

На правах рукописи



Ерохин Алексей Александрович

МЕТОДЫ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММОФОРМИРОВАНИЯ ДЛЯ  
ШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

*Специальность 2.2.14 – «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»*

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Красноярск 2021

Работа выполнена в Федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Сибирский федеральный университет».

**Научный руководитель:** **Саломатов Юрий Петрович,**

кандидат технических наук, профессор, ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск

**Официальные оппоненты:** **Алёшкин Андрей Петрович,**

доктор технических наук, профессор ФГБВОУ ВО «Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского», г. Санкт-Петербург

**Буянов Юрий Иннокентьевич,**

кандидат физико-математических наук, доцент ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Томский государственный университет», г. Томск

**Ведущая организация:**

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Вектор», г. Санкт-Петербург

Защита диссертации состоится «05» октября 2021 г. в 11 часов 00 минут на заседании диссертационного совета 24.2.415.01, созданного на базе ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» по адресу: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ауд. 201.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники <https://postgraduate.tusur.ru/urls/vvw9efvv>

Автореферат разослан «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2021 г.

Ученый секретарь

диссертационного совета 24.2.415.01,

доктор физико-математических наук, профессор



А. Е. Мандель

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность работы.** В настоящее время в качестве антенных систем всё чаще применяют фазированные антенные решетки (АР), как аналоговые, так и цифровые, вследствие их больших функциональных возможностей относительно «традиционных» антенных систем, в частности апертурных.

Методы цифровой обработки сигналов также получают все более широкое распространение в различных областях применения радиоэлектронных систем. На текущем этапе развития цифровой техники современные сигнальные процессоры позволяют решать различные задачи цифровой обработки сигналов с достаточно высокой производительностью необходимой для формирования (преобразования) и обработки сигналов в реальном масштабе времени.

Использование цифровой обработки сигналов в АР позволяет реализовать цифровое формирование диаграмм направленности (ДН) различных форм, осуществлять их пространственное сканирование, вследствие чего стало возможным создание цифровых фазированных АР (ЦФАР), получающих в настоящее время все более широкое применение в телекоммуникационных, навигационных и радиолокационных системах, а также в системах радиомониторинга, как в режиме передачи, так и в режиме приема.

В связи с постоянным увеличением объема информации и необходимой скорости ее передачи, с течением времени постоянно увеличивается ширина полосы частот используемых сигналов, которые необходимо обрабатывать в составных частях радиоэлектронных систем, в частности и в антенных системах.

Одной из областей исследований при обработке сигналов в ЦФАР является выделение полезных сигналов, которые могут приходиться с известных или неизвестных направлений, на фоне преднамеренных или непреднамеренных шумов и помех. Эта область исследований приводит к необходимости создания цифрового диаграммоформирования (ЦДФ), которое позволяет эффективнее решать данную задачу. В зависимости от ширины полосы частот обрабатываемых сигналов ЦДФ может быть разделено на задачи узкополосного и широкополосного ЦДФ, методы решения которых существенно различаются.

В широкополосном ЦДФ можно выделить класс ЦФАР с частотно-независимыми ДН в некоторой широкой полосе частот. Частотно-независимой считают ДН, форма которой не изменяется в широкой полосе частот (с коэффициентом перекрытия диапазона частот более двух). Форма главного лепестка ДН, а также уровень боковых лепестков такой ЦФАР постоянны в широкой полосе частот.

В апертуре ЦФАР необходимо формирование частотно-зависимого амплитудно-фазового распределения для сохранения формы ДН ЦФАР в широкой полосе частот. В цифровом виде такое распределение можно сформировать с помощью линий с временной или пространственной задержками. Существующие способы расчета коэффициентов линий с задержкой основаны на применении численных методов.

В качестве линий с временной задержкой используются фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр). Для реализации линий с пространственной задержкой используется система разнесенных в пространстве антенных элементов ЦФАР.

При работе в сверхширокой полосе частот необходимы цепи, обеспечивающие очень высокие скорости передачи и обработки данных, для реализации алгоритмов частотно-независимого ЦДФ. Поэтому, применение существующих методов является вычислительно сложной задачей, особенно при большом количестве антенных элементов в ЦФАР и элементов линий с временной или пространственной задержкой.

Таким образом, исследование путей решения задач широкополосного диаграммоформирования при помощи ЦФАР в настоящее время является актуальным.

**Степень разработанности темы диссертации.** В настоящее время ЦФАР посвящено достаточно большое количество публикаций. Большой интерес к цифровым антеннам вызван тем, что ДН таких АР достаточно легко управлять. Благодаря этому возникло множество способов формирования и изменения ДН ЦФАР. К способам изменения ДН можно отнести также и адаптацию в АР. В отечественной и зарубежной литературе вопросами адаптации в АР занимались и занимаются такие авторы, как Monzingo R.A., Miller T.W., Ратынский М.В., Щесняк С.С., Джиган В.И., Пистолькорс А.А., Applebaum S.P., Frost O.L., Немов А.В.

Существенный вклад в исследование вопросов формирования ДН ЦФАР внесли следующие авторы Van Trees H.L., Van Veen B.D., Воскресенский Д.И., Григорьев Л.Н., Venesty J.

Исследования частотно-независимых АР начались с независимых исследований американских ученых Nixson E.L., Au K.T. и Smith R. в акустическом диапазоне. Позже, Lee T.-S. предложил использование метода наименьших квадратов для оценки положения широкополосных сигналов. Применение методов минимизации функций дало толчок к развитию методов формирования частотно-независимой ДН. Yan S. предложил использование выпуклого программирования для формирования ДН. Помимо методов минимизации группа японских ученых под руководством Nishikawa K. предложила использование двумерных КИХ-фильтров, синтез которых осуществляется за счет применения преобразования Фурье к маске требуемой ДН. Sekiguchi T. и Karasawa Y. использовали данный подход для синтеза «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР. Ghavami M. применил подход, предложенный Nishikawa K., к плоским АР. Затем, Liu W. обобщил данный подход на случай многомерных АР. Дальнейшие исследования этого метода представлены в работах разных авторов.

**Цель работы** – разработка методов частотно-независимого ЦДФ с низкой вычислительной сложностью, обеспечивающих возможность сканирования максимума ДН.

**Задачи** диссертационного исследования:

1. Выполнить анализ методов ЦДФ для узкополосного и широкополосного вариантов ЦФАР;

2. Разработать методы частотно-независимого цифрового формирования ДН, имеющие небольшую вычислительную сложность;

3. Разработать методику синтеза ДН ЦФАР с «нулями» в заданных направлениях для узкополосного и широкополосного вариантов ЦФАР;

4. Разработать математические модели ЦФАР, позволяющие реализовать методы частотно-независимого ЦДФ и осуществлять синтез ДН с «нулями» в заданных направлениях;

5. Исследовать характеристики ЦФАР, в которых используются разработанные методы частотно-независимого ЦДФ.

**Методология и методы исследования.** Для решения задач диссертационной работы при исследовании характеристик ЦФАР применялись методы минимизации многомерных функций, линейная алгебра, комплексный анализ, статистическая теория антенн. Проведение численных и натурных экспериментов.

**Научная новизна.**

1. Реализован с новым качеством относительно ранее известных метод частотно-независимого ЦДФ на основе временных задержек, при этом получены аналитические выражения для расчёта весовых коэффициентов КИХ-фильтров, обеспечивающие выполнение синтеза их коэффициентов без использования вычислительно-сложных процедур.

2. Усовершенствован относительно ранее известного метод частотно-независимого ЦДФ на основе линий с пространственной задержкой, при этом получены аналитические выражения для расчета параметров логопериодических антенных решеток, выражения для выбора размеров АР, а также для коррекции фазового распределения в раскрыве такой АР.

3. Метод синтеза «нулей» в ДН узкополосной ЦФАР усовершенствован путем его расширения на случай частотно-независимой ЦФАР с использованием временных задержек. Предложены два способа реализации такого метода.

**Теоретическая и практическая значимости результатов.**

1. Показано, что фазовый центр (ФЦ) ДН ЦФАР с «нулями», в заданных направлениях, а также в случае адаптации с линейными ограничениями, сохраняет свое положение в заданном частотном диапазоне;

2. Статистическая теория антенн применена к ЦФАР для оценки средних характеристик ДН.

3. Разработаны методы формирования частотно-независимой ДН ЦФАР с помощью временных и пространственных задержек, не требующие больших вычислительных затрат;

4. Разработаны программы для ЭВМ, предназначенные для:

– синтеза ДН частотно-независимых ЦФАР, содержащих КИХ-фильтры;

– расчета коэффициентов КИХ-фильтров, по известному и предложенным методам, обеспечивающих реализацию необходимых частотных характеристик для получения глубоких провалов («нулей») в ДН ЦФАР;

– синтеза ДН дуговой частотно-независимой ЦФАР, составленной из логопериодических антенных решеток.

### **Положения, выносимые на защиту.**

1. Синтез коэффициентов КИХ-фильтров для сканирования частотно-независимой ДН может быть выполнен по предложенному методу, основанному на применении временных задержек, причем полученная ДН сохраняет частотно-независимые свойства в нормированной полосе частот  $\omega/\omega_{\max} \in [0,3; 1]$  при количестве элементов в ЦФАР  $N = 16$ .

2. Частотно-независимое ЦДФ с использованием пространственных задержек реализуется при помощи следующей методики: расчет геометрических размеров логопериодических антенных решеток; выбор размеров дуговой ЦФАР, составленной из логопериодических антенных решеток; расчет корректирующих фаз.

3. Количество операций сложения и умножения, необходимых для выполнения прямого метода синтеза «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР, на порядок меньше количества операций необходимых для выполнения синтеза существующим методом в пространстве лучей при количестве элементов в ЦФАР  $N \geq 10$  и количестве коэффициентов КИХ-фильтров  $M \geq 10$ .

**Достоверность результатов,** подтверждается корректным применением численных и аналитических методов, применением апробированных САПР при расчетах характеристик ЦФАР, соответствием полученных при исследовании результатов с результатами, опубликованными в литературе, результатами компьютерного моделирования, экспериментальных исследований. Результаты работы являются воспроизводимыми, наблюдается совпадение результатов моделирования и экспериментальных исследований.

### **Апробация результатов работы.**

Полученные результаты работы докладывались на конференциях:

- Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики», Томский государственный университет, г. Томск, 2013, 2015 г.
- Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, 2014 г.
- Всероссийская научно-техническая конференция «Системы Связи и Радионавигации», АО «Научно–производственное предприятие «Радиосвязь», г. Красноярск, 2015, 2016 г.
- International IEEE Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 2015, 2016, 2019 г.
- Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), п. Дивноморское, 2019 г.

### **Внедрение результатов работы.**

Результаты работы внедрены в научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы СПбГЭТУ (ЛЭТИ), АО «ИСС», СФУ: «Разработка ЦФАР диапазона 8,0-18,0 ГГц», «Разработка технического проекта и макета беззапросной измерительной системы помехоустойчивой (БИС-ПН)», «Методы цифрового диаграммоформирования для частотно-инвариантных систем пространственно-временной обработки сигналов».

### **Публикации.**

Материалы диссертационного исследования опубликованы в 13 научных работах, из них 8 в журналах из перечня ВАК, 4 в сборниках публикаций, индексируемых в наукометрической базе Scopus, получены 3 свидетельства о регистрации программ для ЭВМ.

### **Личный вклад автора:**

- разработка метода частотно-независимого ЦДФ с применением временных задержек, не требующего больших вычислительных затрат;
- метод синтеза «нулей», с представлением результирующей ДН в виде суммы «парциальных» ДН расширен на случай частотно-независимых ЦФАР;
- разработка модели частотно-независимых ЦФАР, с применением временных задержек;
- разработка модели частотно-независимых ЦФАР, с применением пространственных задержек;
- выполнение численных экспериментов по исследованию характеристик частотно-независимых ЦФАР.

Результаты натурных экспериментов и структурные схемы ЦФАР получены совместно с соавторами научных публикаций.

### **Структура и объем диссертации.**

Структурно диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, Заключения, списка источников и Приложений. Работа изложена на 146 страницах машинописного текста и содержит 84 рисунка и 3 таблицы. Список использованных источников насчитывает 116 наименований. Приложения содержат акты использования результатов исследований и копии свидетельств о регистрации программ ЭВМ.

## **ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертационной работы, определены цели и задачи исследования, отмечены теоретическая и практическая значимости работы (сведения о внедрении результатов), научная новизна; описаны методы исследования, сформулированы положения, выносимые на защиту; приведены сведения об апробации работы, структуре диссертации.

В **первой главе** приведен обзор методов управления ДН ЦФАР, показано, что методы узкополосного диаграммоформирования не применимы в условиях широкой полосы сигналов.

Показаны структурные схемы ЦФАР с применением линий задержки с ответвлениями (tapped delay line или TDL), рисунок 1 (а), а также с применением дополнительных элементов АР (sensor delay line или SDL), рисунок 1 (б).

Использование КИХ-фильтров позволяет достичь широкополосных свойств ДН ЦФАР. КИХ-фильтры выполняют временную фильтрацию, тем самым формируя частотно-зависимую характеристику для сигналов, принимаемых широкополосными антенными элементами, для компенсации задержек различных

частотных составляющих сигнала, при условии сохранения формы ДН в широкой полосе частот. Широкополосная ЦФАР, соответствующая такой структуре, показанной на рисунке 1 (а), использует отсчёты поля распространяющейся волны, как в пространстве (выходы различных антенных элементов АР), так и во времени (ответвления линий задержки).

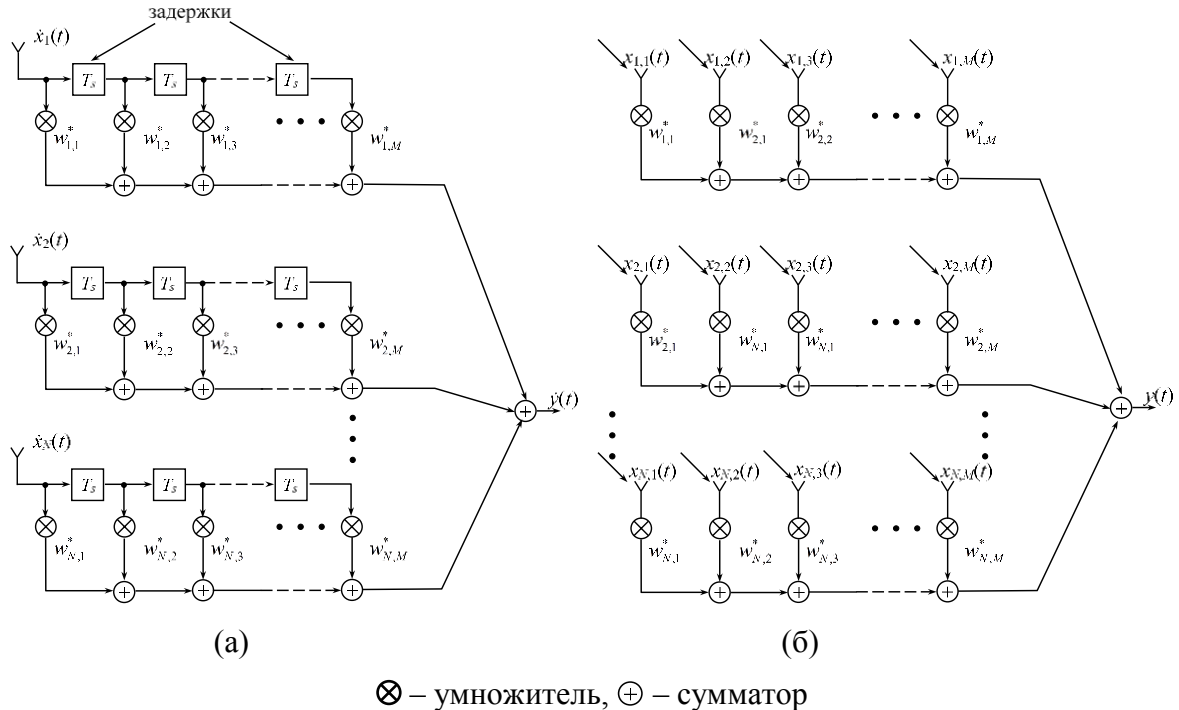


Рисунок 1 – Структурная схема широкополосной ЦФАР  
(а) ЦФАР с временной задержкой, (б) ЦФАР с пространственной задержкой

Система, показанная на рисунке 1 (б), рассматривается как широкополосная диаграммоформирующая структура с пространственной задержкой сигналов, принимаемых антенными элементами или просто как пространственный фильтр. Этот подход может быть применён к линейной или плоской АР. Например, для исходной линейной АР с КИХ-фильтрами будем иметь прямоугольную АР без временной фильтрации, как показано на рисунке 1 (б), замещающую структуру на рисунке 1 (а). Для исходной плоской АР с КИХ-фильтрами будем иметь объёмную АР без временной фильтрации.

В первой главе отмечается, что создание провалов в ДН АР возможно реализовать двумя способами: первый заключается в применении адаптивного ЦДФ, второй – это фиксированное ЦДФ. Рассмотрены основы адаптивного ЦДФ и методы синтеза нулей в ДН ЦФАР, которые можно отнести к фиксированному ЦДФ. Сделан вывод о том, что ДН адаптивной АР состоит из двух слагаемых – исходной (неискаженной ДН) и компенсационной ДН.

Во **второй главе** показано, что постановка задачи создания частотно-независимой ДН требует решения вычислительно сложных задач. Поэтому, существующие методы широкополосного ЦДФ требуют некоторого упрощения для увеличения скорости обработки информации. В данной главе предложены методы частотно-независимого ЦДФ, основанные на использовании TDL и SDL, без решения задачи минимизации. Проведена разработка методов частотно-



независимого ЦДФ, имеющих небольшую вычислительную сложность, и математических моделей ЦФАР, которые позволяют реализовывать формирование частотно-независимой ДН.

Для осуществления частотно-независимого сканирования главного максимума ДН ЦФАР требуется создать фазовое распределение с необходимой частотной зависимостью. При частотно-независимом ЦФД линейный фазовый набег можно получить, используя в каждом канале АР КИХ-фильтры с различным наклоном фазо-частотных характеристик, причем на всех частотах диапазона разность фаз между каналами АР должна быть такой, чтобы максимум ДН был направлен на всех частотах в одном направлении. Для сохранения постоянной ширины ДН ЦФАР в заданной полосе частот необходимо сохранение электрической длины АР, т.е. с ростом частоты необходимо уменьшение физических размеров (активной зоны) ЦФАР. На основании этого, были получены выражения, позволяющие найти коэффициенты КИХ-фильтров, входящих в состав ЦФАР:

$$h_{n,m} = \frac{\sin\left[(m - \alpha_n)\omega_2^{(n)}\right] - \sin\left[(m - \alpha_n)\omega_1\right]}{(m - \alpha_n)\pi}, \quad (1)$$

где  $\alpha_n = \frac{M-1}{2} - \Delta_n$ ,  $M$  – длина фильтра (количество коэффициентов импульсной характеристики),  $m=1..M$  – номер элемента,  $\Delta_n$  – положительное число определяющее сдвиг импульсной характеристики,  $n=1..N$ ,  $N$  – количество антенных элементов в ЦФАР,  $\omega_1$ ,  $\omega_2^{(n)}$  – граничные частоты КИХ-фильтров, нормированные на частоту дискретизации,

$$\omega_2^{(n)} = 2\pi \frac{f_n}{f_D}, \quad (2)$$

где  $f_n = 0,888c / d(n-1)2\theta_{0,5} \cos\theta_0$  – верхняя граничная частота КИХ-фильтров необходимая для получения ширины ДН  $2\theta_{0,5}$  при заданном количестве элементов  $n$ ,  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме,  $d$  – расстояние между смежными элементами АР,  $2\theta_{0,5}$  – требуемая ширина ДН,  $\theta_0$  – направление максимума ДН ЦФАР.

На рисунке 2 изображены коэффициенты КИХ-фильтров в каналах АР, полученные в соответствии с выражением (1) с учетом (2). Из рисунка 2 видно, что максимумы импульсных характеристик фильтров смещены друг относительно друга, что обеспечивает постоянный фазовый сдвиг по частоте. С увеличением частоты происходит «уменьшение» размеров (активной части ЦФАР) АР, что видно из рисунка 3. На рисунке 4 приведены фазо-частотные характеристики фильтров; из рисунка видно, что фазовое распределение в АР имеет линейную зависимость от частоты, что обеспечивает постоянное значение направления максимума ДН. На рисунке 5 приведена полученная ДН, эта ДН обладает

частотно-независимыми свойствами в нормированной полосе частот  $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$ .

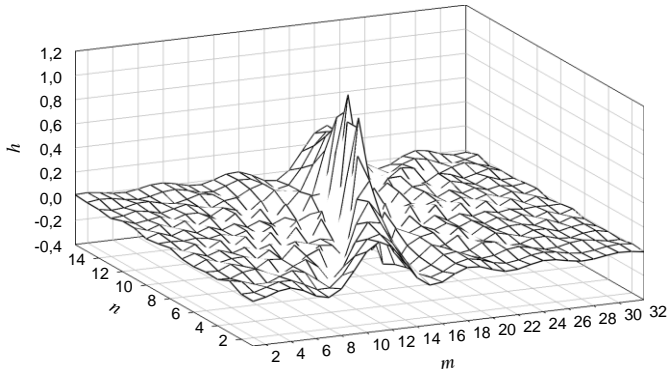


Рисунок 2 – Коэффициенты КИХ-фильтров

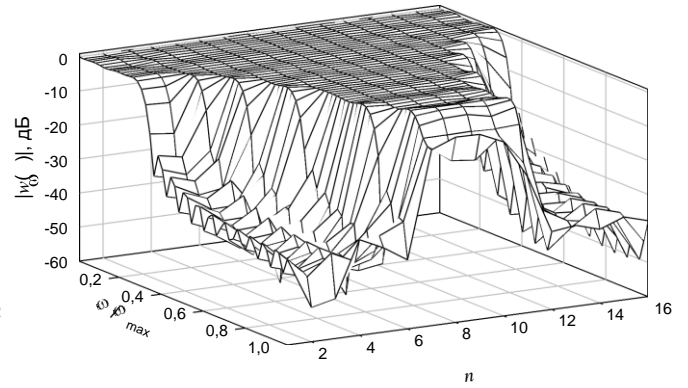


Рисунок 3 – Амплитудно-частотные характеристики КИХ-фильтров

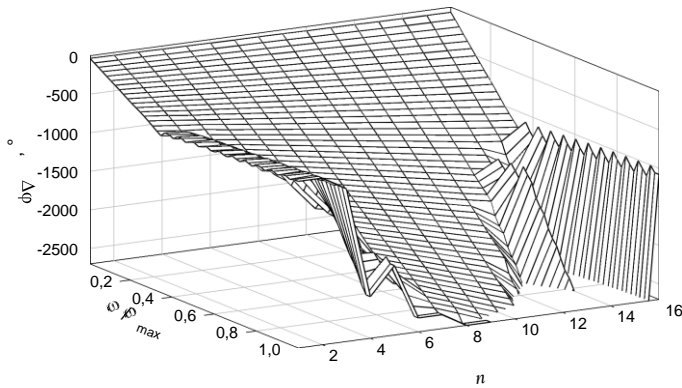


Рисунок 4 – Фазо-частотные характеристики КИХ-фильтров при угле сканирования  $\theta_0 = 40^\circ$

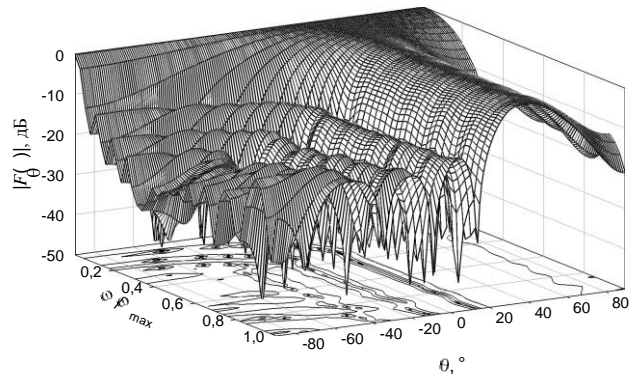


Рисунок 5 – Частотно-независимая ДН

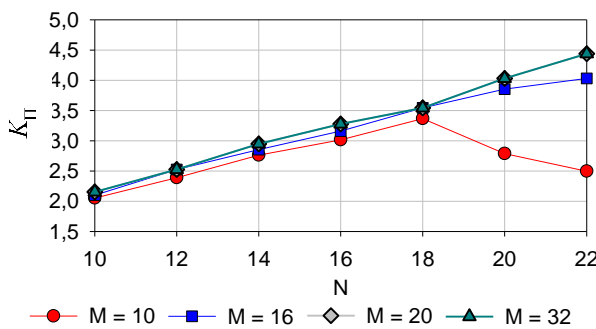


Рисунок 6 – Коэффициент перекрытия частотного диапазона при угле сканирования  $\theta_0 = 20^\circ$

Проведено исследование зависимости коэффициента перекрытия частотного диапазона частотно-независимой ЦФАР ( $K_{\Pi}$ ) от количества элементов решетки и коэффициентов КИХ-фильтров (рисунок 6).

Для обеспечения  $K_{\Pi} = 3,3$  количество антенных элементов ЦФАР должно быть выбрано равным  $N = 16$ .

С целью формирования частотно-независимой ДН вместо КИХ-фильтров, возможно применение большого количества пространственно-разнесенных элементов в АР, которые будут обеспечивать создание необходимой частотной зависимости АФР. Показано, что в качестве такой АР с пространственной задержкой сигналов можно использовать кольцевые и дуговые АР из направленных элементов, имеющих максимум ДН, направленный внутрь кольца (дуги).

Для создания сверхширокополосной АР с постоянной формой ДН по частоте необходимо использовать систему антенн, в которой при изменении частоты сохранялись бы электрические размеры. Такая сверхширокополосная АР с постоянной формой ДН по частоте представляет дуговую АР составленную из логопериодических антенных решеток (ЛПАР), показанную на рисунке 7.

На рисунке 8 показана ДН частотно-независимой ЦФАР, составленной из ЛПАР, при осуществлении амплитудного сканирования.

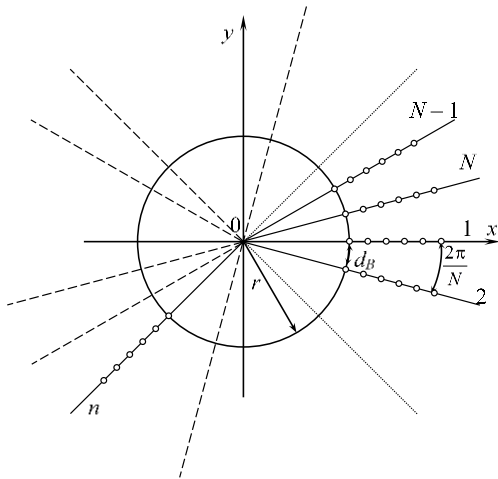


Рисунок 7 – Кольцевая АР из ЛПА

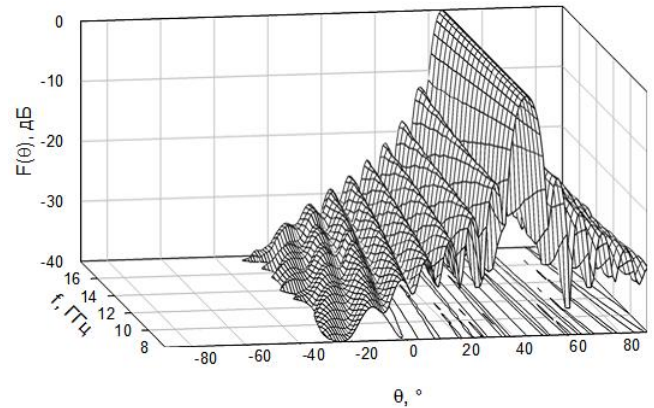


Рисунок 8 – ДН АР ЛПАР при отклонении максимума ДН на угол  $\theta_0 = 45^\circ$

В работе приведены выражения для расчета геометрических размеров таких АР, показан способ коррекции фазового распределения в дуговой АР (при большом количестве излучателей фазовое распределение в «раскрытии» АР имеет квадратичный характер, вследствие чего форма ДН искажается), описан способ амплитудного сканирования в дуговой АР.

Рассмотрены возможные варианты реализации приемных ЦФАР. Выбор варианта структурной схемы существенно влияет на аппаратную реализацию аналоговой и цифровой частей приемной ЦФАР, их характеристики, возможные алгоритмы обработки сигналов, методы ЦДФ и стоимость. На рисунках 9 и 10 приведены возможные структурные схемы ЦФАР.

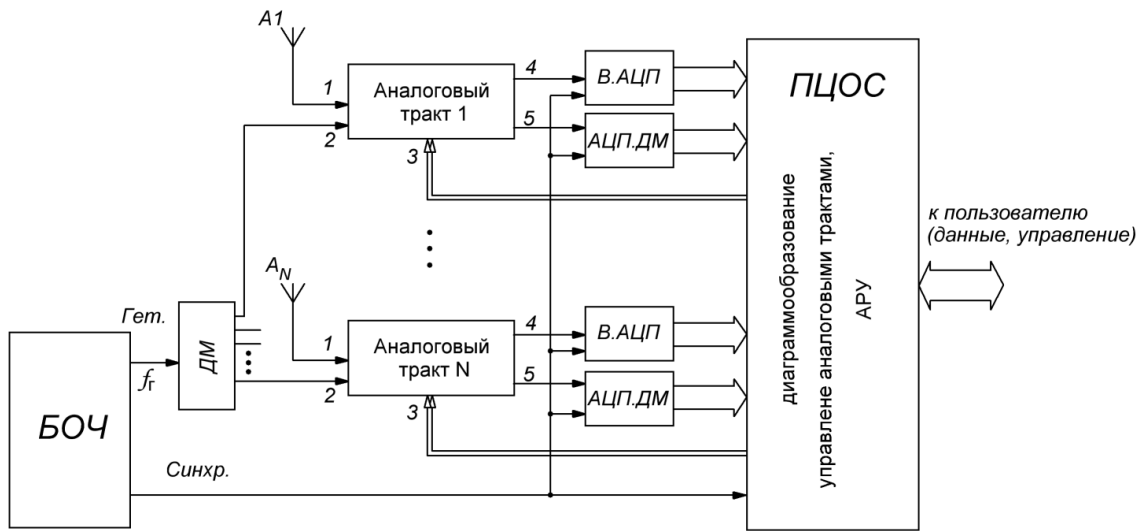


Рисунок 9 – Структурная схема широкополосной ЦФАР при одновременной обработке спектра полезного сигнала в рабочем диапазоне частот

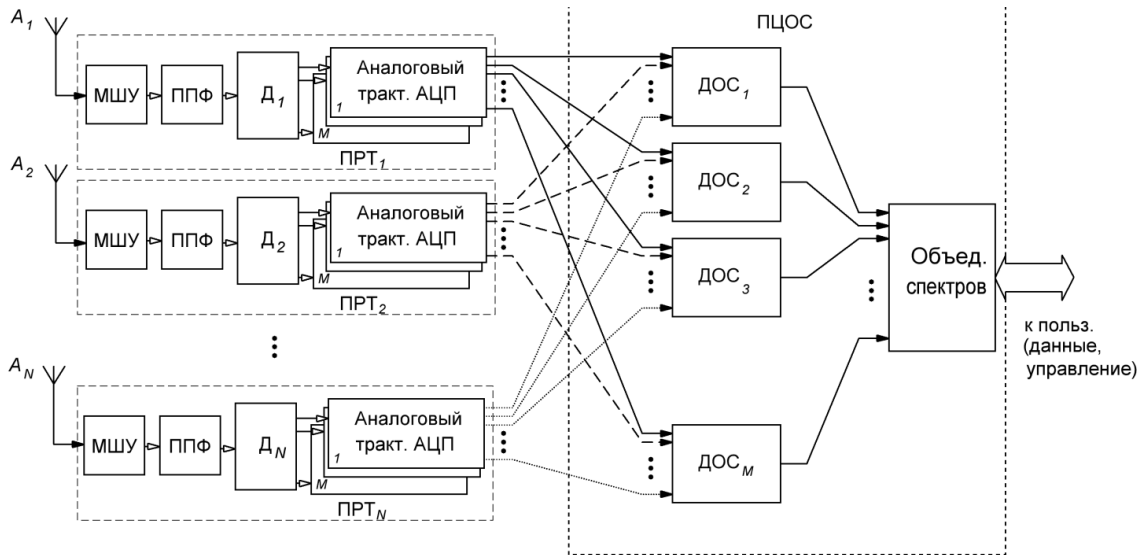


Рисунок 10 – Структурная схема ЦФАР с разбиением на поддиапазоны

Структурные схемы отличаются способами формирования ДН в диапазоне рабочих частот.

**Третья глава** посвящена исследованию метода, позволяющего синтезировать необходимое количество (не более  $(N-1)$ , где  $N$  – количество элементов АР) нулей в ДН АР. Показано, что решение, полученное с помощью данного метода, полностью совпадает с ДН адаптивной АР с линейными ограничениями на направление максимума ДН, а также возможно применение данного способа синтеза «нулей» в ДН к частотно-независимым АР.

Метод синтеза «нулей» в ДН ЦФАР основан на свойстве ДН адаптивной АР: такую ДН можно представить в виде взвешенной суммы «парциальных» ДН. При помощи данного метода можно получить ДН и АФР, им соответствующие, для произвольного количества (но не более  $N-1$ ) синтезируемых нулей.

Использование данного метода проиллюстрировано на рисунках 11 и 12. На рисунке 11 приведен пример формирования «нуля» в первом боковом лепестке

ДН 8-ми элементной кольцевой АР, где  $\theta_0 = 0^\circ$  соответствует нормали к плоскости АР.

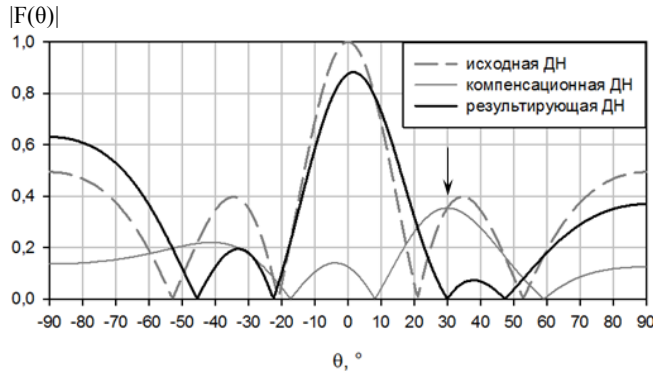


Рисунок 11 – Формирование «нуля» в ДН при  $\theta_{p1} = 30^\circ, \varphi_{p1} = 0^\circ$

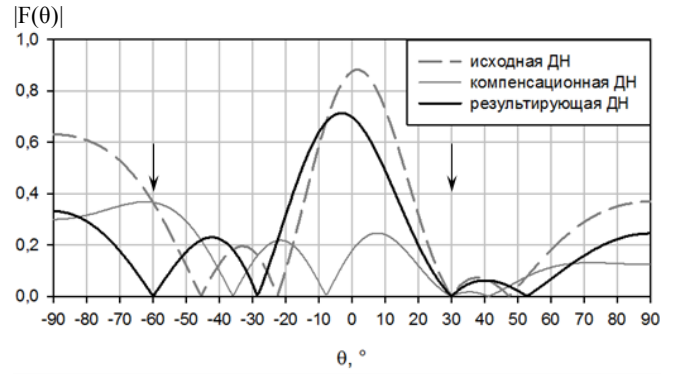


Рисунок 12 – Формирование второго «нуля» в ДН при  $\theta_{p1} = 30^\circ, \varphi_{p1} = 0^\circ$  и

На рисунке 12 приведен пример формирования двух «нулей» в ДН 8-ми элементной кольцевой АР. Здесь в качестве исходной ДН используется ДН с нулем в направлении  $\theta_{p1} = 30^\circ, \varphi_{p1} = 0^\circ$ , показанная на рисунке 11.

Как показано в третьей главе для формирования  $K$  нулей в общем случае необходимо формировать ДН следующего вида:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta, \varphi, \theta_i, \varphi_i),$$

где  $\dot{F}_i(\theta, \varphi, \theta_i, \varphi_i)$  – ДН, имеющая максимумы в направлениях на источник сигнала ( $i = 0$ ) и на источники помех ( $1 \leq i \leq K$ ),  $\alpha_i$  – неопределенные коэффициенты.

Коэффициент  $\alpha_0$  можно принять равным единице. Оставшиеся коэффициенты  $\alpha_j$  ( $1 \leq j \leq K$ ) определяются из условий:

$$\dot{F}(\theta_j, \varphi_j) = 0, \quad 1 \leq j \leq K,$$

которые приведут к получению системы  $K$  линейных однородных уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_1, \varphi_1, \theta_i, \varphi_i) = -\dot{F}(\theta_1, \varphi_1, \theta_0, \varphi_0); \\ \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_2, \varphi_2, \theta_i, \varphi_i) = -\dot{F}(\theta_2, \varphi_2, \theta_0, \varphi_0); \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_K, \varphi_K, \theta_i, \varphi_i) = -\dot{F}(\theta_K, \varphi_K, \theta_0, \varphi_0); \end{cases} \quad (3)$$

Показано, что фаза полезного сигнала, принимаемого по главному лепестку ДН, не будет зависеть от наличия или отсутствия провалов в ДН при использовании рассмотренных методов синтеза.

Для формирования «нуля» частотно-независимой ДН в заданном направлении необходимо решить систему уравнений подобную (3). В левой части данной системы в качестве функции  $\dot{F}(\theta_j, \varphi_j, \theta_i, \varphi_i)$  необходимо подставить частотно-независимую ДН на какой-либо частоте. Решив полученную систему уравнений найдем коэффициенты  $\alpha_i$ , с помощью которых можно найти выражение для ДН. Весовые коэффициенты, найденные таким способом, будут обеспечивать формирование провалов в широкой полосе частот, но наименьшее значение ДН будет находиться на частоте, выбранной при составлении системы уравнений, подобной (3).

Для обеспечения более глубоких «нулей» ДН в широкой полосе частот можно несколько усложнить порядок вычисления весовых коэффициентов КИХ-фильтров. Сначала, необходимо определить частотную зависимость АФР узкополосной АР, обеспечивающую формирование «нулей» на каждой частоте нормированного диапазона частот  $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$ . Затем, необходимо решить систему уравнений подобную системе (3), но в данном случае левая часть должна быть частотно зависимой. Далее, с помощью применения БПФ к выражению для частотных характеристик КИХ-фильтров можно найти набор весовых коэффициентов, который сформирует «нули» ДН в заданных направлениях.

В **четвертой главе** приведены результаты серии численных экспериментов по определению частотно-независимых свойств, исследуемых ЦФАР. Проведено сравнение предложенного метода частотно-независимого ЦДФ с существующим методом, основанным на использовании преобразования Фурье (данный метод обозначен FFT-FIB). Как показали численные эксперименты (рисунки 13 – 16), оба метода позволяют получить аналогичные частотно-независимые ДН.

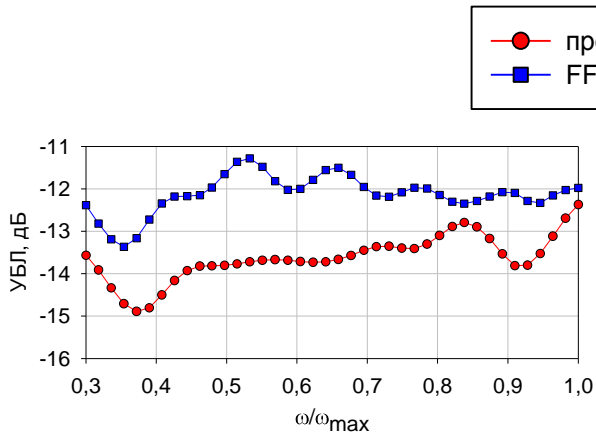


Рисунок 13 – Уровень первого бокового лепестка,  $\theta_0 = 0^\circ$

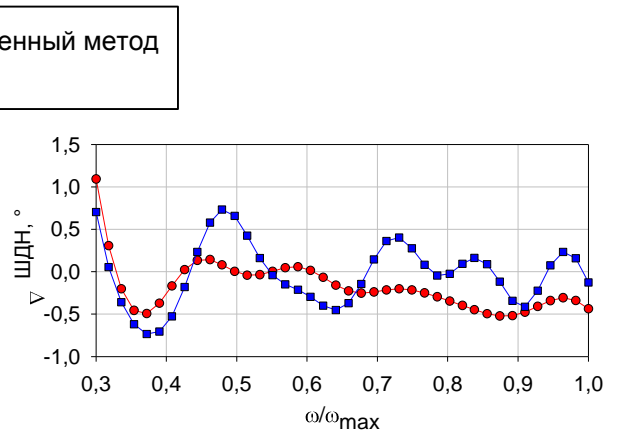


Рисунок 14 – Отклонение ширины ДН от заданного значения,  $\theta_0 = 0^\circ$



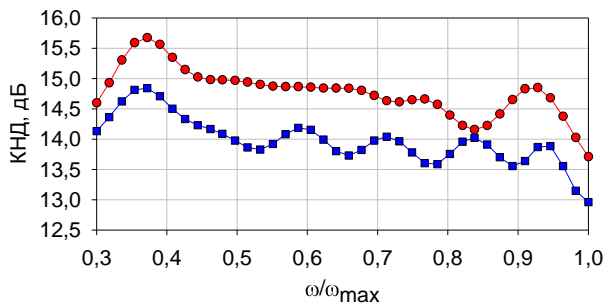


Рисунок 15 – Коэффициент направленного действия,  $\theta_0 = 0^\circ$

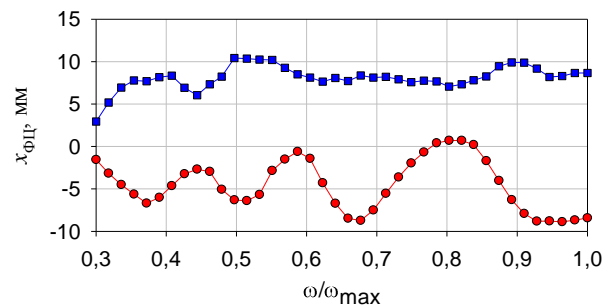


Рисунок 16 – Положение фазового центра,  $\theta_0 = 0^\circ$

Ширины ДН варьируются в одинаковых пределах. Уровень первого бокового лепестка частотно-независимой ДН, получаемой с помощью предложенного метода, оказывается меньше на величину до 2,7 дБ. При этом, предложенный метод не требует применения преобразования Фурье, его вычислительная сложность меньше. Следует отметить, что характер зависимостей приведенных на рисунках 13 – 16 слабо зависит от  $\theta_0$ .

Способ синтеза нулей в ДН частотно-независимой ЦФАР сравнен с адаптивным методом в пространстве лучей, который основан на использовании метода FFT-FIB для создания ортогональных ДН, участвующих в формировании провалов в ДН (данный метод обозначен BS-FIB). Проведены численные эксперименты по синтезу «нулей» в ДН частотно-независимых ЦФАР (рисунки 17 – 20). В третьей главе были предложены две реализации такого метода, которые сравнены с существующим методом BS-FIB.

Как показывают результаты проведенных численных экспериментов, предложенный метод БПФ-АФР позволяет синтезировать наиболее глубокие «нули» в ДН ЦФАР. Прямой метод и метод BS-FIB показывают примерно одинаковые характеристики, при этом предложенный прямой метод не требует выполнения преобразования Фурье, в отличие от БПФ-АФР и BS-FIB. При изменении угла отклонения максимума ДН до величины  $\theta_0 = 20^\circ$  характер зависимостей, приведенных на рисунках 17 – 20, не меняется.

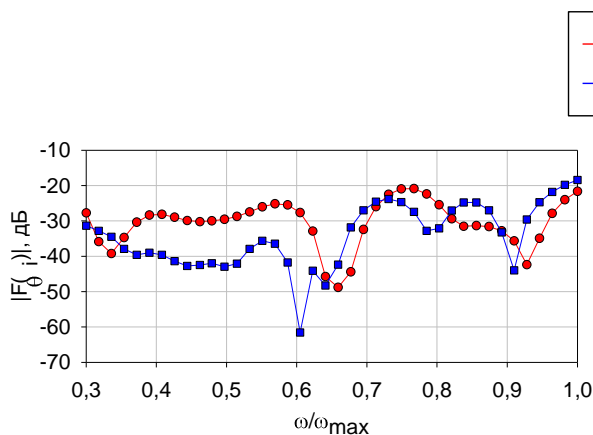


Рисунок 17 – Уровень «нулей», синтезированных прямым методом,  $\theta_0 = 0^\circ$

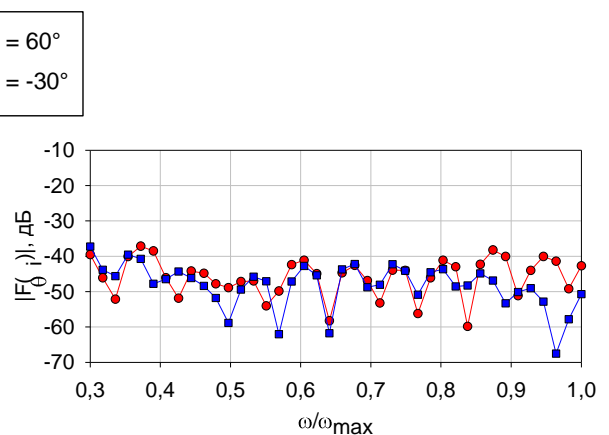


Рисунок 18 – Уровень «нулей», синтезированных методом БПФ-АФР,  $\theta_0 = 0^\circ$

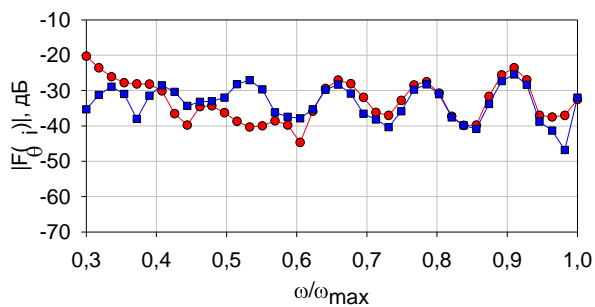


Рисунок 19 – Уровень «нулей», синтезированных методом BS-FIB,  $\theta_0 = 0^\circ$

16

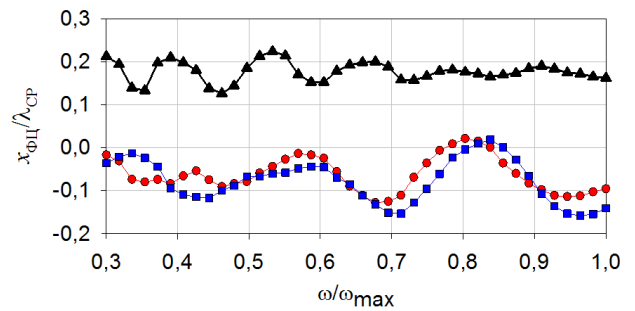


Рисунок 20 – Положение фазового центра при синтезе «нулей»,  $\theta_0 = 0^\circ$   
 ● — прямой метод —■— ДПФ-АФР —▲— BS-FIB

Дана оценка требуемого количества операций сложения и умножения для выполнения «прямого» метода синтеза «нулей» и метода BS-FIB. Количество операций сложения и умножения для метода BS-FIB:

$$Q_{BS} = 4LN^2 \log_2 N + L^3,$$

где  $N$  – количество элементов в ЦФАР;  $L$  – количество ортогональных ДН, используемых для создания «нулей» методом BS-FIB; при этом  $L > K$ ,  $K$  – количество синтезируемых «нулей».

Количество операций сложения и умножения для прямого метода:

$$Q_{пр} = 2N^2(K+1) + (K+1)^3.$$

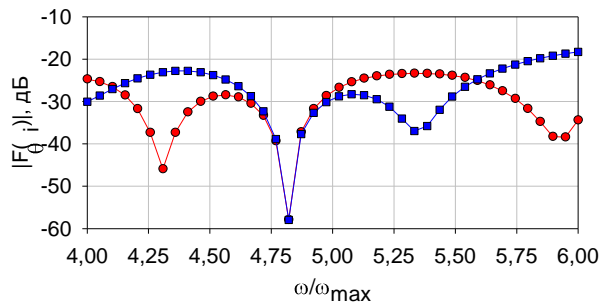
В ЦФАР широко распространено использование приемо-передающих модулей. В состав модулей могут входить различные аналоговые устройства. Создание двух устройств с абсолютно идентичными характеристиками невозможно. Не идентичность аналоговых трактов ЦФАР может проявляться в виде различной полосы пропускания и различий в АЧХ и ФЧХ аналоговых устройств, которые будут выражаться в виде случайных флуктуаций АФР в апертуре ЦФАР. С помощью статистической теории антенн получено выражение для средней по мощности ДН ЦФАР, дана оценка снижения КДН ЦФАР.

Проведен расчет уровня «нулей» в ДН ЦФАР при воздействии случайных флуктуаций АФР и ошибок позиционирования элементов. Параметры при моделировании:

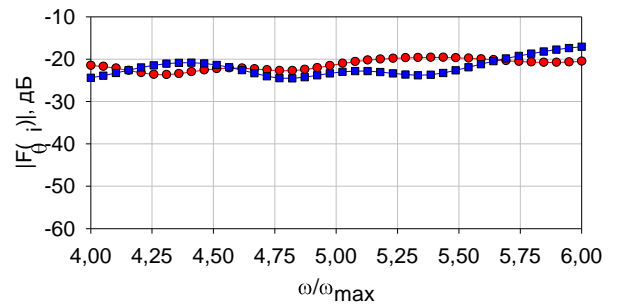
- диапазон рабочих частот 4–6 ГГц;
- СКО по фазе  $4,2^\circ$ ;
- СКО по амплитуде 10%.
- СКО ошибок позиционирования элементов 1,5 мм.

На рисунках 21 и 22 показаны полученные уровни «нулей» ДН с учетом влияния ошибок АФР и позиционирования антенных элементов в ЦФАР и без учета влияния ошибок.



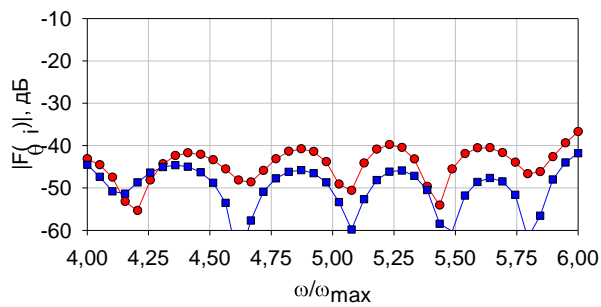


(а)

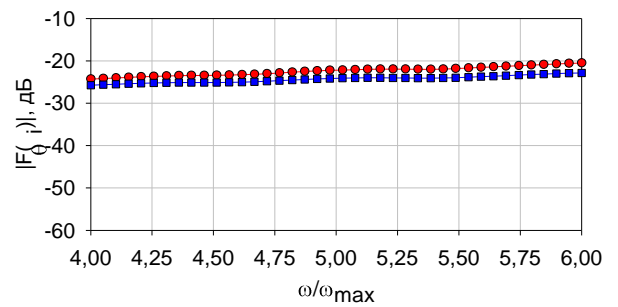


(б)

Рисунок 21 – Уровень «нулей», синтезированных прямым методом  
(а) отсутствие ошибок, (б) присутствие ошибок



(а)



(б)

Рисунок 22 – Уровень «нулей», синтезированных методом БПФ-АФР  
(а) отсутствие ошибок, (б) присутствие ошибок

Описан эксперимент по исследованию алгоритма подавления помех с помощью компенсационной ДН в узкополосном случае. Как видно из рисунка 23, в эксперименте не удалось получить «нулевое» значение ДН в заданном направлении. Это связано с тем, что в расчетах не учитываются взаимное влияние элементов АР, не идентичности амплитудных и фазовых характеристик аналоговых трактов, отражения сигнала от опорных элементов АР и пр.

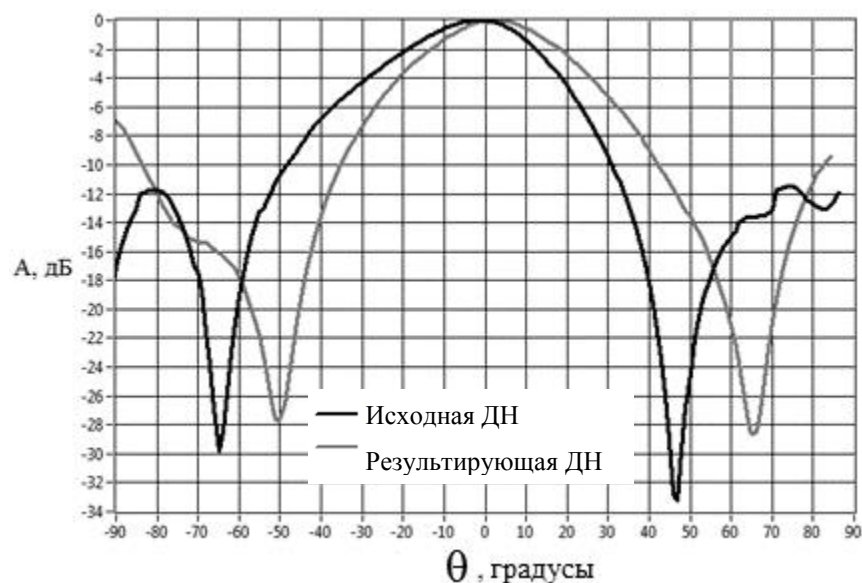


Рисунок 23 – Измеренная ДН АР

Экспериментальное исследование метода синтеза «нулей» в ДН узкополосной ЦФАР показало, что АФР, полученное с помощью решения системы уравнений (3), требует экспериментального уточнения, для получения глубоких «нулей». Следует отметить, что данный метод может быть использован при стационарных условиях расположения помех и АР.

В заключении изложены основные результаты работы, рекомендации и перспективы продолжения исследований темы.

В приложениях приведены акты о внедрении результатов работы, копии свидетельств о регистрации программ ЭВМ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ АВТОРЕФЕРАТА

1. Разработаны математические модели, позволяющие проводить исследование ЦДФ, как узкополосного, так и широкополосного, для различных конфигураций АР.

2. Частотно-независимое ЦДФ может быть осуществлено с помощью временных (АР с использованием КИХ-фильтров) и пространственных (ЦФАР ЛПАР) задержек сигналов, при этом возможно осуществление сканирования в широкой полосе частот без искажения формы ДН.

3. Метод синтеза «нулей» ДН ЦФАР основан на выводе о том, что ДН адаптивной ЦФАР представима в виде суммы слагаемых – исходной и компенсационной ДН. Данный метод распространен на случай частотно-независимых ЦФАР.

4. С помощью разработанных моделей исследованы алгоритмы широкополосного формирования ДН, позволяющие осуществлять сканирование ДН в широкой полосе частот.

5. Проведены численные эксперименты по исследованию характеристик ЦФАР с использованием предложенных алгоритмов. Выполнено сравнение характеристик с ЦФАР, в которых используются известные алгоритмы. Исследование показало, что разработанные алгоритмы имеют меньшую вычислительную сложность, а параметры ДН ЦФАР не ухудшаются.

Результаты исследований и предложенные методы, полученные в результате выполнения настоящей диссертационной работы, нашли применение в составе НИР и ОКР, выполненных в «АО «ИСС» им. Академика М.Ф. Решетнёва», ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», СПбГЭТУ «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина).

На основе моделирования характеристик частотно-независимых ЦФАР с помощью статистической теории антенн можно заключить, что при практической реализации необходимо проведение калибровки ЧХ трактов для отдельной реализации элементов тракта. При этом необходима разработка эффективных методов калибровки в широкой полосе частот, которая, например, может быть реализована в цифровом виде с помощью применения теории адаптивной фильтрации. Вопросы калибровки характеристик имеют большое значение,

поскольку в состав ЦФАР входит множество устройств, от правильной работы которых зависят выходные параметры сигналов.

Частотно-независимое ЦДФ подразумевает обработку значительных потоков цифровых данных в реальном времени. Так, например, при тактовой частоте АЦП 500 МГц и его разрядности 8 бит поток данных на один канал ЦФАР составит 4,0 Гбит/с. Соответственно, при увеличении разрядности или тактовой частоты АЦП поток данных будет пропорционально возрастать. Подобные потоки в настоящее время наиболее эффективно обрабатывать с помощью программируемых вентильных матриц или программируемых логических интегральных схем. Затем, если необходимо, по исходным кодам описания аппаратуры могут быть изготовлены сверхбольшие интегральные схемы. Основным преимуществом такого подхода является возможность распараллеливания вычислений, что позволяет обрабатывать в режиме реального времени сигналы с большой мгновенной полосой частот. В свою очередь, это требует разработки специального математического аппарата, способного правильно выполнять обработку множества отсчетов сигнала за один такт дискретизации.

Другим вариантом реализации ЦДФ является обработка цифровых данных «офлайн». При таком подходе, первоначально, с помощью высокоскоростных записывающих цифровых устройств осуществляется запись сигналов с каждого элемента ЦФАР в постоянное запоминающее устройство. Затем, осуществляется программная цифровая обработка записанных выборок сигнала с помощью персонального компьютера. Данный вариант реализации ЦДФ может иметь ограниченное применение на практике.

## **СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ АВТОРОМ ДИССЕРТАЦИИ**

### **Статьи, входящие в перечень рекомендуемых ВАК изданий:**

1. **Ерохин А.А., Саломатов Ю.П.** Применение метода амплитудно-фазового синтеза диаграммы направленности для пространственного подавления помех // Успехи современной радиоэлектроники, Т. 11, 2016. С. 38-42.

2. **Ерохин А.А., Саломатов Ю.П.** Цифровые антенные решетки с частотно-независимой диаграммой направленности // Известия высших учебных заведений. Физика. 2015. Т. 58. № 8-3. С. 68-70.

3. **Ерохин А.А., Панько В.С., Саломатов Ю.П., Сугак М.И.** Модель дуговой широкополосной антенной решетки КВ диапазона // Известия вузов. Физика. 2012. Т. 55. № 9/2. С. 64-65.

4. **Ерохин А.А., Панько В.С., Саломатов Ю.П.** Дуговая антенная решетка с постоянной формой диаграммы направленности в диапазоне частот 3-30 МГц // Радиотехника. 2013. № 6. С. 26-29.

5. **Ерохин А.А., Саломатов Ю.П.** Кольцевые антенные решетки с пространственной селекцией помех // Известия высших учебных заведений. Физика. 2013. Т. 56. № 8-2. С. 122-124.

6. **Ерохин А.А.**, Саломатов Ю.П., Тараненко А.Ю. Фазовая характеристика направленности антенной решетки при пространственном подавлении помех // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 10. С. 70-72.

7. **Ерохин А.А.**, Гафаров Е.Р., Саломатов Ю.П. Частотно-независимое управление главным лепестком диаграммы направленности на основе КИХ-фильтров // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2020. Т. 63. № 10. С. 608-619.

8. **Ерохин А.А.**, Синтез "нулей" в диаграмме направленности частотно-независимой антенной решетки // Письма в журнал технической физики. 2021. Т. 47. № 7. С. 35-37.

#### **Свидетельства о регистрации программ для ЭВМ:**

9. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2020615187. Компьютерная модель дуговой частотно-независимой АР с использованием ЛПА / **А.А. Ерохин**, Е.Р. Гафаров – Заявка №2020613658. Дата поступления 27 марта 2020 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 18 мая 2020 г.

10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2020618717. Программа для расчета характеристик частотно-независимых АР с КИХ-фильтрами / **А.А. Ерохин** – Заявка №2020617956. Дата поступления 20 июля 2020 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 4 августа 2020 г.

11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2020619579. Синтез нулей ДН частотно-независимой АР в заданных направлениях / **А.А. Ерохин** – Заявка №2020617955. Дата поступления 20 июля 2020 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 18 августа 2020 г.

#### **Статьи и тезисы в трудах российских и международных конференций:**

12. **Erokhin A.A.**, Gafarov E.R., Salomatov Yu.P. Frequency-Invariant Beamforming with Real FIR-filters // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia. 2019. pp. 132-135.

13. **Erokhin A.A.**, Panko V. S., Salomatov Yu. P., Sugak M. I. System of Equations for Antenna Array Beam Pattern Nulling // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Moscow: National Research University "Higher School of Economics", Russia. 2016. pp. 1-4.

14. **Erokhin A.A.**, Gafarov E.R., Salomatov Yu.P., Ushakov V.N. Simple pre-steering constraints for wideband LCMV-beamformer // 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Tomsk, Russia. 2019. pp. 1-4.

15. Андреев А.Г., **Ерохин А.А.**, Саломатов Ю.П., Штро П.В. Формирование «нулей» в диаграмме направленности антенной решетки // Электронные средства и системы управления: Материалы докладов X международной научно-практической конференции. Октябрь 2014. С. 132-136.

16. **Erokhin A.A.**, Salomatov Yu.P. Statistical analysis of the power pattern of an adaptive antenna array // IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Omsk, Russia. May 2015. pp. 21-23.