых систем широкое распространение получила фильтрация статических и динамических изображений на основе двумерных КИХ-фильтров, в том числе КИХ-фильтров 2-го порядка (в силу низкой

вычислительной сложности). При этом важной нерешенной задачей является исследование частотных свойств таких фильтров.

Также широкое распространение получили методы цифровой обработки сигналов, основанные на банке цифровых фильтров, представляющий собой набор полосовых фильтров, каждый из которых выделяет (в частотной области) заданный диапазон частот. Все полосовые фильтры имеют одинаковую полосу пропускания и подавление в полосе задержания. Таким образом, банк цифровых фильтров разделяет (в частотной области) входной широкополосный сигнал на  $M$  узкополосных сигналов (каналов). Вклад в разработку различных банков фильтров (БФ) внесли отечественные и зарубежные ученые: Витязев В.В., Лобов Е.М., Чобану М.К., Vaidyanathan P.P., I.Nguyen T.Q., Moulin P., Lawton W. Однако вышеуказанные работы направлены на развитие только цифровых фильтров и не рассматривают проблемы построения гибридных банков фильтров.

Кроме цифровых банков фильтров существуют гибридные банки фильтров. В гибридном банке фильтров декомпозиция входного сигнала производится при помощи аналоговых фильтров. Архитектура гибридного банка фильтров применяется при построении широкополосных аналого-цифровых преобразователей для систем телекоммуникаций и позволяет увеличить полосу оцифровываемого сигнала, а также динамический диапазон. Однако, в ряде работ отмечается проблема искажений сигнала в гибридных банках фильтров из-за не согласованности аналоговой и цифровой части и наложения спектров аналоговых фильтров. Поэтому сложность при построении систем на основе гибридных банков фильтров заключается в проектировании системы анализа-синтеза, состоящую из аналоговых и цифровых фильтров, которая позволит обеспечить адекватное разделение каналов и точное восстановление широкополосного преобразованного сигнала.

**Цель работы.** Разработка алгоритмов, принципов построения и основных технических решений устройства приема широкополосных радиосигналов в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

**Научная задача исследования** заключается в разработке метода и устройства приема широкополосных радиосигналов в условиях импульсных преднамеренных и непреднамеренных помех на основе гибридных банков фильтров.

Для достижения поставленной цели в работе был решен комплекс взаимосвязанных задач:

1. Анализ методов построения цифровых и гибридных банков анализа-синтеза. В частности, анализ методов расчета аналоговых фильтров анализа, а также вычислительно эффективных методов синтеза цифровых фильтров.
2. Анализ методов компенсации искажений аналоговых фильтров-синтеза.

3. Разработка методов компенсации искажений при построении гибридной системы анализа-синтеза с целью перехода к вычислительно эффективной схеме.

4. Разработка устройства приема широкополосных радиосигналов с применением гибридных банков фильтров.

**Методология и методы исследования.** При решении поставленных задач исследования использовались методы цифровой обработки сигналов, теории электрической связи, теории случайных процессов, теории вероятностей, статистической радиотехники, методы вычислительного эксперимента и проектирования РЭС.

#### **Научная новизна работы.**

1. Разработанный вычислительно эффективного алгоритма компенсации искажений широкополосного радиосигнала цифровым банком фильтров, позволяет снизить вычислительную сложность в 2-3 по сравнению с классическими алгоритмами.

2. Разработанный 8-канальный гибридного банка фильтров позволяет увеличить ширину обрабатываемой полосы частот при равных скоростях АЦП и расширить динамический диапазон приемника при той же полосе частот. Предложенное техническое решение позволяет использовать меньшее количество аналоговых фильтров, что в свою очередь снижает вычислительную нагрузку на компенсацию неидеальности передаточной характеристики.

3. Разработанный алгоритм калибровки 8-канального гибридного банка фильтра позволяет снизить ошибки наложения на 4 порядка и ошибки искажения в 1,5 раза.

**Достоверность результатов** и выводов обеспечивается корректностью применения математических методов и соответствием результатов, полученных путем аналитических расчетов, численного моделирования и натурального эксперимента.

**Теоретическая и практическая значимость работы.** Теоретическая значимость заключается в разработке новых алгоритмов и устройства приема широкополосных радиосигналов в условиях импульсных преднамеренных и непреднамеренных помех на основе гибридных банков фильтров.

Практическая значимость заключается в возможности внедрения разработанных устройств в перспективные системы связи и передачи информации.

Результаты диссертационного исследования использовались:

- при разработке в МТУСИ промышленных технологий создания опытных образцов широкополосных цифровых радиоприёмных устройств решения задач радиомониторинга декаметрового диапазона на базе банка цифровых фильтров в рамках ОКР «Верша» и СЧ ОКР «Кварта-М»;

- в учебном процессе МТУСИ при разработке лабораторного практикума по дисциплине «Микропроцессорные устройства».

### **Степень достоверности и апробация работы.**

Результаты, изложенные в диссертации, были представлены и обсуждены на следующих конференциях:

1. XI Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества», г.Москва, МТУСИ, 2017 г.
2. XII Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества», г.Москва, МТУСИ, 2018 г.
3. 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (SOSG 2019), г. Москва, МТУСИ, 2019 г.
4. 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO 2020), г.Светлогорск, 2020 г.

**Публикации результатов.** По теме диссертации было опубликовано 7 работ. Из них 4 статьи опубликованы в журналах из перечня ВАК и проиндексированы в международной базе данных SCOPUS. Получено 6 свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ.

### **Личный вклад автора.**

Все выносимые на защиту научные результаты получены соискателем лично. Автор лично принимал участие в планировании и проведении работы, обработке и обсуждении полученных результатов, подготовке публикаций.

### **Соответствие паспорту специальности.**

Проведенное автором исследование соответствует п. 3 «Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости» и п.6 «Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая системы телевидения и передачи информации, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости» паспорта специальности 2.2.13.

### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Вычислительно эффективный алгоритм компенсации искажений широкополосного радиосигнала цифровым банком фильтров, обеспечивает снижение вычислительной сложности в 2-3 по сравнению с существующими аналогами.
2. Устройство приема широкополосных радиосигналов с применением 8-канального гибридного банка фильтров позволяет увеличить ширину обрабатываемой полосы частот при равных скоростях АЦП и наоборот, расширить динамический диапазон приемника при той же полосе частот. В отличие от классической схемы предложенное техническое решение позволяет использовать меньшее количество аналоговых фильтров, что в свою очередь снижает вычислительную нагрузку на компенсацию неидеальности передаточной характеристики.
3. Алгоритм калибровки 8-канального гибридного банка фильтра позволяет снизить ошибки наложения и ошибки искажения. Результаты

моделирования показывают, что ошибка искажения уменьшается на 4 порядка, а ошибка наложения – в 1,5 раза.

### Объем и структура работы.

Диссертационная работа состоит из введения, трех разделов, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и двух приложений. Основная часть диссертации изложена на 88 страницах текста с 54 иллюстрациями и 7 таблицами. Список литературы насчитывает 64 наименования.

### Краткое содержание работы

Во **введении** обоснована актуальность диссертационной работы, проведен анализ современного уровня разработанных научно-технических решений, определены цель, задачи и методы исследований. Конкретизируются научная новизна, личный вклад в работу, практическая и научная ценность работы, сведения об апробации, публикациях автора, а также указаны основные положения, выносимые на защиту.

В **первом** разделе произведен анализ существующих методов построения цифровых банков фильтров анализа-синтеза. Системой анализа банка фильтров анализа-синтеза называется набор фильтров анализа и дециматоров, а набор интерполяторов и фильтров синтеза – системой синтеза банка фильтров анализа-синтеза.

Популярным методом проектирования фильтров из состава системы анализа и системы синтеза является косинусная или экспоненциальная модуляция низкочастотного фильтра-прототипа. В этом случае, все свойства банка фильтров, в частности, характеристики подавления или возможность полного восстановления сигнала без потерь, определяются одним фильтром-прототипом. Методы проектирования банка фильтров при этом ограничиваются методами проектирования непосредственно фильтра-прототипа. Типовая структурная схема цифрового банка фильтров анализа-синтеза представлена на рисунке 1.

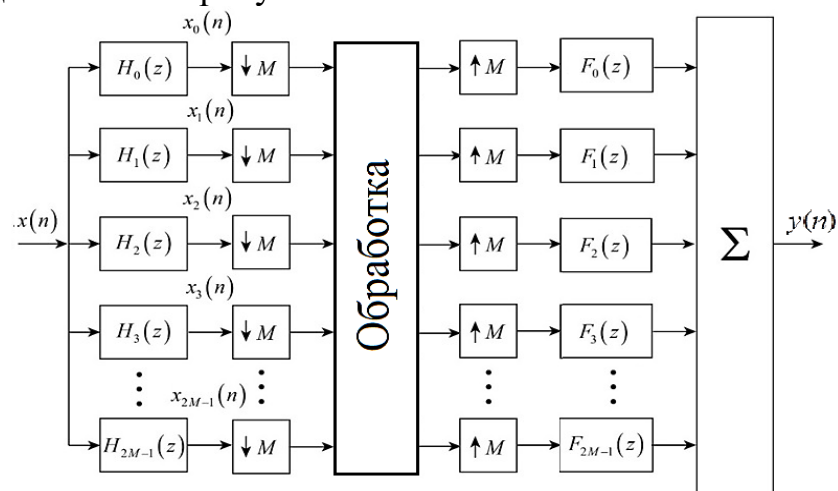


Рисунок 1 – Банк цифровых фильтров анализа-синтеза

Одним из преимуществ банка фильтров является возможность построения вычислительно эффективных схем банков фильтров на основе быстрого преобразования Фурье. Структурная схема такого банка фильтров в предположении приведения промежуточной обработки сигнала, изображена на рисунке 2.

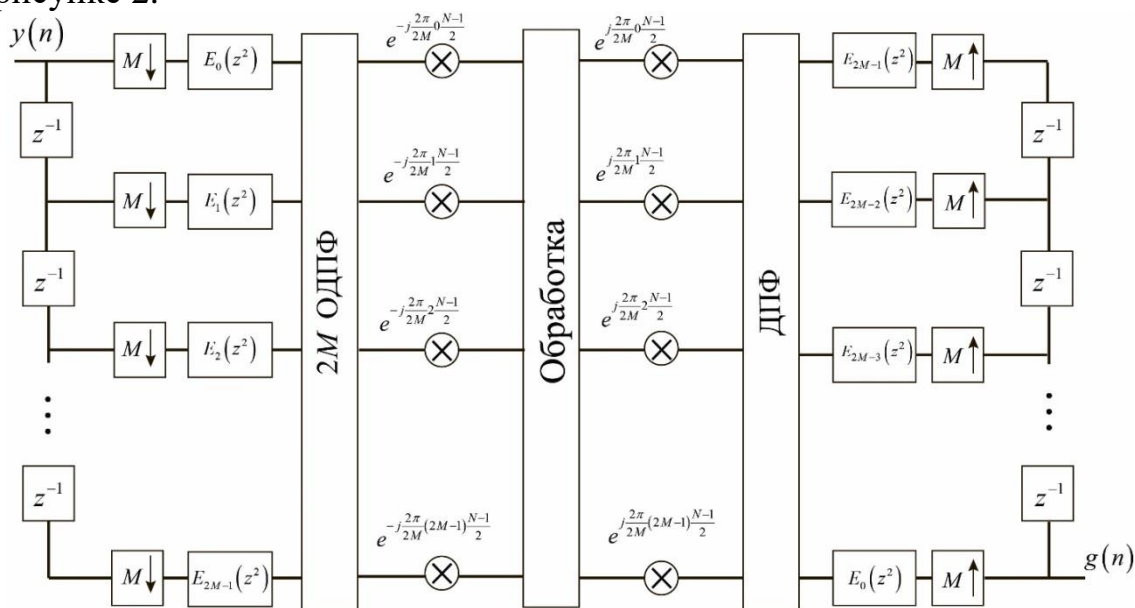


Рисунок 2 – Система анализа-синтеза вычислительно эффективного банка-фильтров

На рисунке 3 представлены графики общего количества вещественных операций сложения и умножения для обычной (классической) схемы и вычислительно эффективной схемы цифрового банка фильтров. Из полученных результатов очевидно, что количество вычислительных операций в вычислительно эффективной схеме минимум на 1.5 порядка меньше, чем в классической схеме банка фильтров.

Таким образом, с ростом числа каналов банка фильтров, вычислительная сложность растет логарифмически, т.е. медленно, тогда как с увеличением длины фильтра прототипа и длин полифазных компонент  $m$ , – линейно.

Также, в разделе проведено сравнения двух методов синтеза банков фильтров (итеративного и на базе фильтра-прототипа). В результате сделаны следующие выводы:

- итеративный метод обеспечивает синтез фильтра прототипа с лучшим качеством фильтрации, чем метод, основанный на синтезе решётчатых структур. Уровень наложенных компонент у фильтров системы анализа при этом на 78 дБ меньше;

- метод синтеза фильтра-прототипа на базе решётчатых структур выполняет условия полного восстановления, так как уровень АЧХ системы анализа-синтеза не превышает , что соответствует погрешности вычислений, а уровень наложенной компоненты системы анализа-синтеза на 105 дБ ниже, чем в итеративном методе.



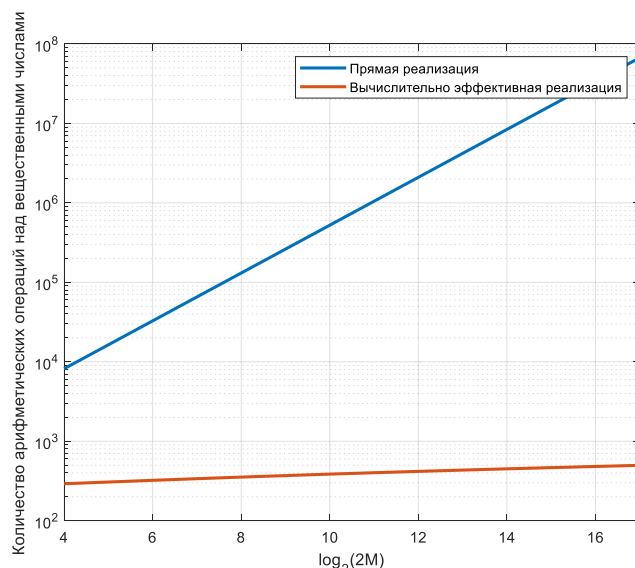


Рисунок 3 – Общее количество вещественных операций сложения и умножения в классической и вычислительно эффективной схеме банка-фильтра

**Во втором разделе** приведены результаты разработки алгоритма компенсации искажений широкополосного сигнала на базе банка цифровых фильтров.

Рассмотрим систему банка цифровых фильтров анализа-синтеза с идеальным восстановлением. Банк состоит из  $2M = 64$  модулированных комплексной экспонентой фильтров анализа и такого же числа фильтров синтеза.

Тогда искажённый сигнал на выходе  $k$ -го фильтра анализа без учета децимации имеет вид

$$\tilde{x}_k(n) = \int_{-f_\delta/2}^{f_\delta/2} H_k(e^{j2\pi fT}) X(e^{j2\pi fT}) e^{-j\pi f^2 s} e^{j2\pi f n T} df, \quad (1)$$

где  $X(e^{j2\pi fT})$  - спектр полезного сигнала,  $X(e^{j2\pi fT}) e^{-j\pi f^2 s}$  - спектр искажённого сигнала. Преобразуем выражение (1), пренебрегая спектральными компонентами сигнала за пределами полосы пропускания соответствующего фильтра анализа, т.е. изменив пределы интегрирования с  $\pm f_\delta/2$  на  $f_k \pm \Delta f/2$ , где  $f_k$  - частота  $k$ -го канала системы анализа,  $\Delta f$  - ширина полосы пропускания  $k$ -го фильтра анализа и осуществим замену переменных  $f' = f - f_k$ . Получим выражение для дискретных отсчетов сигнала на выходе  $k$ -го фильтра анализа в форме:

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_k(n) &= \int_{-f_\partial/2}^{f_\partial/2} H_k(e^{j2\pi fT}) X(e^{j2\pi fT}) e^{-j\pi f^2 s} e^{j2\pi f n T} df = \\
&= \int_{f_k - \Delta f/2}^{f_k + \Delta f/2} H_k(e^{j2\pi fT}) X(e^{j2\pi fT}) e^{-j\pi f^2 s} e^{j2\pi f n T} df = \\
&= \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} H_k(e^{j2\pi(f'+f_k)T}) X(e^{j2\pi(f'+f_k)T}) e^{-j\pi(f'+f_k)^2 s} e^{j2\pi(f'+f_k)nT} df' = \\
&= e^{j\pi f_k^2 s} e^{j2\pi f_k(nT - f_k s)} \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} H_k(e^{j2\pi(f'+f_k)T}) X(e^{j2\pi(f'+f_k)T}) e^{-j\pi f'^2 s} e^{-j2\pi f'(f_k s)} e^{j2\pi f' n T} df', \quad (2)
\end{aligned}$$

где  $e^{j\pi f_k^2 s}$  - сдвиг фазы сигнала, приобретённый вследствие искажений,  $e^{j2\pi f_k(nT - f_k s)}$  - множитель, задающий ВЧ колебание с центральной частотой фильтра анализа  $f_k$ , задержанное на  $f_k s$  секунд,  $e^{-j\pi f'^2 s}$  - множитель, задающий остаточные искажения в рамках полосы пропускания фильтра анализа, которыми можно пренебречь,  $e^{-j2\pi f'(f_k s)}$  - задержка комплексной огибающей на  $f_k s$  секунд. Сигнал  $\tilde{x}_k(n)$  можно представить как

$$\tilde{x}_k(n) \approx x_k(n - n_k) e^{j\pi f_k^2 s}, \quad (3)$$

где  $x_k(n)$  - неискажённый сигнал на выходе фильтра анализа,

$n_k = n_0 + \text{round}\left(\frac{f_k s}{T}\right)$  - задержка сигнала в  $k$ -ом канале системы анализа (см.

рисунок 4), выраженная в интервалах дискретизации  $T$ ,  $n_0$  - некоторая общая задержка, не зависящая от дисперсионных искажений,  $\text{round}(x)$  - функция округления до ближайшего целого.

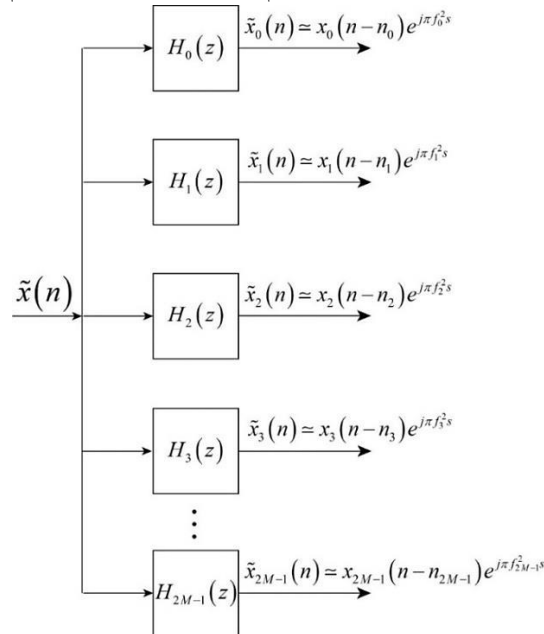


Рисунок 4 – Искажённые помехами сигналы на выходах фильтров анализа

Дисперсионные искажения сигнала представляют собой задержку сигнала в каждом канале анализа и соответствующий фазовый сдвиг (3), причём для каждого канала анализа задержка и фазовый сдвиг принимают разные значения. Поэтому для устранения дисперсионных искажений необходимо «выровнять» задержку, что приводит к внесению в систему банка анализа-синтеза дополнительной линии задержки на  $L - n_k$  отсчетов перед фильтрами синтеза и сдвигу фаз сигналов  $e^{-j\pi f_k^2 s}$  (см. рисунок 5, где  $L = \tilde{n}_k + n_k$  - выравненное (единое для всех каналов) значение задержки сигнала,  $\tilde{n}_k$  - значение, на которое нужно задержать сигнал с  $k$ -го фильтра для выравнивания задержки). Такое решение никак не меняет алгоритм расчёта фильтров банка синтеза и не зависит от их конкретного вида. Таким образом (см. рисунок 5), банк фильтров с компенсацией дисперсионных искажений отличается от банка фильтров без неё только наличием дополнительных элементов памяти.

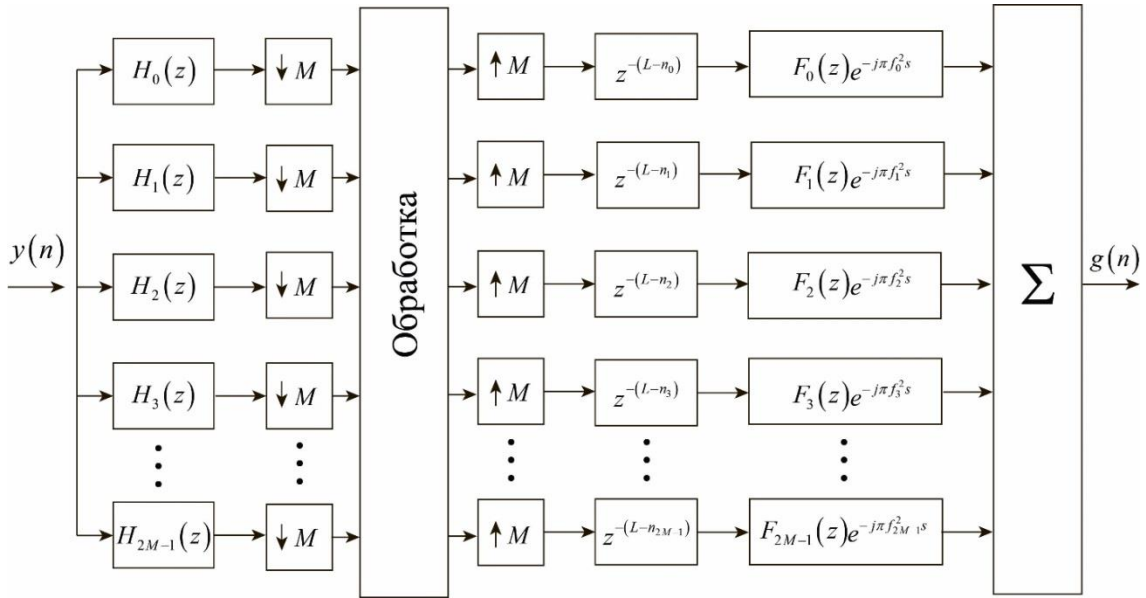


Рисунок 5 – Система банка цифровых фильтров с компенсацией дисперсионных искажений

Передаточную функцию фильтров синтеза можно представить как

$$\tilde{F}_k(z) = z^{-\tilde{n}_k} F_k(z) e^{-j\pi f_k^2 s}, \quad (4)$$

$\tilde{F}_k(z)$  - передаточная функция  $k$ -го фильтра синтеза с внесением алгоритма компенсации дисперсионных искажений.

Тогда передаточную функцию системы канал – банк фильтров анализа-синтеза с внедренным в алгоритм работы фильтров синтеза процедуры компенсации дисперсионных искажений с учётом (4) можно найти в форме:

$$T(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{M-1} U \left( e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z \right) H_k \left( e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z \right) \tilde{F}_k(z) =$$

$$= \sum_{k=0}^{2M-1} U(z) H_k(z) \tilde{F}_k(z) + \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=1}^{M-1} U\left(e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z\right) H_u\left(e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z\right) \tilde{F}_k(z). \quad (5)$$

Введём обозначения

$$T_0(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} U(z) H_k(z) \tilde{F}_k(z) \quad \text{и}$$

$$T_a(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=1}^{M-1} U\left(e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z\right) H_u\left(e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z\right) \tilde{F}_k(z),$$

тогда

$$T(z) = T_0(z) + T_a(z), \quad (6)$$

где  $T_0(z)$  - полезная составляющая, а  $T_a(z)$  - наложенные компоненты передаточной функции системы канал – банк фильтров анализа-синтеза.

Выражение для  $z$ -образа сигнала на выходе банка-фильтров с применением алгоритма компенсации будет отличаться лишь видом передаточной функции фильтров синтеза, а именно

$$G(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} Y_k(z) \tilde{F}_k(z) + \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=1}^{M-1} Y_k\left(e^{-j\frac{2\pi}{M}l} z\right) \tilde{F}_k(z). \quad (7)$$

Блок-схема алгоритма компенсации представлена на рисунке 6. Предполагается, что  $2M$  фиксировано, а фильтр-прототип задан. Расчёт задержек производится по формуле  $\tilde{n}_k = L - n_k = L - n_0 - \text{round}\left(\frac{f_k s}{T}\right)$ , расчёт фазовых сдвигов по формуле  $-\pi f_k^2 s$ .

Также разработан вычислительно эффективный алгоритм и схема устройства компенсации дисперсионных искажений. Снижение количества операций умножения сложения достигается за счет применения алгоритма, основанного на использовании БПФ Кули-Тьюки и реализации фильтров анализа и синтеза в виде полифазных структур исходного фильтра-прототипа. Такое решение приводит к необходимости компенсации задержки сигналов в отдельных подканалах, равной дробному значению интервалов дискретизации на низкой частоте дискретизации. Поэтому, в отличие от решения, представленного выше, разработанная схема компенсации включает в себя соответствующий интерполяционный фильтр, который работает на низкой частоте дискретизации.

На рисунке 7 приведена вычислительно эффективная схема компенсации дисперсионных искажений широкополосного сигнала. Основная идея данного алгоритма состоит в представлении фильтров синтеза (и анализа) в виде набора полифазных компонент  $E_k(z)$  исходного фильтра прототипа, применении алгоритма БПФ Кули-Тьюки и обработке сигнала на низкой частоте дискретизации (т.е. до ее повышения в  $M$  раз).

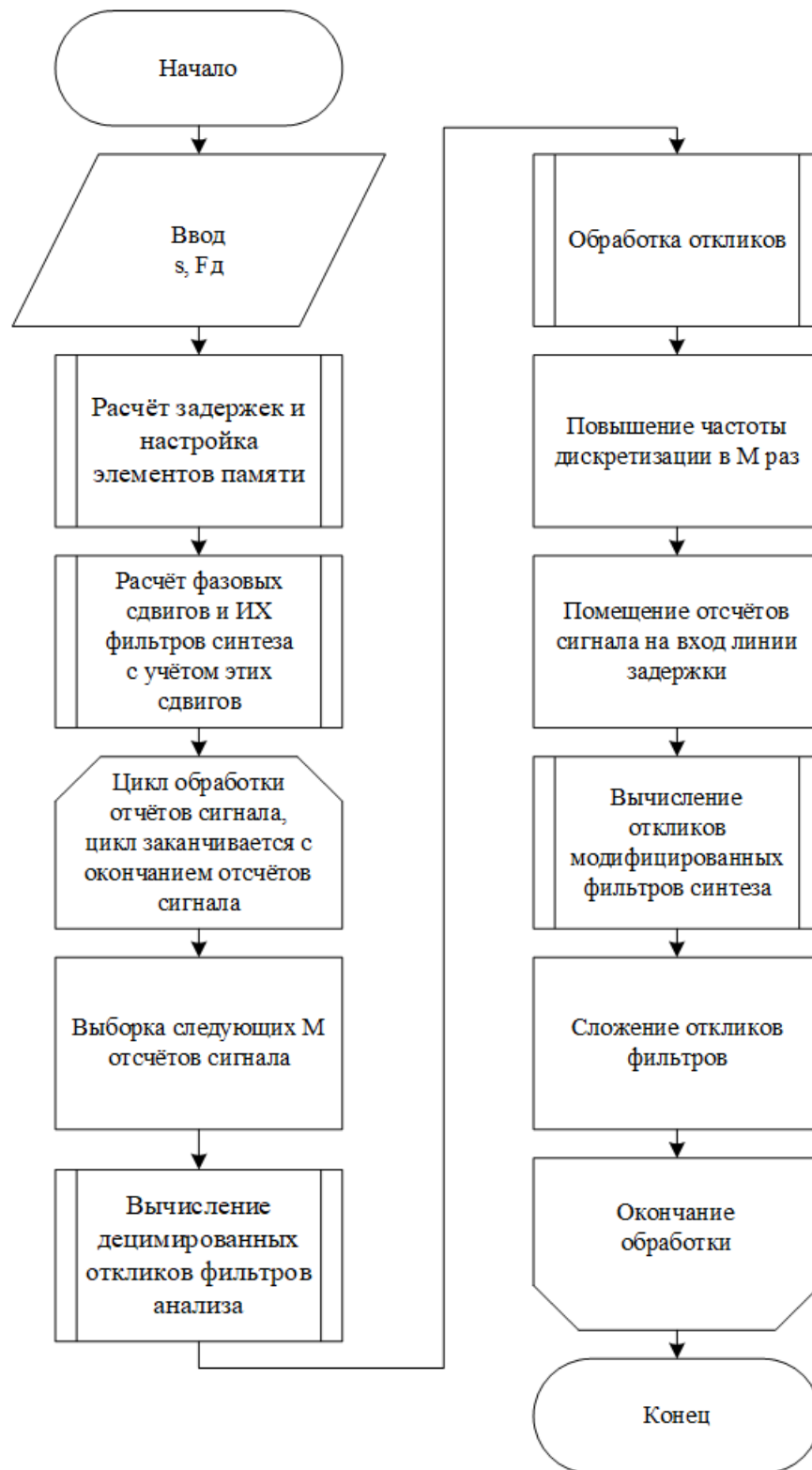


Рисунок 6 – Блок-схема алгоритма компенсации

Алгоритм и устройство компенсации частотной дисперсии, внедрённое в систему синтеза, претерпели изменения. В предлагаемом решении компенсация групповой задержки осуществляется на низкой частоте дискретизации. При этом уже нельзя ограничиться внедрением компенсационных линий задержек, т.к. погрешность компенсации задержки будет в  $M$  раз больше (т.к. интервал дискретизации в  $M$  раз больше). В таком

случае возникает необходимость во внедрении интерполяционных фильтров, компенсирующих дробную задержку. Поэтому в схему компенсации внедрена система КИХ-фильтров  $K_k(z)$ ,  $k = 0 \dots 2M - 1$ , устраняющих дробную задержку, посредством переоцифровки сигнала с помощью интерполяционного полинома Лагранжа 19 порядка, и линия задержки  $z^{-\tilde{n}_k}$ , устраняющая целую часть задержки,  $\tilde{n}_k = \text{round}(f_k s F_0 M)$ ,  $\text{round}(x)$  - функция, осуществляющее выделение целой части дробного числа  $x$ . Предварительная интерполяция в  $M_0$  раз осуществляется с целью уменьшения искажений сигнала, вызванных неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ интерполяционного КИХ-фильтра. Повышая предварительно частоту дискретизации в  $M_0$  раз, основной диапазон частот, в котором находится сигнал, расширяется. Это позволяет, обрабатывая одну копию сигнала в частотной области, уменьшить амплитудно-фазовые искажения, вносящие интерполяционным КИХ-фильтром при компенсации групповой задержки. Значение  $M_0$  выбирается небольшим: 1 (без интерполяции), 2 или 4. Длина интерполяционного КИХ фильтра при этом равна  $N_{\text{inter}} = N_{\text{poly}} M_0 - 1$ .

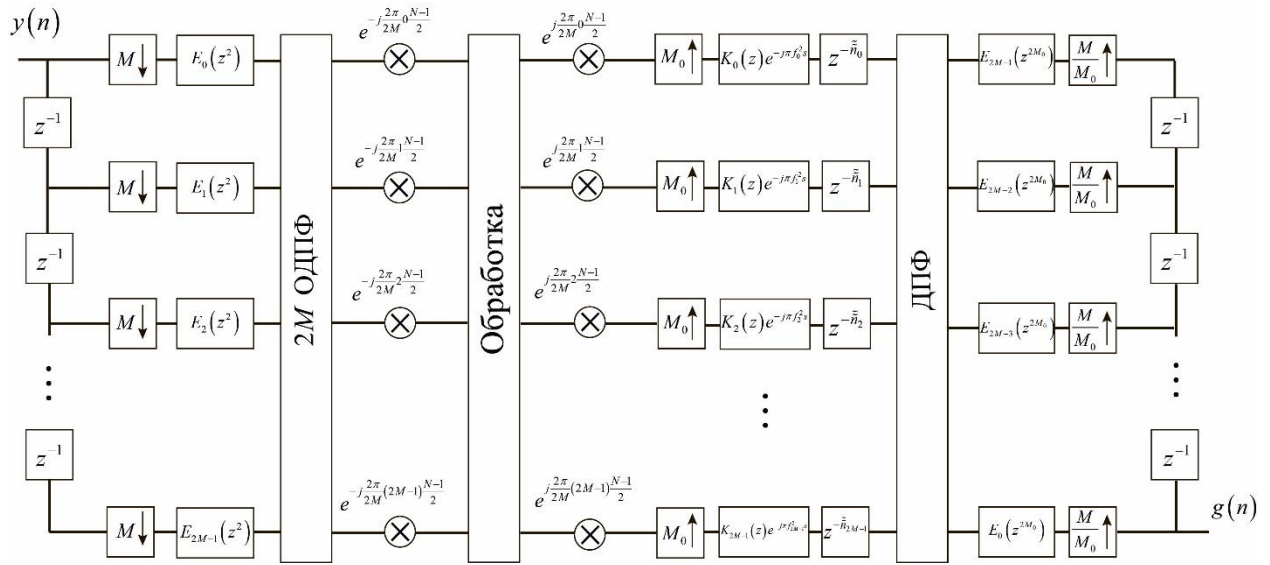


Рисунок 7 – Вычислительно эффективная схема банка фильтров с компенсацией частотной дисперсии

Передаточная функция канал-банк фильтров, отражающая математическую модель компенсации дисперсионных искажений в банке фильтров, имеет вид

$$T(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{M-1} U \left( e^{-j\frac{2\pi}{M} l} z \right) H_k \left( z e^{-j\frac{2\pi}{M} l} \right) K_k \left( z^{\frac{M}{M_0}} \right) e^{-j\pi f_k^2 s} z^{-\tilde{n}_k} F_k(z), \quad (8)$$

где  $H_k(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} z^{-q} E_q(z^{2M}) e^{j\frac{2\pi}{2M} kq}$  и  $F_k(z) = \sum_{u=0}^{2M-1} z^{-(2M-1-u)} E_{2M-1-u}(z^{2M}) e^{-j\frac{2\pi}{2M} ku}$  -

вычислительно эффективное представление передаточных функций

фильтров анализа и фильтров синтеза,  $E_q(z^{2M})$  и  $E_{2M-1-u}(z^{2M})$  - полифазные компоненты фильтров анализа и синтеза. Суммирование по  $q$  осуществляет вычисление  $k$ -го коэффициента обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с длиной блока  $2M$  (без учета нормирующего множителя), где  $k$  – индекс фильтра, а суммирование по  $u$  осуществляет вычисление  $k$ -го коэффициента прямого ДПФ с длиной блока  $2M$ .

Блок-схема вычислительно эффективного алгоритма компенсации дисперсионных искажений приведена на рисунке 8. Предполагается, что  $2M$  фиксировано, а фильтр-прототип задан. КИХ-фильтры интерполяторы также рассчитаны предварительно. Импульсная характеристика интерполяционного КИХ-фильтра вычисляется как значения полинома Лагранжа 19 степени в соответствующие моменты времени, при условии, что входным воздействием, на основе которого вычисляются коэффициенты полинома, был цифровой единичный импульс. Моменты времени соответствуют значению дробной задержки, которую необходимо скомпенсировать. Расчёт целой части задержки производится по формуле  $\tilde{n}_k = \text{round}(f_k s F_o M)$ , фазовых сдвигов по формуле  $\pi f_k^2 s$ .

На рисунке 9 представлены зависимости общего количества вычислительных операций над вещественными числами от количества фильтров в банке соответственно для  $M_0 = 2$ . Из полученных результатов видно, что количество операций умножения и сложения в вычислительно эффективной схеме синтеза с компенсацией дисперсионных искажений минимум на 2 раза меньше, чем в классической схеме синтеза с компенсацией.

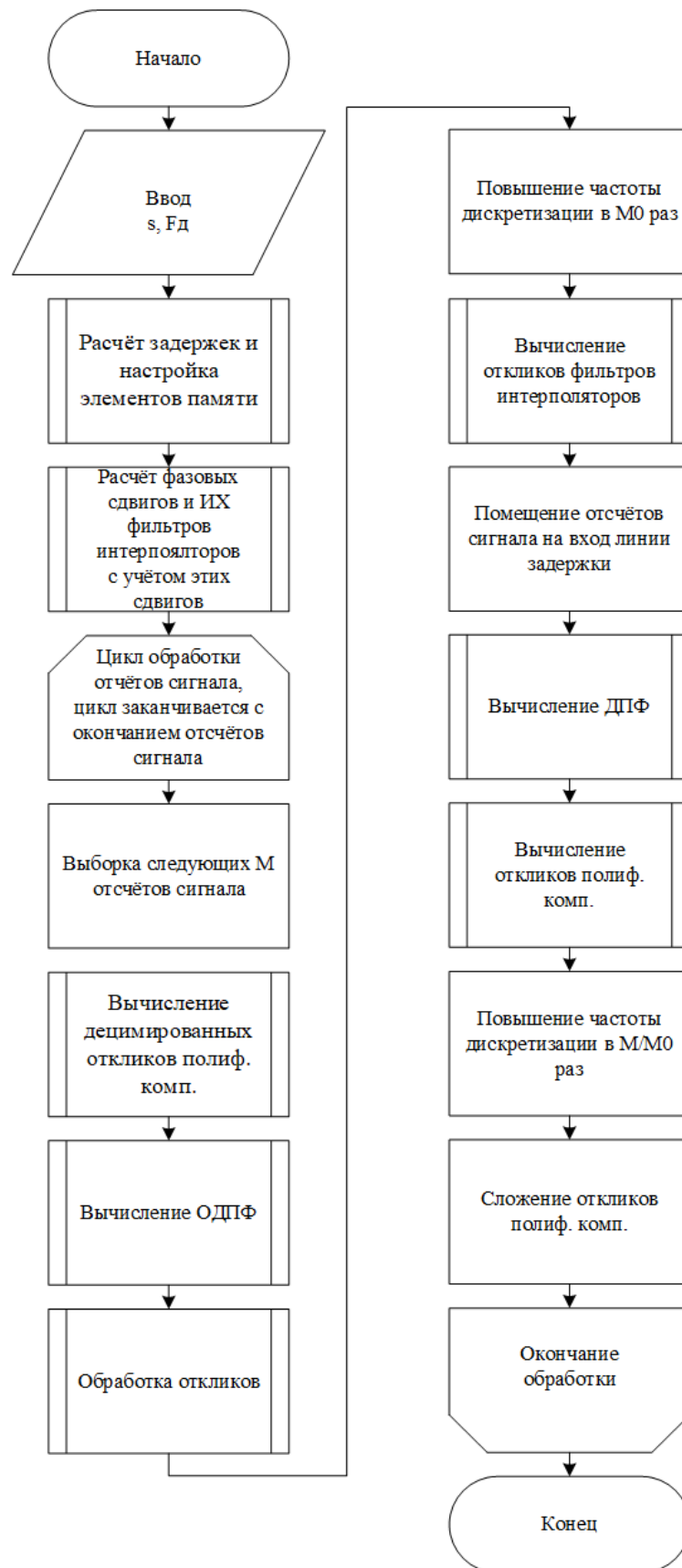


Рисунок 8 – Блок-схема вычислительно эффективного алгоритма компенсации искажений сигнала



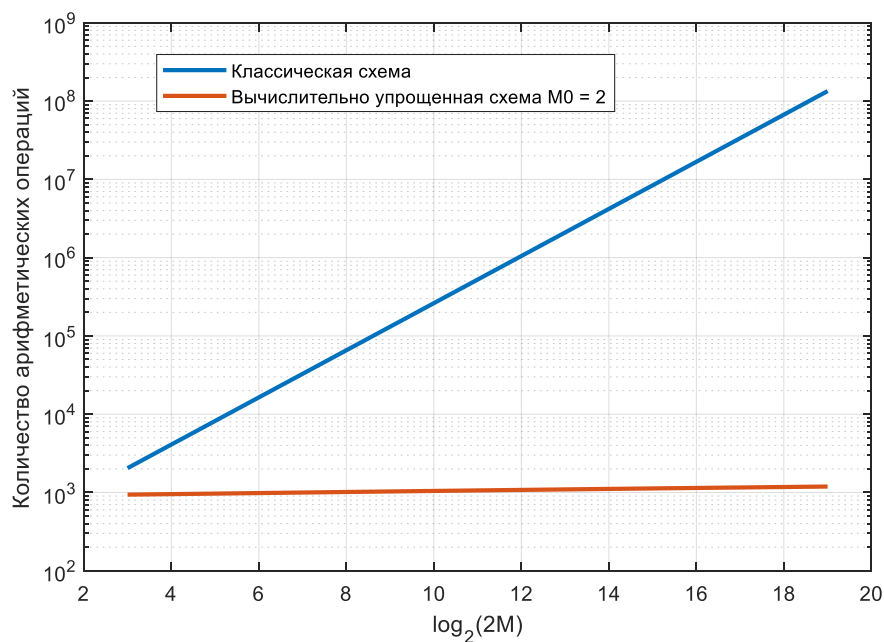


Рисунок 9 – Сравнение общего количества вещественных операций сложения и умножения в классической схеме банка фильтров и вычислительно эффективной схеме с внедрённой компенсацией частотной дисперсии

**В разделе 3** приведены результаты разработки устройства приема широкополосных радиосигналов в условиях импульсных преднамеренных и непреднамеренных помех на основе гибридных банков фильтров

Гибридный банк фильтров это эффективный способ увеличения скорости оцифровки. В гибридном банке фильтров используются аналоговые полосовые фильтры  $H_i$ , называемые банком анализа, и цифровые фильтры  $F_i$ , называемые банком синтеза. Структурная схема представлена на рисунке 10.

Аналоговые фильтры делят входной сигнал на поддиапазоны. Каждый аналого-цифровой преобразователь (АЦП) оцифровывает отдельный поддиапазон с пониженной в  $M$  раз частотой дискретизации. После фильтров анализа следуют устройства, которые передискретизируют последовательность от каждого АЦП в  $M$  раз, сигнал с которых поступает на цифровые фильтры синтеза.

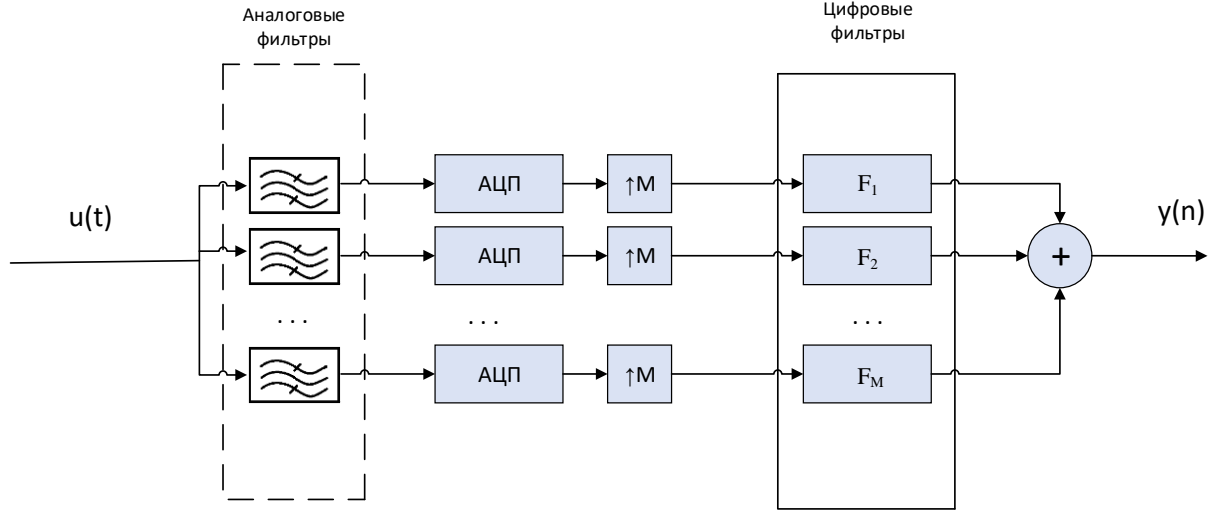


Рисунок 10 – Структурная схема гибридного банка фильтров

Для минимизации ошибки искажения и ошибки наложения используется метод калибровки, который компенсирует ошибку несоответствия каналов банков фильтров.

Выходной сигнал  $M$ -канального гибридного банка фильтров на рисунке 10 может быть представлен в следующем виде:

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \sum_{p=0}^{M-1} X \left( j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) T_p(e^{j\omega}), \quad (9)$$

где сниженная в  $M$  раз частота дискретизации АЦП. Передаточная функция будет выражаться следующим образом:

$$T_p(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \sum_{p=0}^{M-1} H_m \left( j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) F_m(e^{j\omega}), \quad (10)$$

где  $m$  – порядковый номер субканала,  $H_m$  – передаточная функция аналогового фильтра  $m$ -го канала,  $F_m$  – передаточная функция цифрового фильтра  $m$ -го канала. Для идеального восстановления необходимо выполнение следующего условия:

$$\begin{cases} \frac{1}{MT_s} \sum_{p=0}^{M-1} H_m \left( j \frac{\omega}{T_s} \right) F_m(e^{j\omega}) = c e^{-j\omega d} \\ \frac{1}{MT_s} \sum_{p=0}^{M-1} H_m \left( j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) F_m(e^{j\omega}) = 0 \end{cases}, \quad (11)$$

где  $c$  – ненулевая константа,  $d$  – системная задержка. В соответствии с принципом работы двухканального гибридного банка фильтров можно представить структурную схему  $M$ -канального гибридного банка фильтров на основе парных фильтров в виде, представленном на рисунке 11 где  $M = 2^N$ .

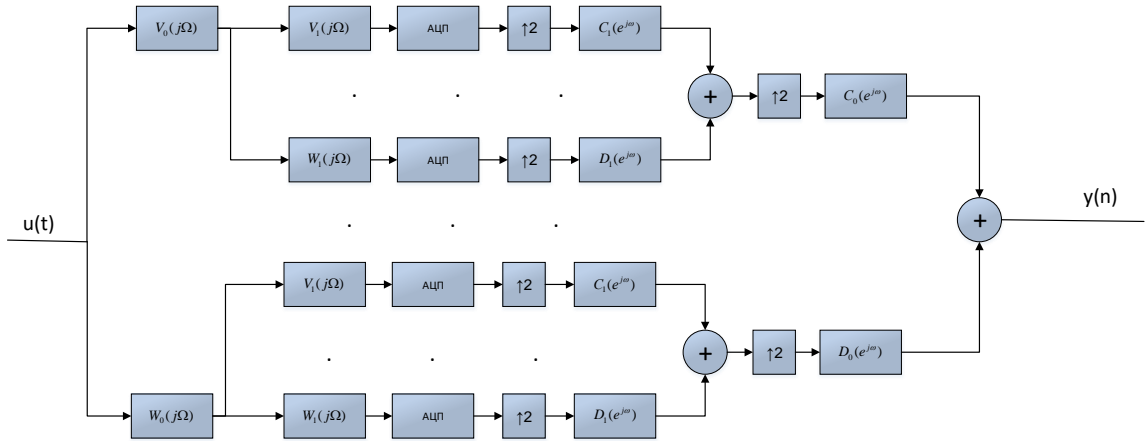


Рисунок 11 – Структура гибридного банка фильтров на основе комплиментарных пар

Для парной структуры гибридного банка фильтров при  $M=4$  справедливы следующие выражения:

$$W_k(j\Omega) = 1 - V_k(j\Omega),$$

$$\begin{cases} H_0(j\Omega) = V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) \\ H_1(j\Omega) = V_0(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) \\ H_2(j\Omega) = V_1(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) \\ H_3(j\Omega) = 1 - V_0(j\Omega) - V_1(j\Omega) + V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) \end{cases}.$$

Передаточная функция системы может быть описана следующим выражением:

$$T_p(e^{j\omega}) = V_0(j\omega_p)V_1(j\omega_p)[F_0(e^{j\omega}) - F_1(e^{j\omega}) - F_2(e^{j\omega}) + F_3(e^{j\omega})] + V_0(j\omega_p)[F_1(e^{j\omega}) - F_3(e^{j\omega})] + F_3(e^{j\omega}) + V_1(j\omega_p)[F_2(e^{j\omega}) - F_3(e^{j\omega})],$$

где  $\omega_s = \frac{\omega}{T_s}$ . Таким образом, структурная схема на основе парных фильтров

может быть упрощена до вида, представленного на рисунке 12.

Как видно из рисунка, такая схема требует только три аналоговых фильтра, следовательно, будет уменьшено количество ошибок, вызванных неидентичностью между аналоговыми фильтрами анализа.

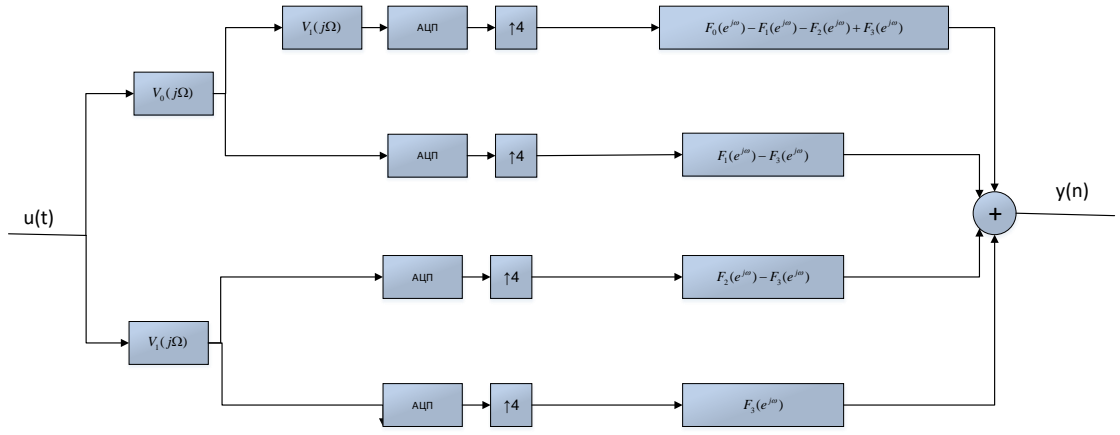


Рисунок 12 - Структурная схема четырехканального гибридного банка фильтров

Аналоговые фильтры, входящие в состав банка анализа, имеют неидеальную передаточную характеристику, а также существенное перекрытие, в связи с чем возникает необходимость калибровки. Для компенсации девиации характеристик модифицируем структурную схему, представленную на рисунке 12 следующим образом (см. рисунок 13).

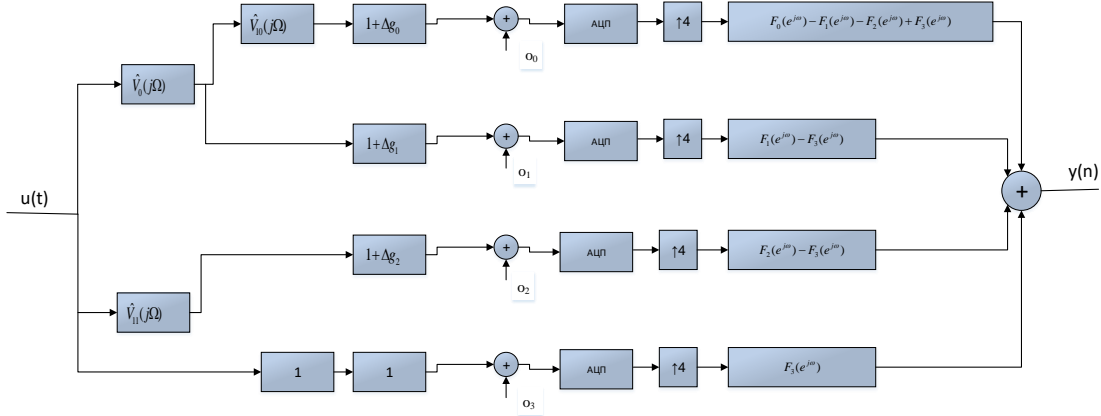


Рисунок 13 – Структурная схема компенсации ошибок

Для парной структуры гибридного банка фильтров при  $M=8$  справедливы следующие выражения:

$$W_k(j\Omega) = 1 - V_k(j\Omega),$$

$$\begin{cases} H_0(j\Omega) = V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_1(j\Omega) = V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_2(j\Omega) = V_0(j\Omega)V_2(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_3(j\Omega) = V_0(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_2(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) + V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_4(j\Omega) = V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_5(j\Omega) = V_1(j\Omega) - V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) + V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_6(j\Omega) = V_2(j\Omega) - V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) + V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_2(j\Omega) \\ H_7(j\Omega) = 1 - V_1(j\Omega) - V_0(j\Omega) + V_0(j\Omega)V_1(j\Omega) - V_2(j\Omega) + V_1(j\Omega)V_2(j\Omega) + V_0(j\Omega)V_2(j\Omega) - V_0(j\Omega)V_1(j\Omega)V_2(j\Omega). \end{cases}$$

Передаточная функция такой системы будет описана следующим выражением:

$$\begin{aligned}
 T_p(e^{j\omega}) = & V_0(j\omega_p)V_1(j\omega_p)V_2(j\omega_p)[F_0(e^{j\omega}) - F_1(e^{j\omega}) - F_2(e^{j\omega}) + F_3(e^{j\omega}) - F_4(e^{j\omega}) + F_5(e^{j\omega}) + F_6(e^{j\omega}) - F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + V_0(j\omega_p)V_1(j\omega_p)[F_1(e^{j\omega}) - F_3(e^{j\omega}) - F_5(e^{j\omega}) + F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + V_0(j\omega_p)V_2(j\omega_p)[F_2(e^{j\omega}) - F_3(e^{j\omega}) - F_6(e^{j\omega}) + F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + V_0(j\omega_p)[F_3(e^{j\omega}) + F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + V_1(j\omega_p)V_2(j\omega_p)[F_4(e^{j\omega}) - F_5(e^{j\omega}) - F_6(e^{j\omega}) + F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + V_1(j\omega_p)[F_5(e^{j\omega}) - F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + V_2(j\omega_p)[F_6(e^{j\omega}) - F_7(e^{j\omega})] + \\
 & + F_7(e^{j\omega}),
 \end{aligned}$$

где  $\omega_s = \frac{\omega}{T_s} - \frac{2\pi p}{MT_s}$ . Таким образом, структурная схема восьмиканального банка на основе парных фильтров может быть упрощена до вида, представленного на рисунке 14.

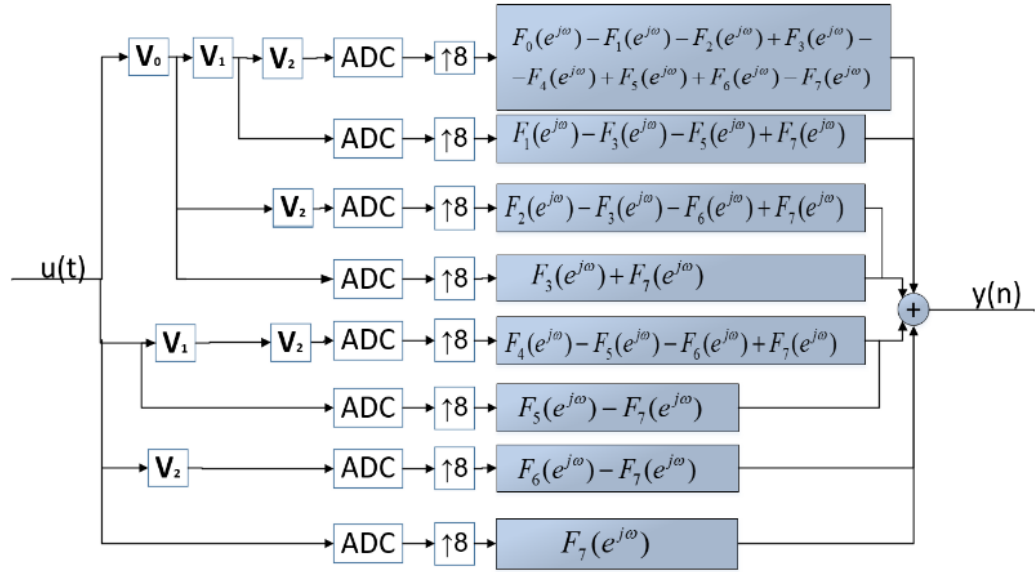


Рисунок 14 - Структурная схема восьмиканального гибридного банка фильтров

Как видно, такая схема требует меньшего количества аналоговых фильтров, чем в классической схеме, следовательно, будет уменьшено количество ошибок, вызванных неидентичностью между аналоговыми фильтрами анализа.

Как упоминалось выше аналоговые фильтры, входящие в состав банка анализа, имеют неидеальную передаточную характеристику, а также существенное перекрытие, в связи с чем возникает необходимость калибровки. Для компенсации девиации характеристик модифицируем структурную схему (см. рисунок 15).

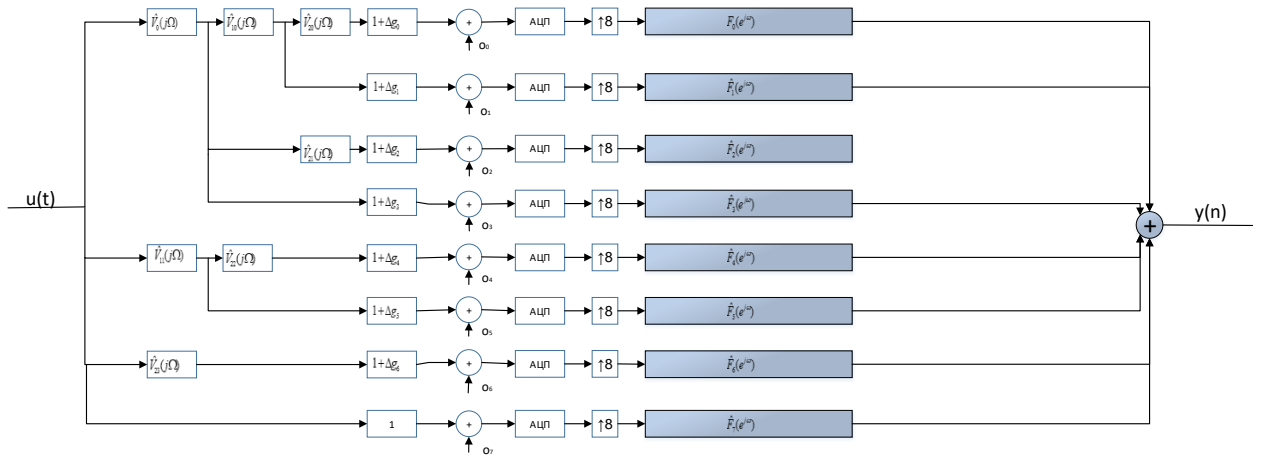


Рисунок 15 – Структурная схема компенсации ошибок

Для проверки алгоритма компенсации искажений был смоделирован восьмиканальный гибридный банк фильтров. В передаточные характеристики аналоговых фильтров были внесены произвольные ошибки. Ошибку искажения будем определять как:

$$D = |T_0(e^{j\omega})|,$$

а ошибку наложения как:

$$A = \sum_{k=1}^7 |T_k(e^{j\omega})|.$$

Графики ошибок искажения и ошибок наложения до и после применения алгоритма калибровки представлены на рисунке 16 и 17 соответственно.

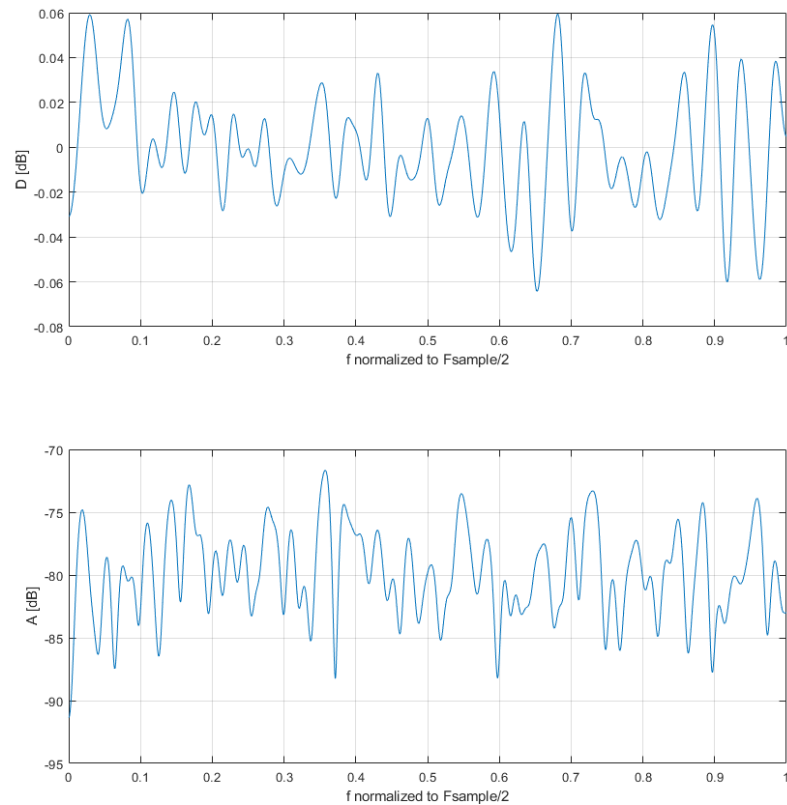


Рисунок 16 – Ошибка искажения (верхний график) и ошибка наложения системы до применения алгоритма калибровки

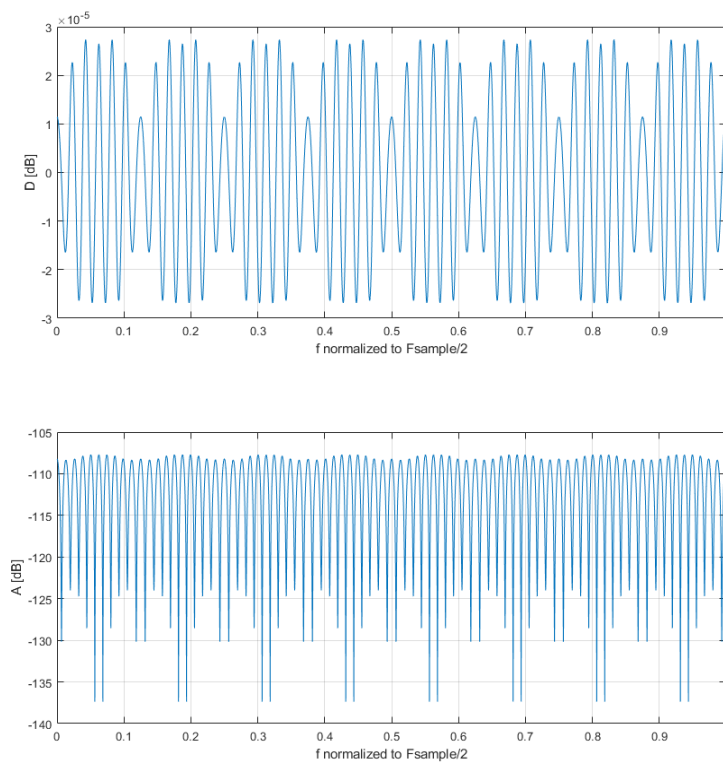


Рисунок 17 – Ошибка искажения (верхний график) и ошибка наложения системы после применения алгоритма калибровки

Как видно из графиков, калибровка позволяет существенно снизить ошибки наложения и ошибки искажения.

### **Заключение**

В диссертационном исследовании получены следующие основные результаты:

1. Рассмотрены методы проектирования цифровых банков фильтров, в том числе методы проектирования фильтров прототипов. В результате анализа и сравнения методов проектирования выбран фильтр прототип, синтезированный итеративным методом, так как он обеспечивает высокий уровень подавления в полосе задержания.

2. В качестве метода проектирования цифрового банка фильтров выбран банк фильтров DFT, обладающий следующими особенностями:

- возможностью реализовывать фильтры анализа и синтеза с линейной ФЧХ посредством соответствующей комплексной модуляции низкочастотного фильтра прототипа;

- возможностью построения вычислительно эффективных схем банков фильтров.

Показано, что применение вычислительно эффективной схемы банка фильтров DFT снижает количество вычислительных операций минимум в 7 раз.

3. Разработан алгоритм компенсации искажений широкополосного сигнала на основе банка фильтров. Также предложен алгоритм компенсации искажений на основе вычислительно эффективной схемы равномерного банка фильтров, обеспечивающий снижение вычислительных затрат в 2-3 раза по сравнению с классическими алгоритмами.

4. Разработана процедура построения и структура широкополосного радиоприемного устройства на основе 8-канального гибридного банка фильтров с парной структурой и методика его калибровки. В существующих публикациях такая структура ранее описана не была. Наиболее близким аналогом предлагаемого технического решения является 4-х канальный гибридный банк фильтров с парной структурой. Увеличение количества каналов позволяет увеличить ширину обрабатываемой полосы частот при равных скоростях АЦП и наоборот, расширить динамический диапазон приемника при той же полосе частот.

5. Разработан алгоритм калибровки гибридного банка фильтров, обеспечивающий требуемую точность восстановления сигнала. Результаты моделирования показывают, что ошибка искажения уменьшается на 4 порядка, а ошибка наложения – в 1,5 раза.



**СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**  
**Публикации в изданиях из перечня ВАК**  
**и индексируемые в МБД Scopus**

1. **Magsumov, V.** Computationally efficient structure and calibration procedure for an 8-channel hybrid filter bank / Magsumov V., Chirov D., Priputin V. // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2021. Т. 16. № 16. С. 1662-1667.
2. **Magsumov, V.R.** Development and research of a HF range hybrid filter bank based on ARM processor / **Magsumov V.R.**, Priputin V.S., Chirov D.S. // В сборнике: 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2020. 2020. С. 9166064.
3. **Magsumov, V.R.** Analysis of digital filter prototype design methods for high-speed signal processing based on polyphase filter bank / Priputin V.S., **Magsumov V.R.**, Lobova E.O. // В сборнике: 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. 2019. С. 8706751.
4. **Magsumov, V.** Applying of the optimal combining algorithm in a high-frequency communication system / **Magsumov V.**, Priputin V. // В сборнике: 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2017. 2017. С. 7997538.

**Свидетельства о регистрации программ для ЭВМ**

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018618606 Российская Федерация. Набор подпрограмм удаленного управления и приема, обработки и визуализации данных для 8-ми канального модуля цифровой обработки сигналов / Аджемов С.С., **Магсумов В.Р.**, Припутин В.С., Рябцев В.В.; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2018618606; заявл. 23.05.2018; опубл. 16.07.2018. – 1 с.
2. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614146 Российская Федерация. Программа многоканального приема и демодуляции широкополосных сигналов по сети ETHERNET / Кандауров Н.А., Косилов И.С., Лобова Е.О., **Магсумов В.Р.**, Припутин В.С.; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2018614146; заявл. 09.02.2018; опубл. 02.04.2018. – 1 с.
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614145 Российская Федерация. Программа управления приёмником прямого усиления, приёма и демодуляции широкополосных сигналов / Кандауров Н.А., Косилов И.С., Лобова Е.О., **Магсумов В.Р.**, Припутин В.С.; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2018614145; заявл. 09.02.2018; опубл. 02.04.2018. – 1 с.
4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614039 Российская Федерация. Программа отображения сонограммы радиотехнических сигналов в потоковом режиме / Кучумов А.А., Либеровский Н.Ю., **Магсумов В.Р.**, Милов С.Л., Припутин В.С.; заявитель и

правообладатель МТУСИ. – № 2018614039; заявл. 09.02.2018; опубл. 27.03.2018. – 1 с.

5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020616204 Российская Федерация. Программа отображения сонограммы радиотехнических сигналов в потоковом режиме / Кандаурова Е.О., Припутин В.С., Либеровский Н.Ю., **Магсумов В.Р.**; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2020616204; заявл. от 20.05.2020; опубл. 11.06.2020. – 1 с.

6. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019617094 Российская Федерация. Программа отображения сонограммы радиотехнических сигналов в потоковом режиме / Кандаурова Е.О., Липаткин В.И., **Магсумов В.Р.**, Чиров Д.С.; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2019617094; заявл. от 22.05.2019.; опубл. 03.06.2019. – 1 с.