

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Сибирский федеральный университет»

На правах рукописи



Ерохин Алексей Александрович

МЕТОДЫ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММОФОРМИРОВАНИЯ ДЛЯ
ШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
Саломатов Юрий Петрович,
кандидат технических наук,
профессор

Красноярск 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1. Методы цифрового формирования ДН в АР	13
1.1. ДН АР произвольной формы	14
1.2. Узкополосное диаграммоформирование в ЦФАР	16
1.2.1. Управление ДН узкополосной ЦФАР.....	18
1.3. Широкополосное диаграммоформирование	20
1.3.1. ЦФАР с временной задержкой сигналов.....	22
1.3.2. ЦФАР с пространственной задержкой сигналов	26
1.3.3. Управление ДН широкополосной ЦФАР	28
1.4. Формирование «нулей» в ДН ЦФАР	30
1.4.1. Адаптивное управление ДН ЦФАР.....	30
1.4.2. Синтез ДН с нулями в заданных направлениях.....	35
1.5. Выводы	37
2. ЦФАР с частотно-независимой ДН.....	38
2.1. Частотно-независимое ЦДФ с использованием временных задержек.....	38
2.1.1. ЦДФ с применением минимизации целевой функции.....	38
2.1.2. ЦДФ без использования методов минимизации.....	44
2.2. Частотно-независимое ЦДФ с использованием пространственных задержек	58
2.2.1. Использование ЛПАР в кольцевых АР.....	59
2.2.2. Выбор размеров дуговой АР	65
2.2.3. Коррекция фазового распределения в дуговой АР из ЛПАР	69
2.2.4. Амплитудное сканирование.....	70
2.3. Структурные схемы ЦФАР	79
2.3.1. ЦФАР с формированием ДН во всей полосе	79
2.3.2. ЦФАР с разбиением на поддиапазоны	86

2.4. Выводы	88
3. Синтез «нулей» ДН ЦФАР в заданных направлениях	89
3.1. Формирование «нулей» с помощью компенсационной ДН	89
3.2. Составление системы уравнений синтеза «нулей» в ДН ЦФАР.....	93
3.2.1. Численное решение системы уравнений синтеза ДН	98
3.2.2. Фазовый центр АР при синтезе «нулей»	100
3.3. Синтез «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР	102
3.4. Выводы	104
4. Экспериментальные исследования.....	105
4.1. Численные эксперименты по исследованию характеристик частотно- независимой ЦФАР.....	106
4.2. Численные эксперименты по синтезу «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР	108
4.3. Оценка производительности методов синтеза «нулей».....	112
4.4. Влияние характеристик приемного тракта на ДН ЦФАР	114
4.5. Экспериментальное исследование метода синтеза «нулей» с помощью компенсационной ДН.....	121
4.6. Выводы	125
Заключение	126
Список сокращений и условных обозначений.....	128
Список литературы	129
Приложение А. Акты внедрения результатов работы	141
Приложение Б. Документы, подтверждающие право на интеллектуальную собственность	144

ВВЕДЕНИЕ

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 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), то есть АР с цифровой обработкой сигналов. ЦФАР получают 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 шумов и преднамеренных или непреднамеренных помех. Это приводит к необходимости создания цифрового диаграммоформирования (ЦДФ), которое позволяет эффективнее решать данную

задачу. В зависимости от ширины полосы диапазона рабочих частот ЦДФ может быть разделено на задачи узкополосного и широкополосного ЦДФ, методы решения которых существенно различаются.

В задачах широкополосного 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 более двух). Форма главного лепестка ДН, а также уровень боковых лепестков (УБЛ) такой ЦФАР постоянны в заданной широкой полосе частот.

Чтобы добиться постоянства формы ДН АР в широкой полосе частот необходимо постоянство электрических размеров АР. Как известно, с увеличением частоты происходит сужение главного лепестка ДН (при фиксированной апертуре). Для компенсации сужения главного лепестка с ростом частоты необходимо уменьшить физический размер апертуры АР, так чтобы форма главного лепестка ДН осталась постоянной. Таким образом, в апертуре АР необходимо формирование частотно-зависимого амплитудно-фазового распределения. 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 метода наименьших квадратов, выпуклого программирования, преобразования Фурье и других численных методов.

В качестве линий с временной задержкой используются фильтры с бесконечной и конечной импульсной характеристикой. Фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) имеет постоянные фазовую и групповую задержки в пределах рабочего частотного диапазона и является всегда устойчивым, поэтому такие фильтры наиболее часто используются при частотно-независимом ЦДФ. 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 методов 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 задержками.

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. и Miller T.W. (The Aerospace Corporation, США) [1]; Ратынский М.В. (АО «ВНИИРТ») [2]; Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. (ИТМО) [3, 4, 5]; Джиган В.И. (Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН и Национальный исследовательский университет «МИЭТ») [6]; Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. (ЛГУ) [7]; Пистолькорс А.А. (СПбГЭТУ «ЛЭТИ») [8]; Applebaum S.P. (General Electric Company, США) [9, 10]; Frost O.L. (ARGO Systems, США) [11]; Немов А.В. (СПбГЭТУ «ЛЭТИ») [12].

Существенный вклад в исследование вопросов формирования ДН ЦФАР внесли следующие авторы Van Trees H.L. (Massachusetts Institute of Technology, США) [13]; Johnson D. H. и Dudgeon D. E. из Rice University (США) [14]; Van Veen B.D. (University of Wisconsin, США) [15]; Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А. (МАИ) [16]; Баланис К.А., Иоанидес П.И. (Научно-исследовательский центр Лэнгли, США) [17]; Григорьев Л.Н. (МГТУ МИРЭА) [18]; Benesty J. (University of Quebec, Канада) [19]. Также следует отметить

отечественных ученых, сделавших существенный вклад в теорию синтеза антенн: Бахрах Д.И., Зелкин Е.Г., Яковлев С.А., Минкович Б.М.

Исследования частотно-независимых АР начались с независимых исследований американских ученых Nixson E.L., Au K.T. [20] и Smith R. [21], в акустическом диапазоне. Позже, Lee T.-S. предложил использование метода наименьших квадратов для оценки положения широкополосных сигналов [22]. Применение методов минимизации функций дало толчок к развитию методов формирования частотно-независимой ДН. Yan S. предложил использование выпуклого программирования для формирования ДН [23, 24]. Помимо методов минимизации группа японских ученых под руководством Nishikawa K. предложила использование двумерных КИХ-фильтров [25, 26], 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 [27]. Ghavami M. в работе [28] применил подход, предложенный Nishikawa K., к плоским АР. Затем, Liu W. обобщил данный подход на случай многомерных АР [29, 30]. Дальнейшие исследования этого метода представлены в работах разных авторов, например, [31, 32]. Помимо перечисленных авторов и их работ следует отметить работы научной группы из Канады под руководством Venesty J., которые посвящены исследованию многокольцевых частотно-независимых ЦФАР [33-35].

Кроме того, АР с цифровым формированием ДН в настоящее время интенсивно исследуются, как российскими, так и зарубежными авторами, благодаря широким возможностям их применения в различных системах от акустических [33-39] до телекоммуникационных [12, 16, 40-44].

Цели и задачи.

Целью данной работы является разработка методов частотно-независимого ЦДФ с низкой вычислительной сложностью, обеспечивающих возможность сканирования максимума ДН.

В соответствии с поставленной целью в ходе выполнения настоящей работы необходимо решение следующих задач:

1. Выполнить анализ методов ЦДФ для узкополосного и широкополосного вариантов ЦФАР;
2. Разработать методы частотно-независимого цифрового формирования ДН, имеющие меньшую 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.

Научная новизна.

1. Реализован с новым качеством относительно ранее известных метод частотно-независимого ЦФД 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 ЦФД 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 значимость работы.

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.

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 натуральных экспериментов.

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 $M \geq 10$.

Апробация результатов работы.

Полученные результаты работы докладывались на конференциях:

– 5-ая Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики», Томский государственный университет г. Томск, 2013г.

– Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, 2014 г.

– 6-ая Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики», Томский государственный университет, г. Томск, 2015г.

– 2-я Всероссийская научно-техническая конференция «Системы Связи и Радионавигации», АО «Научно–производственное предприятие «Радиосвязь», г. Красноярск, 2015 г.

– International IEEE Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Омский государственный технический университет, г. Омск, 2015 г.

– 3-я Всероссийская научно-техническая конференция «Системы Связи и Радионавигации», АО «Научно–производственное предприятие «Радиосвязь», г. Красноярск, 2016 г.

– International IEEE Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Высшая школа экономики, г. Москва, 2016 г.

– International IEEE Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, 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.

По материалам диссертационного исследования опубликовано 13 научных работ, из них 8 статей в изданиях из перечня ВАК, 4 в сборниках публикаций, индексируемых в наукометрической базе Scopus, получены 3 свидетельства о регистрации программ для ЭВМ.

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.

Личный вклад автора заключается в следующем:

- 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-независимой ЦФАР, с применением временных задержек;
- разработка модели частотно-независимой ЦФАР, с применением пространственных задержек;
- выполнение численных и натурных экспериментов по исследованию характеристик частотно-независимых ЦФАР.

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

Структура и объем диссертации.

Диссертационная работа состоит из Введения, четырех глав, Выводов, Заключения, списка литературы и Приложений. Работа изложена на 146 страницах машинописного текста, 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.

1. Методы цифрового формирования ДН в АР

В настоящей работе рассматриваются приемные антенные системы, использующие электромагнитные волны, однако результаты могут быть использованы и в акустических системах. На рисунке 1.1 приведен пример АР, состоящей из четырех элементов, на которую приходят сигналы с двух направлений. Направление прихода сигнала характеризуется двумя параметрами: углом места θ и азимутальным углом φ .

Обычно предполагается, что антенные элементы имеют одинаковые характеристики, не зависящие от углов прихода сигнала (θ, φ). В зависимости от расположения антенных элементов рассматривают три класса АР [45]:

- одномерные или линейные АР;
- двумерные или плоские АР;
- трёхмерные или объёмные АР.

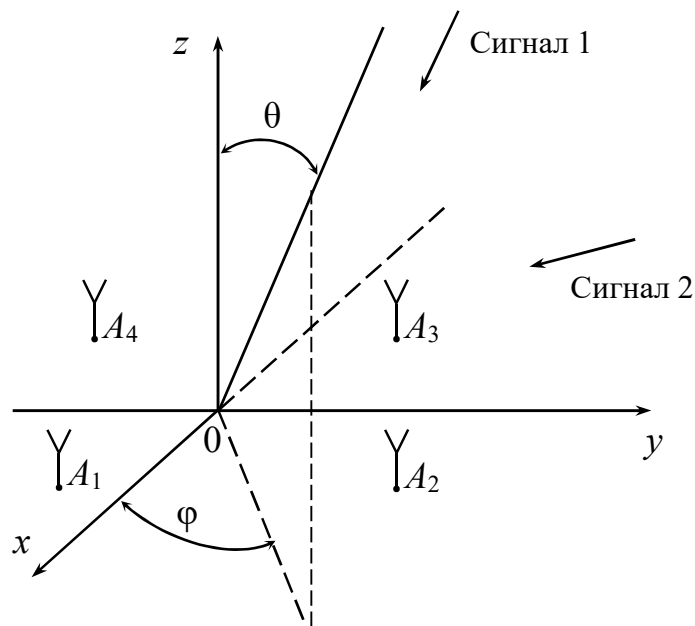


Рисунок 1.1 – Антенная решетка (A_n – n -й элемент АР)

Каждый из классов можно разделить на две категории [46]:

- АР с детерминированным расположением антенных элементов, эквидистантно или не эквидистантно;

– АР с псевдослучайным расположением антенных элементов.

Далее будем рассматривать АР с детерминированным эквидистантным расположением элементов, предполагая, что падающие на АР электромагнитные волны имеют плоский фазовый фронт.

Следует отметить, что в зарубежной литературе методы ЦДФ разделяются еще на два класса: адаптивное и фиксированное [47]. К адаптивному ЦДФ относят методы, которые способны анализировать текущее состояние электромагнитной обстановки и адаптироваться под изменяющиеся внешние условия. К фиксированному ЦДФ относят методы с постоянными характеристиками, которые не зависят от внешних условий.

1.1. ДН АР произвольной формы

ДН АР описывает её отклик на падающие плоские волны с угловой частотой ω , приходящие с различных направлений (θ, φ) с учётом относительных временных задержек и суммирования. АР состоит из N элементов, расположенных в точках пространства, имеющих радиус вектор $\vec{\rho}_n, n = 1, 2, \dots, N$. Будем считать, что ДН всех элементов АР одинаковы, а их взаимное влияние не учитывается.

Радиус вектор n -го элемента АР может быть записан в векторной либо матричной формах. Векторная форма имеет вид:

$$\vec{\rho}_n = x_n \vec{e}_x + y_n \vec{e}_y + z_n \vec{e}_z,$$

где $\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ – единичные орты Декартовой системы координат; x_n, y_n, z_n – координаты n -го элемента АР.

В матричной форме позиция n -го элемента может быть представлена в виде матрицы-столбца:

$$\mathbf{p}_n = \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Выражение для единичного вектора, направленного в точку пространства с угловыми координатами (θ, φ) имеет вид:

$$\vec{e}_0 = \vec{e}_x \sin \theta \cos \varphi + \vec{e}_y \sin \theta \sin \varphi + \vec{e}_z \cos \theta. \quad (1.2)$$

Это выражение может быть также записано в виде матрицы-столбца:

$$\mathbf{e}_0 = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi \\ \cos \theta \end{bmatrix}.$$

Теперь можем записать выражение для ДН АР, состоящей из N одинаковых элементов:

$$\dot{F}_\Sigma(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp \left[-j \left(\vec{k}(\theta, \varphi) \cdot \vec{\rho}_n \right) \right], \quad (1.3)$$

где $\vec{k}(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \vec{e}_0$ – волновой вектор в направлении (θ, φ) ; \dot{w}_n – амплитудно-фазовое распределение (АФР) в n -ом элементе АР.

Знак «минус» в показателе экспоненты выражения (1.3) констатирует тот факт, что направление падения электромагнитной волны на АР противоположно направлению на источник волны в выражении (1.2).

Показатель экспоненты в выражении (1.3) может быть записан в матричной форме:

$$\left(\vec{k}(\theta, \varphi) \cdot \vec{\rho}_n \right) = \mathbf{k}^T(\theta, \varphi) \mathbf{\rho}_n, \quad (1.4)$$

где $\mathbf{k}^T(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin \theta \cos \varphi \quad \sin \theta \sin \varphi \quad \cos \theta]$ – матрица-строка волнового числа в направлении (θ, φ) ; $\mathbf{\rho}_n$ – матрица-столбец позиции n -го элемента АР (1.1).

АФР для n -го элемента АР при формировании ДН «игольчатого» типа (при приеме сигналов, приходящих с известного направления) может быть записано в следующем виде:

$$\dot{w}_n = w_n \exp \left(j \mathbf{k}_s^T \mathbf{\rho}_n \right), \quad (1.5)$$

где $\mathbf{k}_s^T = \mathbf{k}^T(\theta_s, \varphi_s)$ – матрица-строка (вектор) волнового числа в направлении на источник сигнала (θ_s, φ_s) . Амплитуда w_n определяется в зависимости от требований к ДН АР.

Запишем выражение для показателя экспоненты в (1.5):

$$\mathbf{k}_s^T \mathbf{p}_n = \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \sin \theta_s \cos \varphi_s + y_n \sin \theta_s \sin \varphi_s + z_n \cos \theta_s).$$

Часто при расчётах ДН нормируют, то есть полагают, что:

$$\sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* = 1.$$

Выражение (1.3) имеет место в случае, когда АР считается идеальной. Реально в ЦФАР перед сумматором принятый сигнал распространяется по антенно-фидерным трактам, испытывая затухание и получая различную задержку (фазу) [18, 48]. Все эти величины могут носить либо случайный характер, либо быть детерминированными, но неизвестными.

1.2. Узкополосное диаграммоформирование в ЦФАР

В общем случае ЦФАР представляет собой систему приемных антенн, выходные сигналы которых суммируются, образуя выходной сигнал [2]. На рисунке 1.2 показана простая структура ЦДФ линейной ЦФАР, где N антенных элементов принимают сигнал, а выходной сигнал $\dot{y}(t)$ в момент времени t является линейной функцией сигналов, принятых антенными элементами $\dot{x}_n(t)$, $n = 1, 2, \dots, N$ в виде:

$$\dot{y}(t) = \sum_{n=1}^N \dot{x}_n(t) \dot{w}_n^*,$$

где $*$ – означает комплексное сопряжение; \dot{w}_n – n -й весовой коэффициент.

Использование комплексно-сопряженных величин удобно для получения более симметричных выражений и производных от них [2].

ЦДФ в соответствии с такой структурой используется для узкополосных сигналов. При анализе узкополосных систем будем рассматривать предельный случай – монохроматический сигнал. Проанализируем выходной сигнал линейной ЦФАР, на которую падает монохроматическая плоская волна (временная зависимость $e^{j\omega t}$) с угловой частотой ω и углом прихода θ , где θ измеряется от нормали к линейной ЦФАР, как показано на рисунке 1.2. Для определённости будем считать задержку сигнала, принятого первым элементом ЦФАР равной нулю.

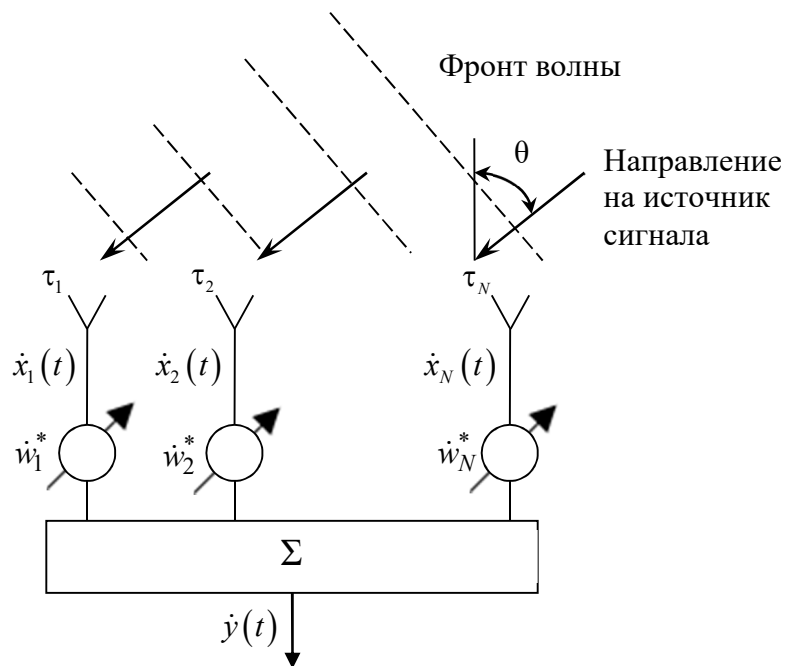


Рисунок 1.2 – Структура узкополосного диаграммоформирования

Сигнал, принятый n -м элементом будет иметь вид:

$$\dot{x}_n(t) = e^{j\omega(t-\tau_n)},$$

где $\tau_n = \tau_n(\theta)$ – время опережения между поступлением сигнала на 1-й и n -й элементы ЦФАР, являющееся функцией угла θ (при этом $\tau_1 = 0$), $n=1, 2, \dots, N$.

Выходной сигнал ЦФАР имеет вид:

$$\dot{y}(t) = e^{j\omega t} \sum_{n=1}^N w_n^* e^{-j\omega\tau_n}.$$

Выражение для характеристики направленности ЦФАР, отбрасывая временной множитель, можно записать в виде:

$$\dot{F}(\omega, \theta) = \sum_{n=1}^N w_n^* e^{-j\omega\tau_n} = \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{B}}(\omega, \theta), \quad (1.6)$$

где $\dot{\mathbf{w}}$ – АФР, называемое в ЦФАР вектором весовых коэффициентов (ВК), содержит N элементов и имеет вид:

$$\dot{\mathbf{w}} = [\dot{w}_1 \quad \dot{w}_2 \quad \dots \quad \dot{w}_N]^T,$$

$\dot{\mathbf{B}}(\omega, \theta)$ – матрица-столбец направления (steering vector):

$$\dot{\mathbf{B}}(\omega, \theta) = [e^{-j\omega\tau_1} \quad e^{-j\omega\tau_2} \quad \dots \quad e^{-j\omega\tau_N}]^T, \quad (1.7)$$

$(\cdot)^H = (\cdot^*)^T$ – обозначает Эрмитово сопряжение.

Следует отметить, что $\dot{\mathbf{w}}$ является матрицей-столбцом, но по устоявшейся терминологии в литературе принято наименование – вектор весовых коэффициентов.

Вектор ВК ($\dot{\mathbf{w}}$) рассчитывается в соответствии с направлением на источник сигнала, а также с учетом требований к УБЛ или форме ДН ЦФАР. Коэффициенты этого вектора зависят от направления на источник сигнала и расстояния между элементами. Данные параметры задаются заранее и не зависят от внешних воздействий (например, помех) в условиях фиксированного ЦФД.

1.2.1. Управление ДН узкополосной ЦФАР

ДН эквидистантной узкополосной линейной решётки, состоящей из изотропных элементов, может быть записана в соответствии с (1.6) в следующем виде:

$$\dot{F}(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp[-jkd(n-1)\sin(\theta)]. \quad (1.8)$$

где d – расстояние между смежными элементами.

Положим $d = \frac{\lambda}{2}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, тогда характеристика направленности

эквидистантной узкополосной АР запишется в виде:

$$\dot{F}(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp[-j(n-1)\pi \sin \theta].$$

Предположим, что набор весовых коэффициентов \dot{w}_n^* , $n = 1, 2, \dots, N$, образует луч ДН, направленный ортогонально линейной АР ($\theta = 0$). Чтобы повернуть луч в направление θ_0 , мы должны добавить задержку $\frac{N(d \sin \theta_0)}{c}$ к сигналу первого

элемента ЦФАР, $\frac{(N-1)(d \sin \theta_0)}{c}$ – второго элемента ЦФАР и так далее. Тогда

характеристика направленности для луча в направлении θ_0 будет иметь вид:

$$\dot{F}(\theta) = \exp(-jN\pi \sin \theta_0) \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp[-j(n-1)\pi(\sin \theta - \sin \theta_0)].$$

Так как сомножитель $\exp(-jN\pi \sin \theta_0)$ представляет собой постоянную задержку для всех сигналов (сигналов всех элементов), то он может игнорироваться во всех следующих выражениях, т.е. предыдущее выражение можно записать в виде:

$$\dot{F}(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp[-j(n-1)\pi(\sin \theta - \sin \theta_0)]. \quad (1.9)$$

Введем замену $u = \sin \theta$ в выражении (1.8):

$$\dot{F}(u) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp[-jkd(n-1)u], \quad (1.10)$$

тогда (1.9) можно записать в следующем виде:

$$\dot{F}(u) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n^* \exp[-j(n-1)\pi(u - u_0)]. \quad (1.11)$$

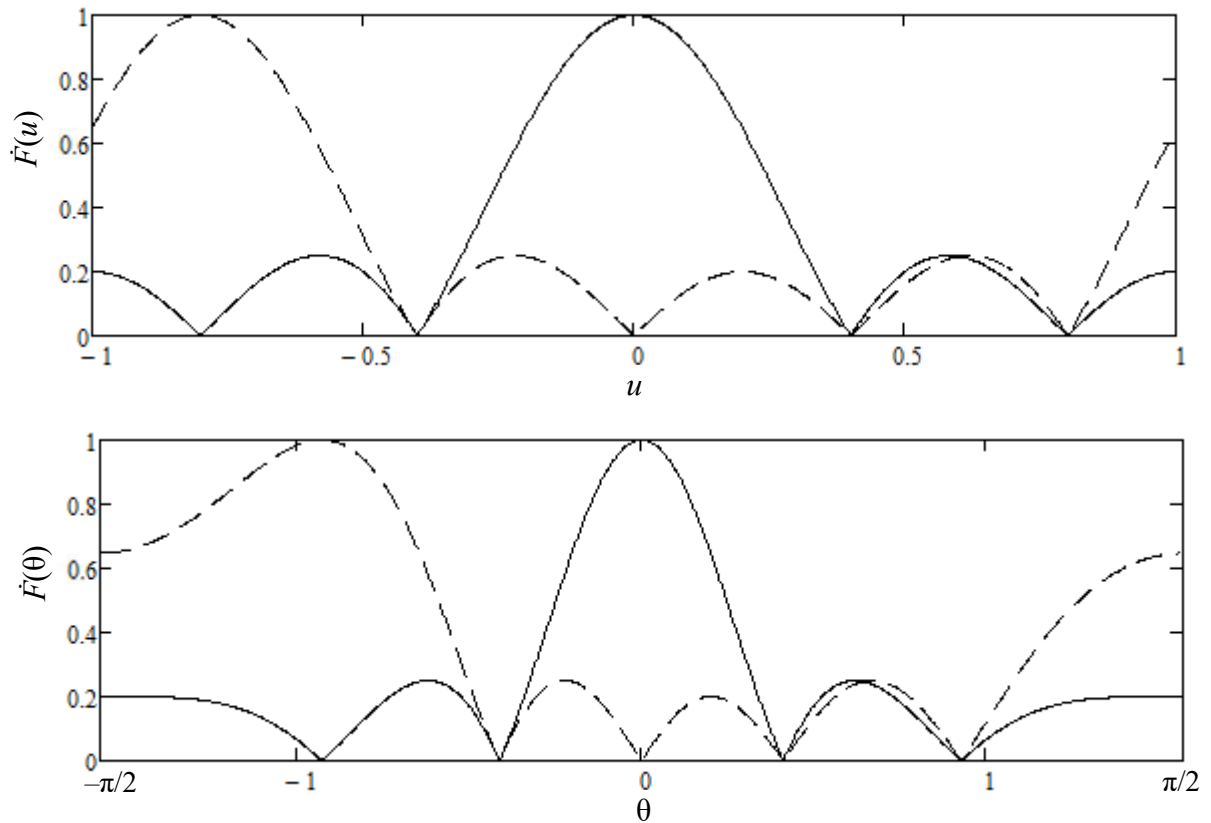


Рисунок 1.3 – Зависимость ДН линейной ЦФАР от различных переменных

Поскольку функция $\exp[-j(n-1)\pi u]$ является периодической с периодом равным 2, то сравнивая выражение (1.10) с (1.11), видим, что характеристика (1.11) является просто сдвинутой версией (1.10) для одного периода $u = \sin \theta$, что показано на рисунке 1.3 сверху; пунктиром показана сдвинутая ДН. Снизу показана зависимость ДН от угла θ .

1.3. Широкополосное диаграммоформирование

Существует множество исследований, посвященных широкополосным АР, составленным из микрофонов, используемых в акустических приложениях, таких как улучшение и распознавание речи, определение направления прихода сигналов, гидролокация и др. [38, 49, 50, 51]. Кроме того, широкополосные АР могут использоваться в таких областях, как беспроводная связь, радиолокация и радиомониторинг [13, 52].

В случае широкополосных сигналов для различных частот, значения элементов вектора ВК должны быть различными, поскольку каждый из сигналов состоит из бесконечного числа частотных компонент. Вектор ВК при обработке широкополосного сигнала можно записать в следующем виде [47]:

$$\dot{\mathbf{w}}(\omega) = [\dot{w}_1(\omega) \quad \dot{w}_2(\omega) \quad \dots \quad \dot{w}_N(\omega)]^T. \quad (1.12)$$

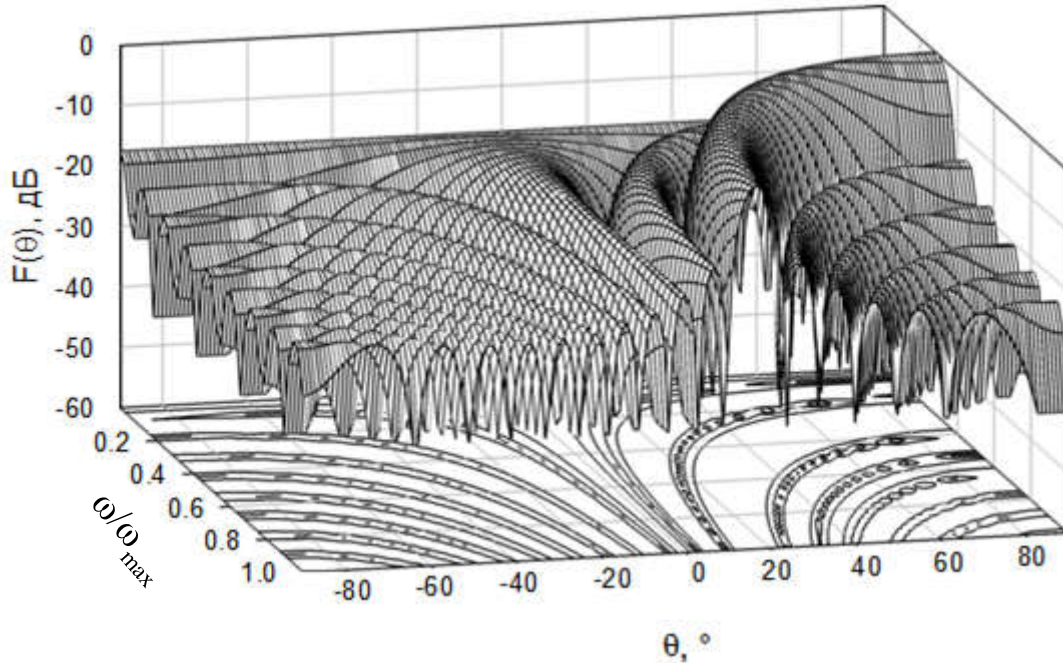


Рисунок 1.4 – ДН узкополосной линейной ЦФАР в широкой полосе частот

На рисунке 1.4 показана ДН узкополосной линейной эквидистантной ЦФАР с количеством элементов $N = 16$ в нормированной полосе частот $\omega / \omega_{\max} \in (0; 1]$, максимум которой отклонен на угол $\theta_0 = 40^\circ$ на центральной частоте нормированной полосы частот $\omega_0 / \omega_{\max} = 0,5$. Расстояние между элементами составляет половину длины волны на центральной частоте. Как видно из данного рисунка, с изменением частоты максимум ДН смещается, а также меняются ширины основного и боковых лепестков. Это является причиной того, что узкополосное диаграммоформирование с постоянным коэффициентом для каждого антенного элемента не будет эффективно работать в условиях широкой полосы.

Частотно-зависимые весовые коэффициенты могут быть получены при помощи суммирования сигналов, поступающих от антенных элементов, и

проходящих через линию задержки с ответвлениями (в зарубежной литературе tapped delay line или TDL). Таким образом, в ЦФАР для формирования частотно-зависимого набора ВК используются КИХ-фильтры [53, 54, 55]. Этому же можно добиться при помощи пространственной задержки сигналов в трехмерных (объемных) АР [56, 57, 58]. Некоторые методы частотно-независимого диаграммоформирования основаны на использовании дополнительных элементов АР (sensor delay line или SDL) [47, 59, 60].

Реализация частотно-независимых ЦФАР в радиочастотном диапазоне является сложной задачей. В работе [61] авторы провели экспериментальное исследование такой АР с использованием «аналоговых КИХ-фильтров». Авторы сумели получить ДН близкую к частотно-независимой в диапазоне частот от 1,5 до 2,0 ГГц. Выбранный авторами диапазон частот ограничен технологическими пределами «аналоговых КИХ-фильтров». Другая группа ученых провела исследование частотно-независимой ЦФАР в P -диапазоне частот [62], при этом полоса частот зависела от типа принимаемого сигнала. Так для сигнала с линейной частотной модуляцией удалось добиться полосы частот примерно 350-520 МГц, а для сигнала с фазовой модуляцией полоса частот оказалась уже (количественную оценку дать невозможно, т.к. авторы привели детальный график с полосой частот только для случая с частотной модуляцией).

1.3.1. ЦФАР с временной задержкой сигналов

Использование цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой 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. В работе [63] авторы отмечают, что для поддержания постоянной ширины ДН в широкой

полосе частот необходимо зафиксировать электрическую длину АР (по частоте). Структура ЦФАР показана на рисунке 1.5.

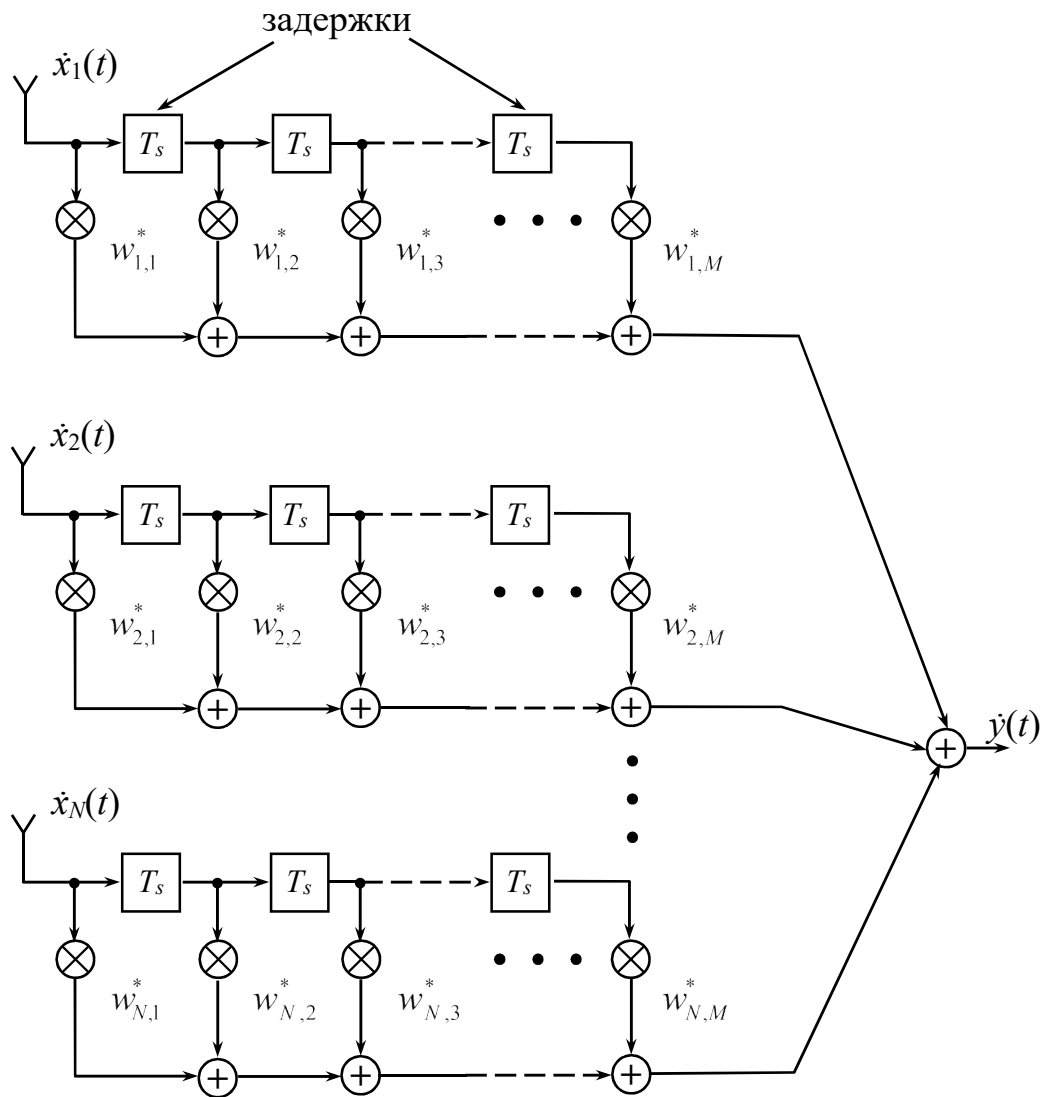


Рисунок 1.5 – Структура широкополосной ЦФАР

\otimes – умножитель, \oplus – сумматор

Широкополосная ЦФАР, соответствующая такой структуре (рисунок 1.5), использует отсчёты поля распространяющейся волны, как в пространстве (выходы различных антенных элементов), так и во времени (ответвления линий задержки). Выходной сигнал ЦФАР при таком широкополосном диаграммоформировании:

$$\dot{y}(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{x}_n [t - (m-1)T_s] \dot{w}_{n,m}^*, \quad (1.13)$$

где M – количество элементов задержки, связанных с каждым из N каналов антенных элементов; T_s – период дискретизации сигнала.

В матричной форме выражение (1.13) может быть переписано в виде:

$$\dot{y}(t) = \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{x}}(t).$$

Весовой вектор $\dot{\mathbf{w}}$ содержит $N \times M$ коэффициентов антенных элементов:

$$\dot{\mathbf{w}} = \left[\begin{array}{c} \dot{\mathbf{w}}_1 \\ \dot{\mathbf{w}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{w}}_M \end{array} \right] \left. \vphantom{\begin{array}{c} \dot{\mathbf{w}}_1 \\ \dot{\mathbf{w}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{w}}_M \end{array}} \right\} N \times M,$$

где каждый вектор $\dot{\mathbf{w}}_m$, $m=1, 2, \dots, M$, содержит N коэффициентов, находящихся на m -м ответвлении n -го КИХ-фильтра:

$$\dot{\mathbf{w}}_m = \left[\dot{w}_{1,m} \quad \dot{w}_{2,m} \quad \dots \quad \dot{w}_{N,m} \right]^T.$$

Аналогично этому входные сигналы также могут быть представлены в матричной форме следующим образом:

$$\dot{\mathbf{x}} = \left[\begin{array}{c} \dot{\mathbf{x}}_1(t) \\ \dot{\mathbf{x}}_2(t - T_s) \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{x}}_M[t - (M - 1)T_s] \end{array} \right] \left. \vphantom{\begin{array}{c} \dot{\mathbf{x}}_1(t) \\ \dot{\mathbf{x}}_2(t - T_s) \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{x}}_M[t - (M - 1)T_s] \end{array}} \right\} N \times M,$$

где матрица-столбец $\dot{\mathbf{x}}_m[t - (m - 1)T_s]$ включает в себя данные, соответствующие m -му вектору коэффициентов $\dot{\mathbf{w}}_m$,

$$\dot{\mathbf{x}}_m[t - (m - 1)T_s] = \left[\dot{x}_1[t - (m - 1)T_s] \quad \dot{x}_2[t - (m - 1)T_s] \quad \dots \quad \dot{x}_N[t - (m - 1)T_s] \right]^T.$$

Для сигнала падающей плоской комплексной волны с временным множителем $e^{j\omega t}$, положим $\dot{x}_1 = e^{j\omega t}$. Тогда будем иметь:

$$\dot{x}_n[t - (m - 1)T_s] = \exp\left[j\omega \left[t - (\tau_n + (m - 1)T_s) \right] \right],$$

при $n = 1, 2, \dots, N$; $m = 1, 2, \dots, M$.

Выходной сигнал АР может быть записан в форме:

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) &= \exp(j\omega t) \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{w}_{n,m}^* \exp[-j\omega(\tau_n + (m-1)T_s)], \\ \dot{y}(t) &= \exp(j\omega t) \times \dot{F}(\theta, \omega), \end{aligned}$$

где $\dot{F}(\theta, \omega)$ – ДН ЦФАР, являющаяся функцией угла и частоты. Она может быть также записана в соответствии с (1.6) в матричной форме:

$$\dot{F}(\theta, \omega) = \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{B}}(\theta, \omega), \quad (1.14)$$

где $\dot{\mathbf{B}}(\theta, \omega)$ является матрицей-столбцом направления [47] для широкополосной ЦФАР, а ее элементы равны комплексным экспонентам $\exp[-j\omega(\tau_n + (m-1)T_s)]$:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{B}}(\theta, \omega) &= \left[\begin{array}{ccc} \left(e^{-j\omega\tau_1} & \dots & e^{-j\omega\tau_N} \right) & \left(e^{-j\omega(\tau_1+T_s)} & \dots & e^{-j\omega(\tau_N+T_s)} \right) & \dots \\ \left(e^{-j\omega(\tau_1+mT_s)} & \dots & e^{-j\omega(\tau_N+mT_s)} \right) & \dots & \left(e^{-j\omega[\tau_1+(M-1)T_s]} & \dots & e^{-j\omega[\tau_N+(M-1)T_s]} \right) \end{array} \right]^T. \end{aligned}$$

При $M = 1$ это выражение превращается в матрицу-столбец направления для узкополосного диаграммоформирования (1.7).

Теперь, задавая коэффициенты широкополосного ЦДФ, можно получить трёхмерную амплитудную характеристику направленности в виде функции частоты и углов прихода волны в соответствии с выражением (1.14). На рисунке 1.6 приведена ДН широкополосной линейной эквидистантной ЦФАР с количеством элементов $N = 16$ в нормированной полосе частот $\omega / \omega_{\max} \in (0; 1]$, при этом расстояние между элементами составляет половину длины волны на средней частоте диапазона, максимум ДН АР отклонен на угол $\theta_0 = 10^\circ$, а ширина ДН постоянна в широком диапазоне частот. Разработка методов широкополосного ЦДФ будет описана в п. 2.

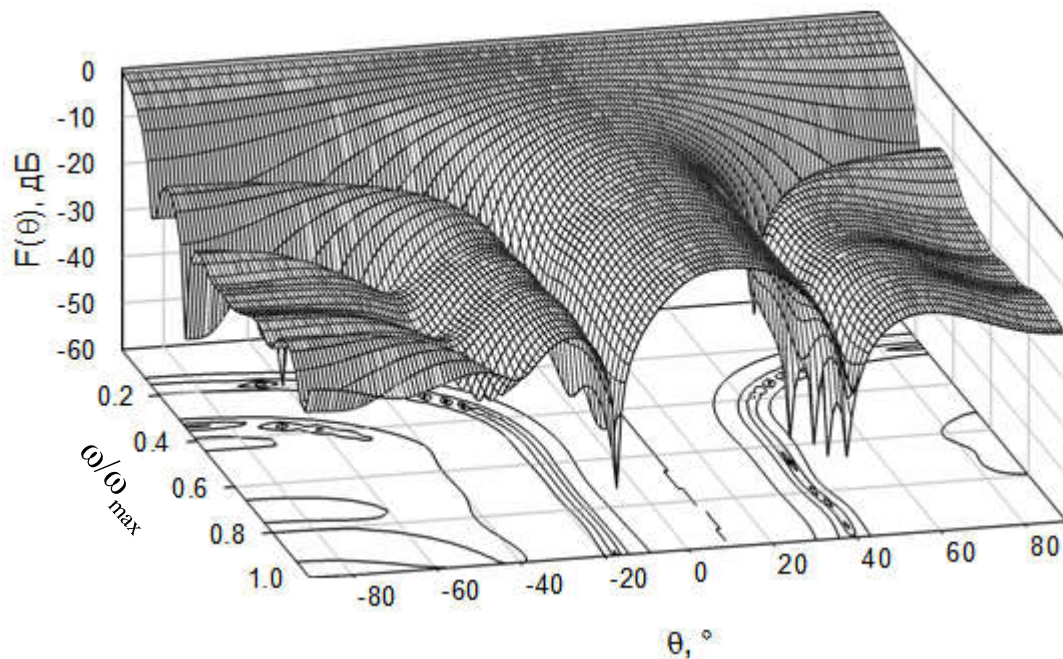


Рисунок 1.6 – ДН широкополосной линейной АР в широкой полосе частот

1.3.2. ЦФАР с пространственной задержкой сигналов

В структурах, основанных на временной фильтрации, при увеличении полосы частот принимаемого сигнала задержки между отсчётами становятся всё короче и, как результат, для работы необходимы цепи, обеспечивающие очень высокие скорости передачи и обработки.

Чтобы избежать трудностей, связанных с системами, основанными на временной фильтрации можно заменить линии задержки пространственной задержкой сигналов, используя большее количество антенных элементов, располагая их за исходной АР [47, 60, 64]. Эта система рассматривается как широкополосная диаграммоформирующая структура с пространственной задержкой сигналов, принимаемых антенными элементами или просто как пространственный фильтр.

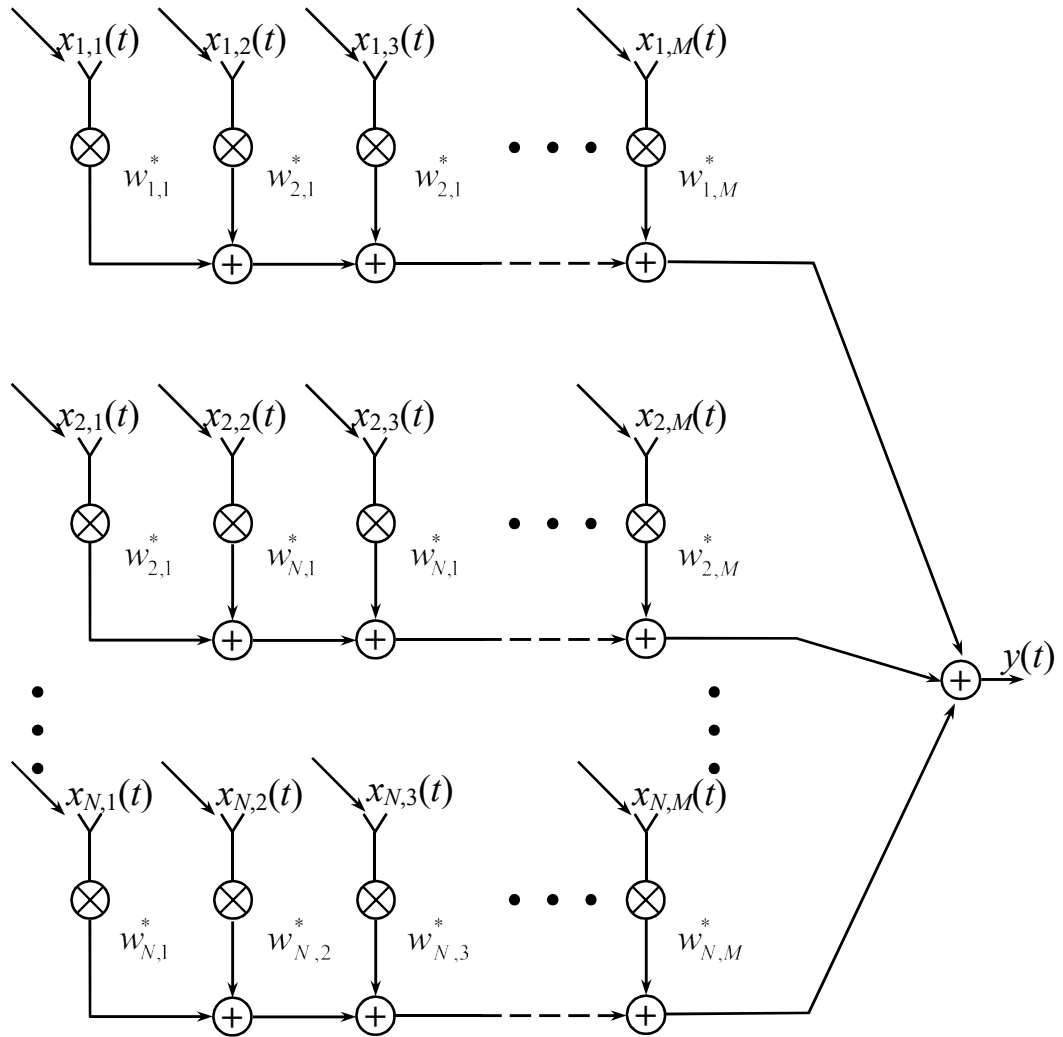


Рисунок 1.7 – Прямоугольная ЦФАР с пространственным фильтром

Этот подход может быть применён к линейной или плоской АР. Например, для исходной линейной ЦФАР с КИХ-фильтрами будем иметь прямоугольную АР без временной фильтрации, как показано на рисунке 1.7, замещающую структуру на рисунке 1.5. Для исходной плоской ЦФАР с КИХ-фильтрами будем иметь объёмную АР без временной фильтрации, как показано на рисунке 1.8.

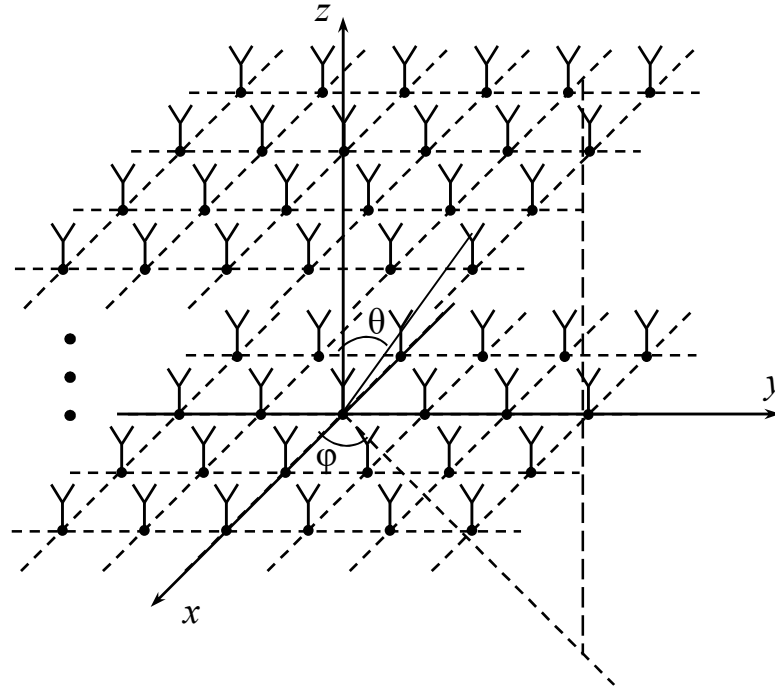


Рисунок 1.8 – Кубическая АР без временной фильтрации

Следует отметить, что один антенный элемент с временной фильтрацией сигналов заменяется линейной АР с пространственной задержкой сигналов, что и приводит к трансформации исходных ЦФАР. Описание принимаемых сигналов и ДН такой ЦФАР аналогично ЦФАР с временной задержкой сигналов, рассмотренной выше.

Такие антенные элементы с пространственной задержкой могут располагаться в пространстве не только линейно. Например, в работах [35, 65, 66] для формирования пространственной задержки сигналов используются многокольцевые АР.

1.3.3. Управление ДН широкополосной ЦФАР

Как было сказано выше, для широкополосного ЦДФ необходима структура, показанная на рисунке 1.5 либо на рисунке 1.7. Перепишем выражение (1.14) для ДН ЦФАР с временными задержками, считая, что АР является эквидистантной и линейной с расстоянием между элементами $d = \lambda/2$ на средней частоте рабочего диапазона:

$$\dot{F}(\theta, \omega) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{w}_{n,m}^* \exp\left(-j \frac{\omega \lambda}{c} \frac{\lambda}{2} (n-1) \sin \theta\right) \exp(-j \omega m T_s),$$

где ω – частота широкополосного сигнала, на которой рассчитывается ДН ЦФАР.

Предположим, что набор весовых коэффициентов $w_{n,m}^*$ ($n=1, 2, \dots, N$; $m=1, 2, \dots, M$), образует «луч», нормальный к АР ($\theta=0$), пример которого показан на рисунке 1.9.

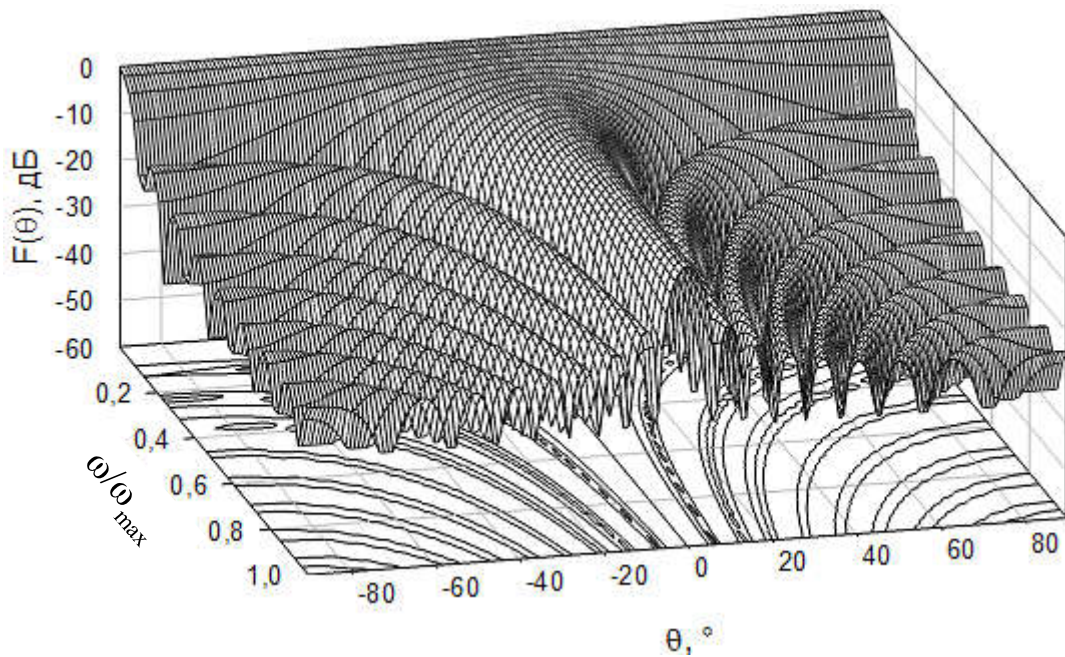


Рисунок 1.9 – ДН АР в широкой полосе частот

Чтобы сдвинуть «луч» (максимум ДН) на направление θ_0 , добавим задержки аналогичным способом, как это было сделано для узкополосного варианта ЦФАР.

ДН можно записать в следующем виде:

$$\dot{F}(\theta, \omega) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{w}_{n,m}^* \exp\left[-j \frac{\omega \lambda}{c} \frac{\lambda}{2} (n-1) (\sin \theta - \sin \theta_0)\right] \exp(-j \omega m T_s).$$

В качестве примера изменим направление главного максимума ДН рисунка 1.9 подобным способом в направлении $\theta_0 = -40^\circ$. Результат показан на рисунке 1.10. Максимум ДН изменил свое направление.

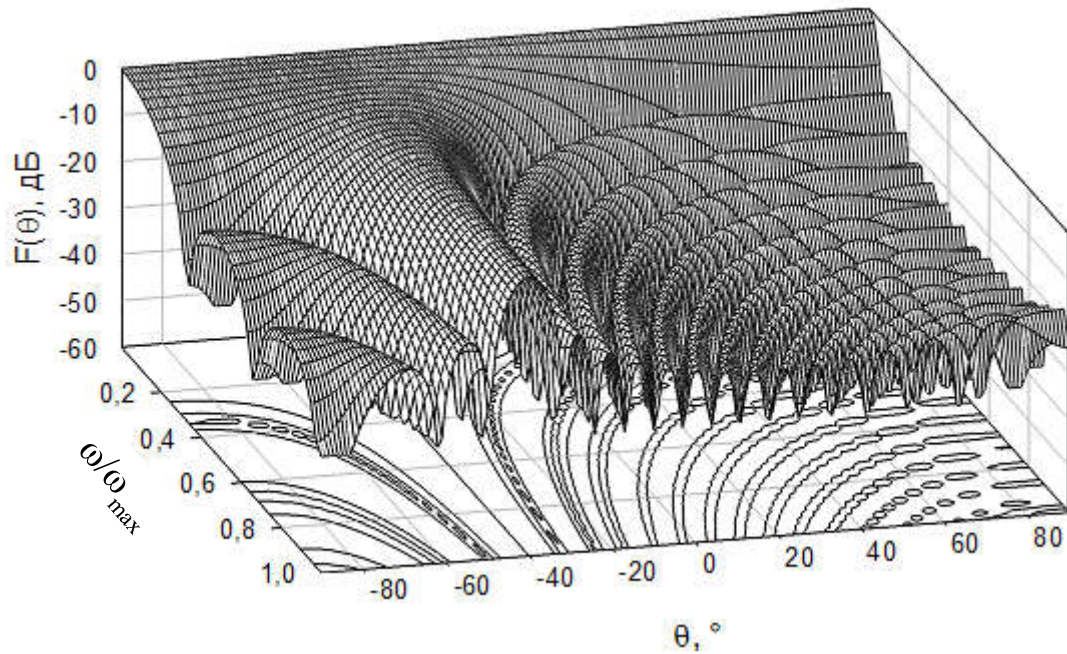


Рисунок 1.10 – ДН после смещения её максимума в направлении $\theta_0 = -40^\circ$

Связь между рисунком 1.9 и рисунком 1.10 не представляет простой сдвиг между ними, как в случае узкополосного ЦДФ. Ниже будет показано, что управление ДН при помощи задержек для широкополосного ЦДФ имеет отличительные особенности.

1.4. Формирование «нулей» в ДН ЦФАР

Создание «нулей» в ДН ЦФАР возможно реализовать двумя способами: первый заключается в применении адаптивного ЦДФ, второй – фиксированного ЦДФ.

Далее рассмотрим основы адаптивного ЦДФ и методы синтеза «нулей» в ДН ЦФАР, которые можно отнести к фиксированному ЦДФ.

1.4.1. Адаптивное управление ДН ЦФАР

В общем случае входной сигнал ЦФАР представляет собой совокупность сигналов в отдельных каналах. Таким образом, N -элементная ЦФАР формирует на входах антенных элементов совокупность сигналов, которую можно записать в виде матрицы входных сигналов. При наличии в принятом сигнале составляющих

полезного сигнала, сигналов помех и некоррелированных шумов его можно записать в следующем виде [3]:

$$\dot{\mathbf{X}} = \dot{\mathbf{X}}_s + \dot{\mathbf{X}}_p + \dot{\mathbf{X}}_n, \quad (1.15)$$

где $\dot{\mathbf{X}}_s$, $\dot{\mathbf{X}}_p$, $\dot{\mathbf{X}}_n$ – матрицы полезного сигнала, помеховых сигналов и шумов, соответственно.

Сигналы на выходах элементов ЦФАР имеют различные фазовые сдвиги (относительно элемента, считаемого опорным), за счет геометрии АР, например, для полезного сигнала можно записать:

$$\dot{\mathbf{X}}_s = \dot{\mathbf{S}}\mathbf{x}_s^T, \quad (1.16)$$

где $\dot{\mathbf{S}} = [\dot{s}_1 \ \dot{s}_2 \ \dots \ \dot{s}_N]^T$ – вектор волнового фронта полезного сигнала, падающего на АР с направления θ_s [7]; \mathbf{x}_s – вектор, размера $N_s \times 1$, содержащий отсчеты полезного сигнала; N_s – количество отсчетов полезного сигнала. Выражение для помехового сигнала можно получить аналогичным образом.

Выходной сигнал ЦФАР (отсчеты выходного сигнала во времени) может быть записан в виде матрицы-строки, размером $1 \times N_s$:

$$\dot{\mathbf{y}}_\Sigma = \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{X}}, \quad (1.17)$$

Полезные сигналы, помехи и шумы являются случайными процессами и при рассмотрении адаптивной ЦФАР (ААР) удобно ввести понятие корреляционной матрицы входных сигналов. Корреляционная матрица (КМ) содержит всю информацию о помехах и шумах, имеющихся в АР. КМ случайных сигналов определяется выражением:

$$\dot{\mathbf{R}} = \{ \dot{\mathbf{X}}\dot{\mathbf{X}}^H \}, \quad (1.18)$$

где $\{ \bullet \}$ означает статистическое усреднение.

В общем случае, если на АР падает несколько статистически независимых сигналов: полезный сигнал и K некоррелированных помех, тогда КМ сигналов можно записать в виде:

$$\dot{\mathbf{R}} = \dot{\mathbf{R}}_s + \dot{\mathbf{R}}_p + \dot{\mathbf{R}}_n, \quad (1.19)$$

где $\dot{\mathbf{R}}_s$, $\dot{\mathbf{R}}_p$ – КМ полезного сигнала и сигналов помех, соответственно, $\dot{\mathbf{R}}_p = \sum_{i=1}^K \dot{\mathbf{R}}_p^{(i)}$; $\dot{\mathbf{R}}_n = \text{diag}(\sigma^2)$ – КМ шумов в соседних каналах АР [4, 7]; σ^2 – дисперсия (мощность) шумов.

В процессе работы ААР предполагается поиск весовых коэффициентов по различным критериям эффективности. В математической формулировке возможный критерий эффективности записывается в виде некоторой целевой функции. Для определенной ААР, при заданной сигнально-помеховой обстановке, существует оптимальный вектор ВК $\dot{\mathbf{w}}_{opt}$, который обеспечит наилучшее качество приёма полезного сигнала. Изменение вектора ВК от начального приближения до оптимального значения может проходить по различным траекториям изменения параметров целевой функции [4]. Вид траектории зависит от многих факторов, в первую очередь от выбранного критерия оптимальности целевой функции. Наиболее часто, в качестве такого критерия, используется минимум среднеквадратичного отклонения (СКО) разности опорного и принятого сигналов [67, 68, 69]. Следует отметить, что аргументом целевой функции является вектор $\dot{\mathbf{w}}$, в узкополосном случае содержащий N элементов (N – количество элементов в АР), а в широкополосном – $N \times M$ (M – количество элементов КИХ-фильтров).

На рисунке 1.11(а) приведена схема ААР. Оптимизация вектора ВК по критерию минимума СКО производится путем непосредственного сравнения опорного (желаемого) сигнала (\dot{d}) с сигналом на выходе ААР (\dot{y}_Σ) [4]. Разность между этими сигналами \dot{e} , т.е. сигнал ошибки, с учетом выражения (1.17):

$$\dot{e}(i) = \dot{d}(i) - \dot{y}_\Sigma(i) = \dot{d}(i) - \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{X}}(i) = \dot{d}(i) - \dot{\mathbf{X}}^H(i) \dot{\mathbf{w}},$$

здесь i – индекс дискретного времени, т.е. сигналы (ошибки, опорный и выходной) определены в дискретные моменты времени t_i .

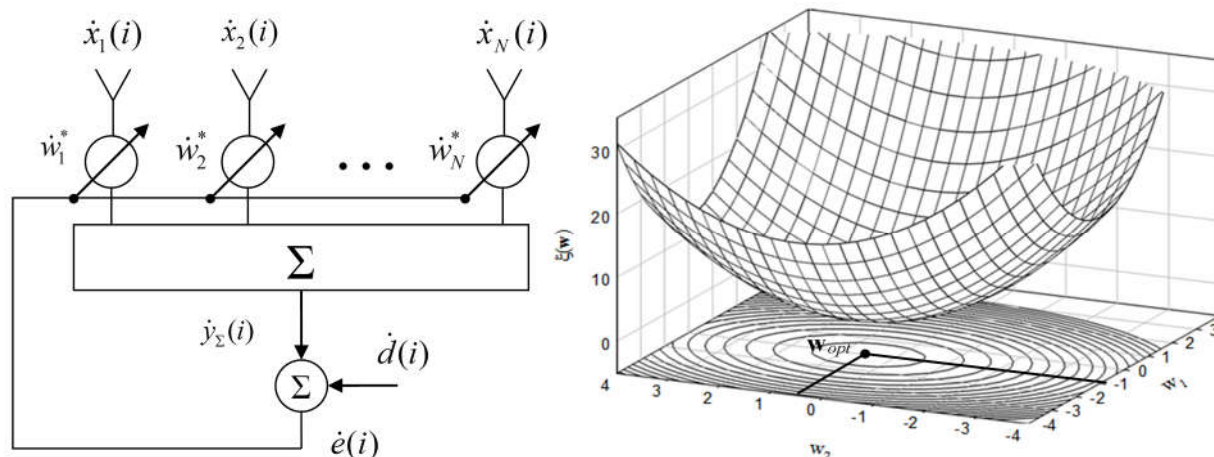


Рисунок 1.11 – Адаптивная фильтрация по критерию минимума СКО
слева – адаптивная АР, справа – график целевой функции

Будем считать, что все сигналы имеют нулевое среднее значение. Усреднив величину $e(i)$ найдем выражение для целевой функции в установившемся режиме:

$$\xi(\dot{\mathbf{w}}) = \sigma_d^2 - \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{r}} - \dot{\mathbf{r}}^H \dot{\mathbf{w}} + \dot{\mathbf{w}}^H \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{w}}, \quad (1.20)$$

где $\xi(\dot{\mathbf{w}}) = E[|e(i)|^2]$ – СКО сигнала ошибки, $\sigma_d^2 = E[|d(i)|^2]$ – мощность опорного сигнала, $\dot{\mathbf{r}} = E[\dot{d}^*(i)\dot{\mathbf{X}}(i)]$ – вектор взаимной корреляции опорного и входного сигналов.

На рисунке 1.11(б) показан фрагмент типичной двумерной функции СКО [70]. По осям абсцисс и ординат отложены значения ВК, на оси аппликат находятся значения СКО. Проекция «нижней» точки графика на плоскость векторов ВК представляет собой вектор оптимальных ВК $\dot{\mathbf{w}}_{opt}$ и соответствует точке минимального значения СКО. Квадратичная функция ошибки имеет только один глобальный минимум, локальных минимумов у такой функции не существует [70].

Поскольку целевая функция (1.20) имеет единственный минимум, вектор оптимальных ВК может быть найден путем приравнивания градиента этой функции ($\nabla \xi(\dot{\mathbf{w}})$) нулю [6]:

$$\nabla \xi(\dot{\mathbf{w}}) = -\dot{\mathbf{r}} + \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{w}}_{opt} = 0. \quad (1.21)$$

Считая, что $\dot{\mathbf{R}}$ является невырожденной матрицей [6, 70, 71], из (1.21) найдём вектор оптимальных ВК:

$$\dot{\mathbf{w}}_{opt} = \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{r}}. \quad (1.22)$$

Полученное равенство (1.22) называется уравнением Винера-Хопфа в матричном виде [3, 6, 7, 67, 70], а вектор ВК, определяемый уравнением – оптимальным Винеровским решением.

Адаптация с линейными ограничениями применяется довольно часто [9, 70-74] в связи с необходимостью формирования ДН без знания опорного сигнала, зная только направление прихода полезного сигнала. Обычно ограничением является фиксация уровня ДН в заданном направлении [77] (ожидаемое направление на источник полезного сигнала).

Введем матрицу $\dot{\mathbf{C}}$, столбцы которой являются ожидаемыми векторами волнового фронта сигналов. Произведение $\dot{\mathbf{C}}^H \dot{\mathbf{w}}$ определяет уровень ДН в направлениях прихода сигналов и задача минимизации функции (1.20) сводится к следующему виду:

$$\min_{\dot{\mathbf{w}}} \xi(\dot{\mathbf{w}}), \text{ при } \dot{\mathbf{C}}^H \dot{\mathbf{w}} = \mathbf{f}, \quad (1.23)$$

где \mathbf{f} – вектор размерностью $J \times 1$, содержащий значения ДН в направлениях прихода сигналов; J – количество ограничений.

Задача условной минимизации функции (1.23) с помощью множителей Лагранжа сводится к задаче безусловной минимизации функции [1, 6]. Тогда, решив задачу безусловной минимизации, выражение для вектора оптимальных весовых коэффициентов примет вид:

$$\dot{\mathbf{w}}_{opt} = \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{r}} + \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{C}} \frac{\mathbf{f} - \dot{\mathbf{C}}^H \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{r}}}{\dot{\mathbf{C}}^H \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{C}}}.$$

Обычно $J = 1$, т.е. задается направление на источник полезного сигнала, тогда $\dot{\mathbf{C}} \equiv \dot{\mathbf{S}}$ и $f = 1$. Считая, что опорный сигнал отсутствует, т.е. $\dot{\mathbf{d}} \equiv 0$ и $\dot{\mathbf{r}} \equiv 0$, получим:

$$\dot{\mathbf{w}}_{opt} = \frac{\dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{S}}}{\dot{\mathbf{S}}^H \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{S}}}, \quad (1.24)$$

при этом $\frac{1}{\dot{\mathbf{S}}^H \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{S}}} = \text{const}$.

1.4.2. Синтез ДН с нулями в заданных направлениях

Пусть КМ задана в виде (1.19), присутствует одна помеха, а полезный сигнал отсутствует, т.е. КМ определяется выражением:

$$\dot{\mathbf{R}} = \sigma^2 \mathbf{E} + \dot{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{P}}^H,$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, $\dot{\mathbf{P}}$ – вектор волнового фронта помехи.

Тогда, в соответствии с (1.24), вектор оптимальных ВК примет вид:

$$\dot{\mathbf{w}}_{opt} = \sigma^2 \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{S}} = \sigma^2 (\sigma^2 \mathbf{E} + \dot{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{P}}^H)^{-1} \dot{\mathbf{S}},$$

где $\sigma^2 = (\dot{\mathbf{S}}^H \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{S}})^{-1}$

В соответствии с леммой обращения матриц [78] обратная матрица от суммы матриц, в данном случае обратная КМ, запишется в следующем виде:

$$\dot{\mathbf{R}}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{E} - \frac{1}{\sigma^2 + \dot{\mathbf{P}}^H \dot{\mathbf{P}}} \dot{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{P}}^H \right)$$

или с учетом того, что $\dot{\mathbf{P}}^H \dot{\mathbf{P}} = N$ (считается, что помеха представляет плоскую волну и амплитуды помехи на каждом элементе ААР одинаковы):

$$\dot{\mathbf{R}}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \left(\mathbf{E} - \frac{1}{\sigma^2 + N} \dot{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{P}}^H \right).$$

Определим вектор оптимальных ВК с учетом этого выражения. С точностью до постоянного множителя будем иметь:

$$\dot{\mathbf{w}}_{opt} = \left(\mathbf{E} - \frac{1}{\sigma^2 + N} \dot{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{P}}^H \right) \dot{\mathbf{S}}. \quad (1.25)$$

Далее, запишем выражение для ДН плоской ЦФАР в матричном виде с помощью матрицы-столбца направления, как функцию углов и вектора ВК:

$$\dot{F}(\Psi, \dot{\mathbf{w}}) = \dot{\mathbf{B}}^H(\Psi) \cdot \dot{\mathbf{w}}, \quad (1.26)$$

где $\Psi = (\theta, \varphi)$.

Перепишем выражение (1.25) для вектора оптимальных ВК с учетом выражения (1.26):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{w}}_{opt} &= \dot{\mathbf{S}} - \frac{1}{\sigma^2 + N} \dot{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{P}}^H \dot{\mathbf{S}}, \\ \dot{\mathbf{w}}_{opt} &= \dot{\mathbf{S}} - \frac{1}{\sigma^2 + N} \dot{\mathbf{P}} \dot{F}^*(\Psi_p, \dot{\mathbf{S}}), \end{aligned} \quad (1.27)$$

где $\Psi_p = (\theta_p, \varphi_p)$ – направление прихода помехового сигнала.

Выражение для ДН ААР с учетом (1.26) и (1.27) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \dot{F}(\theta, \varphi) &= \dot{\mathbf{B}}^H(\Psi) \cdot \dot{\mathbf{S}} - \frac{\dot{F}(\Psi_p, \dot{\mathbf{S}}) \cdot \dot{\mathbf{B}}^H(\Psi) \cdot \dot{\mathbf{P}}}{\sigma^2 + N}, \\ \dot{F}(\theta, \varphi) &= \dot{F}(\Psi, \dot{\mathbf{S}}) - \frac{\dot{F}(\Psi_p, \dot{\mathbf{S}})}{\sigma^2 + N} \dot{F}(\Psi, \dot{\mathbf{P}}). \end{aligned}$$

На основании полученного выражения можно сделать вывод о том, что ДН ААР состоит из двух слагаемых – исходной (неискаженной ДН) и компенсационной ДН [7, 10].

Данный вывод был независимо получен и в других работах [79 – 83]. Таким образом, данное свойство может применяться в методах синтеза «нулей» в ДН АР, при этом количество переменных в таких методах обычно не превышает количества синтезируемых «нулей».

В работе [79] задача синтеза «нулей» формулируется как задача наименьших квадратов с линейными ограничениями в направлениях формируемых «нулей». Для линейной АР показано, что, когда на исходную ДН накладывается M «нулей», оптимальным решением является разность исходной ДН и суммы M взвешенных ДН вида $(\sin N \cdot x) / \sin x$.

В работе [80] авторы предлагают в качестве компенсационной ДН использовать ДН крайних элементов линейной АР. Авторы отмечают, что лепестки

ДН АР, составленной из крайних элементов АР, почти равны по ширине боковым лепесткам основной АР, и, следовательно, эти элементы подходят для компенсации боковых лепестков исходной ДН. Синтезируемые «нули» являются глубокими и широкими, т.е. предложен метод компенсации боковых лепестков полностью. Работа [81] расширяет полученные результаты на случай плоских АР.

В работах [82, 83] также используется разложение ДН в ряд по функциям вида $(\sin N \cdot x) / \sin x$. При этом, показано, что если в качестве исходного амплитудного возбуждения элементов использовать Дольф-Чебышевское или спадающее к краям, то уровень боковых лепестков суммарной ДН останется на том же уровне, что и у исходной ДН.

Помимо рассмотренных методов синтеза существует множество других, основанных на математических методах минимизации функций, например, [84-87]. В таких методах количество переменных соответствует количеству элементов в АР, помимо этого данные методы являются итеративными.

1.5. Выводы

Методы узкополосного диаграммоформирования не применимы в широкой полосе частот, так как при изменении частоты максимум ДН ЦФАР изменяет свое направление.

При реализации широкополосной ДН возможно использование как TDL, так и SDL, т.е. для формирования частотно-зависимых весовых коэффициентов возможно применение КИХ-фильтров или дополнительных элементов АР.

Адаптивное диаграммоформирование рассмотрено на примере Винеровской фильтрации в узкополосном случае. Показано, что ДН адаптивной АР можно представить в виде суммы взвешенных ДН.

2. ЦФАР с частотно-независимой ДН

В соответствии с целью и задачами работы предполагается разработка методов частотно-независимого ЦДФ и математических моделей ЦФАР, которые позволят реализовать методы широкополосного ЦДФ, т.е. создание частотно-независимой ДН. Возможными подходами к реализации предлагаемых методов является применение КИХ-фильтров и использование АР с пространственной задержкой сигналов.

Выше был проведен обзор существующих методов широкополосного ЦДФ. Далее будут разработаны методы частотно-независимого ЦДФ с использованием описанных подходов.

Как будет показано далее (раздел 2.1.1), постановка задачи создания частотно-независимой ДН требует решения задачи минимизации целевой функции. Также, некоторые методы требуют вычисления преобразования Фурье [27, 88, 89]. Поэтому, необходима разработка методов с меньшими вычислительными затратами. В данной главе предлагаются методы формирования ДН не зависящей от частоты, основанные на использовании TDL и SDL, без решения задачи минимизации.

2.1. Частотно-независимое ЦДФ с использованием временных задержек

2.1.1. ЦДФ с применением минимизации целевой функции

Рассмотрим основные принципы частотно-независимого ЦДФ с использованием метода минимизации функций. Под частотно-независимым ЦДФ будем понимать формирование ДН, УБЛ и ширина главного лепестка которой не меняются в широком диапазоне частот (с коэффициентом перекрытия диапазона более двух).

Запишем ДН линейной ЦФАР в зависимости от частоты (ω) и угла прихода волны (θ):

$$\dot{F}(\theta, \omega) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n(\omega) \exp \left[j \frac{\omega}{c} d(n-1) \sin(\theta) \right], \quad (2.1)$$

где $\dot{w}_n(\omega)$ – коэффициенты вектора ВК (1.12) (АФР), зависящие от частоты; d – расстояние между смежными элементами АР; $k = \omega/c$ – волновое число свободного пространства; c – скорость распространения волны; N – количество элементов в ЦФАР; θ – направление на источник сигнала.

Для сохранения формы ДН в полосе частот необходимо, чтобы в функции $\dot{w}_n(\omega)$ для АФР учитывались фазовые набеги, различные для каждой частоты диапазона рабочих частот ЦФАР (задержка) при приходе сигналов с направлений, отличных от нормали к ЦФАР, а электрические размеры антенны должны быть постоянными в полосе частот. Для решения задачи синтеза АФР необходимо минимизировать следующий функционал:

$$\begin{aligned} \min_{\dot{w}} \left| \dot{F}_0(\theta) - \dot{F}(\theta, \omega) \right|^2, \\ \omega \in [\omega_{\min}, \omega_{\max}], \\ \theta \in \left[\frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right], \end{aligned} \quad (2.2)$$

где $\dot{F}(\theta, \omega)$ – синтезируемая ДН ЦФАР на частоте ω ; $\dot{F}_0(\theta)$ – заданная ДН ЦФАР, не зависящая от частоты («маска» для частотно-независимого ЦДФ); $(\omega_{\min}, \omega_{\max})$ – заданный диапазон рабочих частот.

Решая задачу минимизации функционала (2.2) любым из известных методов в диапазоне частот и углов наблюдения, получим АФР в виде функции частоты, при условии сохранения формы ДН в полосе частот. Здесь следует отметить, что зависимость АФР от частоты для n -го элемента ЦФАР можно рассматривать как частотную характеристику (ЧХ) КИХ-фильтра, расположенного за этим элементом (рисунок 1.5). Теперь, функция $\dot{w}_n(\omega)$ в выражении (2.1) является частотной характеристикой КИХ-фильтра.

ЧХ КИХ-фильтра n -го элемента АР записывается в виде [90, 91]:

$$\dot{w}_n(\omega) = \sum_{m=1}^M w_{m,n} \exp(-jm\omega T_s),$$

где M – количество коэффициентов КИХ-фильтра, $w_{m,n}$ – коэффициенты фильтра, $T_s = 1/f_D$ – период дискретизации, f_D – частота дискретизации.

Далее, из полученных частотных характеристик можно найти коэффициенты КИХ-фильтров, то есть их импульсные характеристики. КИХ-фильтры будут реализовывать необходимую частотную зависимость синтезированного АФР. ДН ЦФАР с использованием КИХ-фильтров будет представлять собой двойное преобразование Фурье от импульсной характеристики фильтров:

$$\dot{F}_\Sigma(\theta, \omega) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M w_{m,n} \exp(-jm\omega T_s) \exp\left(\frac{j\omega d(n-1)\sin(\theta)}{c}\right), \quad (2.3)$$

где N – количество элементов ЦФАР, M – количество коэффициентов КИХ-фильтра.

В работе автора [92] приводятся результаты, полученные таким способом. Для построения частотно-независимой ДН найдена частотная зависимость АФР. Затем, по необходимой частотной зависимости АФР найдены коэффициенты КИХ-фильтров $w_{m,n}$ с помощью алгоритма Ремеза [90].

В задаче минимизации (2.2) в качестве синтезируемой ДН ЦФАР можно использовать ДН, описываемую выражением (2.3). Тогда, решая задачу минимизации функционала, например, методом наименьших квадратов [93], получим набор ВК КИХ-фильтров $w_{m,n}$, реализующих необходимую частотную зависимость.

Рассмотрим линейную 16-ти элементную АР в нормированной полосе частот $\omega/\omega_{\max} \in [0, 3; 1]$. «Маску» для создания частотно-независимой ДН зададим в следующем виде:

$$\dot{F}_0(\theta) = \sum_{n=-2}^2 \dot{w}_n(\omega_{\max}) \exp\left(jn \frac{\omega_{\max} d \sin(\theta)}{c}\right), \quad (2.4)$$

где ω_{\max} – максимальная частота диапазона, $d = \lambda_{\text{в}}/2$ – расстояние между элементами, $\lambda_{\text{в}}$ – длина волны на максимальной частоте диапазона, количество коэффициентов фильтра установим равным $M = 32$, $\dot{w}_n(\omega_{\max})$ принимается равной единице, то есть рассматриваем равномерное амплитудное распределение (\dot{w}_n определит уровень боковых лепестков). Таким образом, можем записать:

$$\dot{F}_0(\theta) = \sum_{n=-2}^2 \exp[jn\pi \sin(\theta)].$$

На рисунке 2.1 показаны найденные ВК, а на рисунке 2.2 – соответствующие им амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), которые формируют необходимую частотную зависимость АФР. Из рисунка 2.2 видно, что при увеличении частоты фактически происходит уменьшение размеров АР. Это вызвано требованием частотной независимости ДН синтезируемых АФР, т.е. с увеличением частоты сигнала «активная» область АФР уменьшается (уменьшается «размер» АР), что совершенно очевидно, поскольку требуется сохранение постоянной ширины ДН при изменении частоты. На нижних частотах часть ЧХ имеют небольшие амплитуды, поскольку антенные элементы расположены «слишком часто» для этих частот (менее половины длины волны). Таким образом, как на верхних, так и на нижних частотах раскрыв ЦФАР используется неэффективно. Это является следствием поставленной цели – получение частотно-независимой ДН.

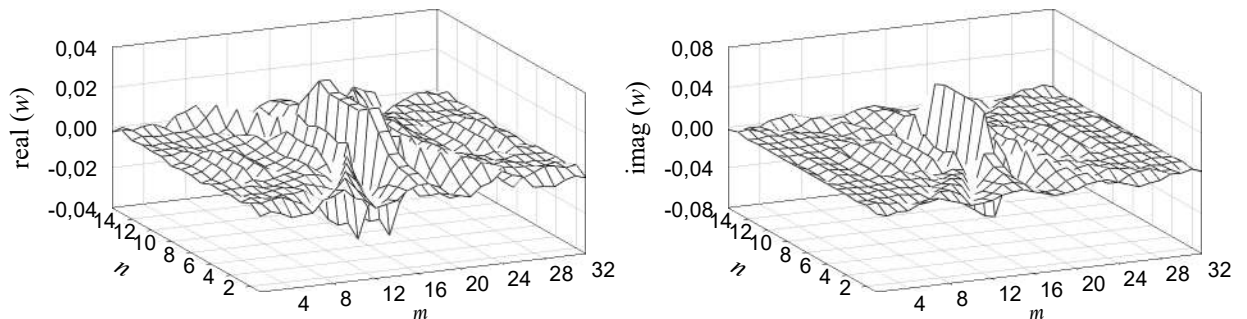


Рисунок 2.1 – Коэффициенты КИХ-фильтров, реализующих ЧХ на рисунке 2.2

слева – действительная часть, справа – мнимая часть

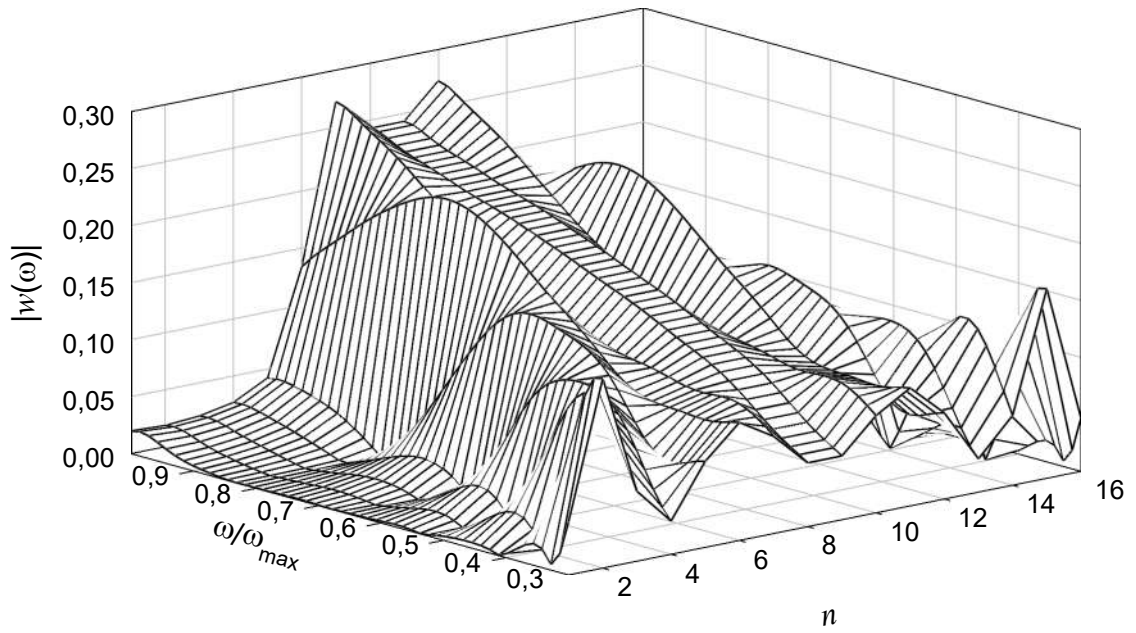


Рисунок 2.2 – Частотная зависимость АФР, необходимая для получения частотно-независимой ДН с нормально ориентированным главным лепестком

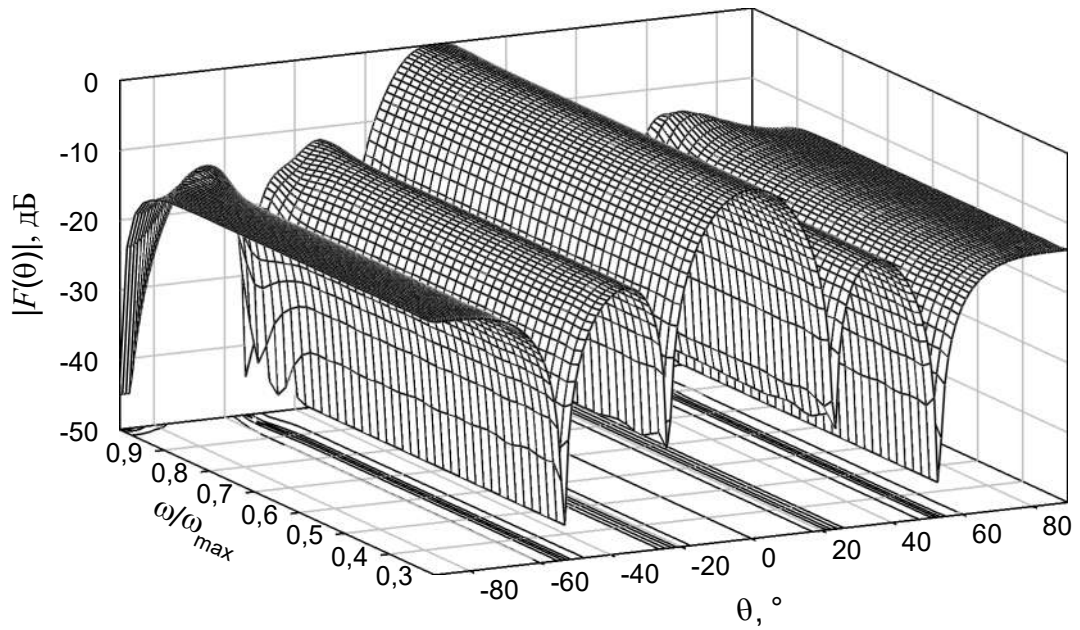


Рисунок 2.3 – Частотно-независимая амплитудная ДН ЦФАР

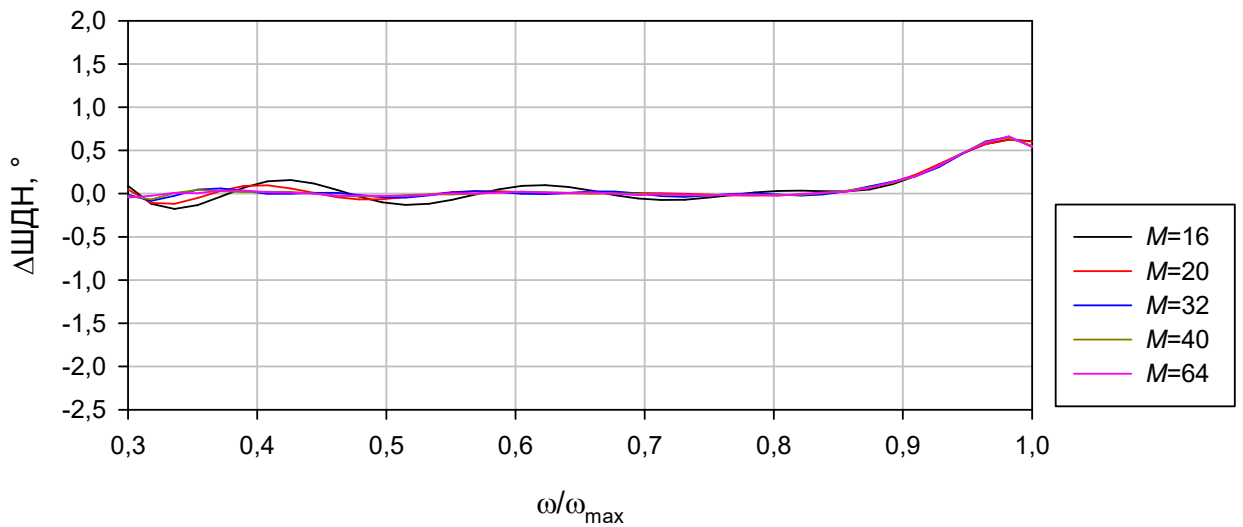


Рисунок 2.4 – Отклонение ширины ДН в диапазоне частот

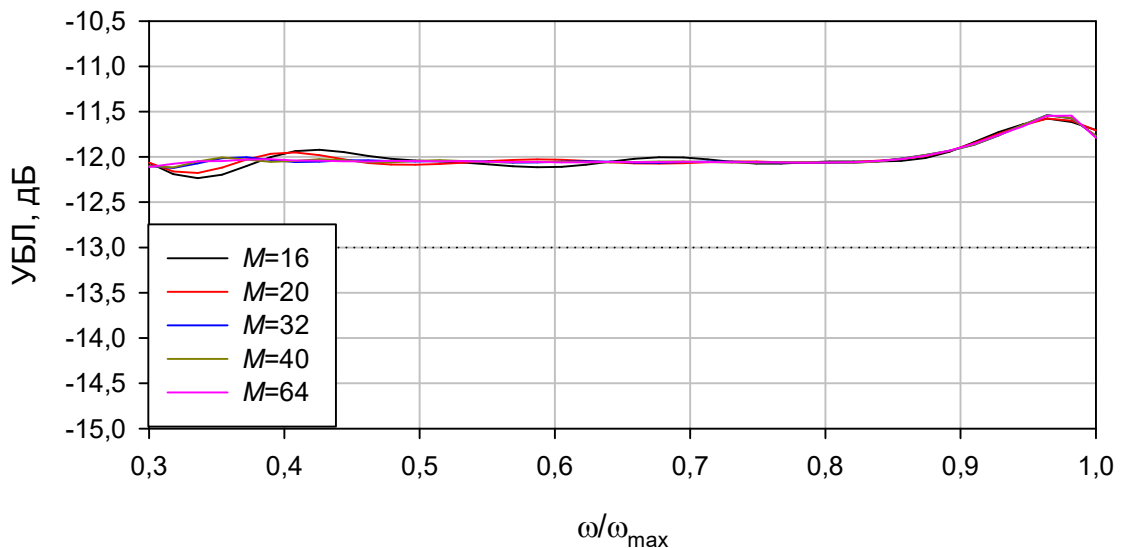


Рисунок 2.5 – Уровень первого бокового лепестка

На рисунке 2.3 приведены полученные ДН. Как видно из рисунка, ширины ДН на верхней и нижней частотах очень близки.

Ширина маски ДН составляет $2\theta_{0,5} = 20,7^\circ$. На рисунке 2.4 показано отклонение ширины ДН ($\Delta\text{ШДН}$) от значения $2\theta_{0,5}$ при разном количестве коэффициентов КИХ-фильтров. Максимальный диапазон отклонения ширины ДН составил $0,8^\circ$.

На рисунке 2.5 показан уровень первого бокового лепестка по частоте. Из данного рисунка видно, что амплитуда бокового лепестка изменяется на 0,65 дБ в диапазоне частот.

При минимизации методом наименьших квадратов требовалось умножение матриц с большим количеством элементов, максимальный размер которых составлял $(N \cdot M) \times (K \cdot P)$, а также обращение матрицы размера $(N \cdot M) \times (N \cdot M)$, где K и P количество точек в частотном диапазоне $\omega \in [\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ и угловом интервале $\theta \in [-0,5\pi; 0,5\pi]$, соответственно. При моделировании использовались следующие значения $K = P = 64$. ВК для частотно-независимого ЦДФ, полученные рассмотренным способом, являются комплексными величинами.

2.1.2. ЦДФ без использования методов минимизации

Далее будет рассмотрен метод частотно-независимого ЦДФ, разработанный автором диссертационного исследования, который не требует применения преобразования Фурье или методов минимизации функций [94, 95].

2.1.2.1 Сканирование ДН с помощью КИХ-фильтров с управляемой задержкой

Для осуществления регулируемого перемещения максимума ДН (сканирования) в апертуре АР необходимо сформировать линейный фазовый набег. При узкополосном диаграммоформировании создание линейного фазового распределения осуществляется с помощью подстройки управляемых комплексных весовых коэффициентов в каналах ЦФАР.

По аналогии с узкополосным случаем для осуществления частотно-независимого сканирования главного максимума ДН ЦФАР требуется создать фазовое распределение с необходимой частотной зависимостью. При частотно-независимом диаграммоформировании линейный фазовый набег можно получить, используя в каждом канале ЦФАР КИХ-фильтры с различным наклоном фазо-

частотных характеристик (ФЧХ), причем на всех частотах диапазона разность фаз между каналами ЦФАР должна быть такой, чтобы максимум ДН был направлен на всех частотах в одном направлении.

Импульсная характеристика физически реализуемого полосового фильтра, обладающего равномерной АЧХ, с условием получения необходимой задержки определяется выражением [95]:

$$h_{n,m} = \frac{\sin[(m - \alpha_n)\omega_2] - \sin[(m - \alpha_n)\omega_1]}{(m - \alpha_n)\pi}, \quad (2.5)$$

где $\alpha_n = \frac{M-1}{2} - \Delta_n$; M – длина фильтра (количество коэффициентов импульсной характеристики); $m = \overline{1, M}$ – номер элемента; Δ_n – положительное число определяющее сдвиг импульсной характеристики; ω_1, ω_2 – граничные частоты нормированные на частоту дискретизации.

К рассчитанной импульсной характеристике возможно применение сглаживающих окон, при учете сдвига ее максимального элемента.

Рассмотрим линейную 16-ти элементную ЦФАР в нормированной полосе частот $\omega / \omega_{\max} \in [0, 3; 1]$, положим $M = 32$ и $\theta_0 = 40^\circ$, при этом сдвиг импульсной характеристики для n -го элемента линейной ЦФАР:

$$\Delta_n = \frac{f_D}{c} d (n-1) \sin(\theta_0).$$

Коэффициенты КИХ-фильтров для осуществления сканирования в полосе заданных частот приведены на рисунке 2.6. На рисунке 2.7 приведены АЧХ фильтров, на рисунке 2.8 приведены разностные ФЧХ в полосе пропускания фильтров. Разностная ФЧХ определяется в соответствии с выражением:

$$\Delta\varphi_n(\omega) = \varphi_n(\omega) - \varphi_1(\omega),$$

где φ_n – ФЧХ n -го фильтра, $n = \overline{1, N}$, N – количество антенных элементов в ЦФАР.

Из рисунков 2.7 и 2.8 видно, что АЧХ КИХ-фильтров совпадают на различных частотах диапазона, т.е. амплитудное распределение осталось

равномерным, а ФЧХ фильтров создают линейный фазовый набег, изменяющийся с частотой, необходимый для осуществления сканирования.

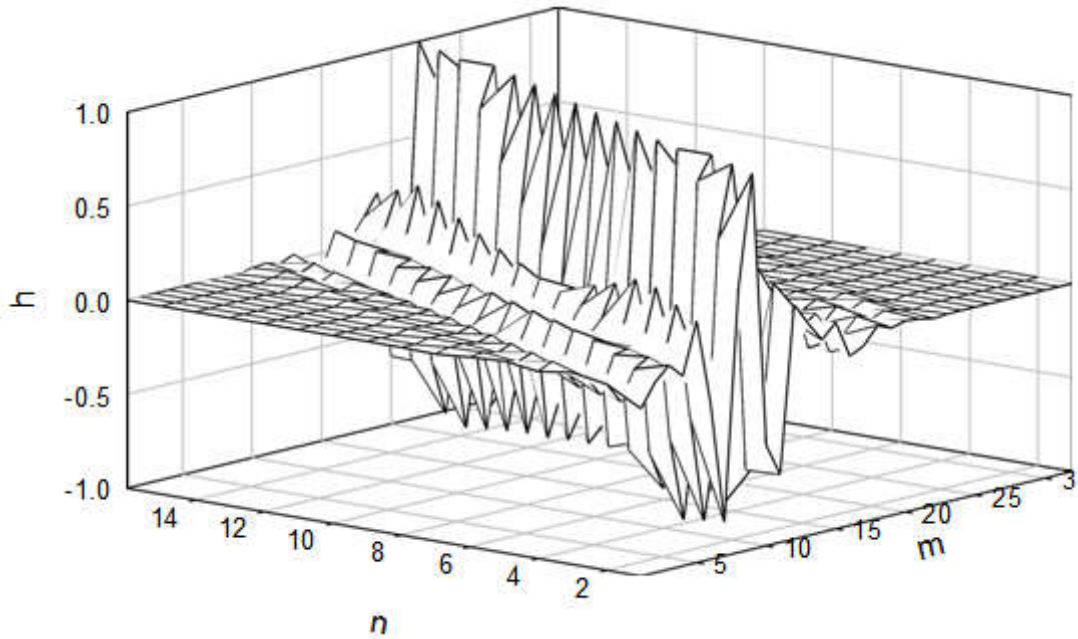


Рисунок 2.6 – Коэффициенты КИХ-фильтров при угле сканирования $\theta_0 = 40^\circ$

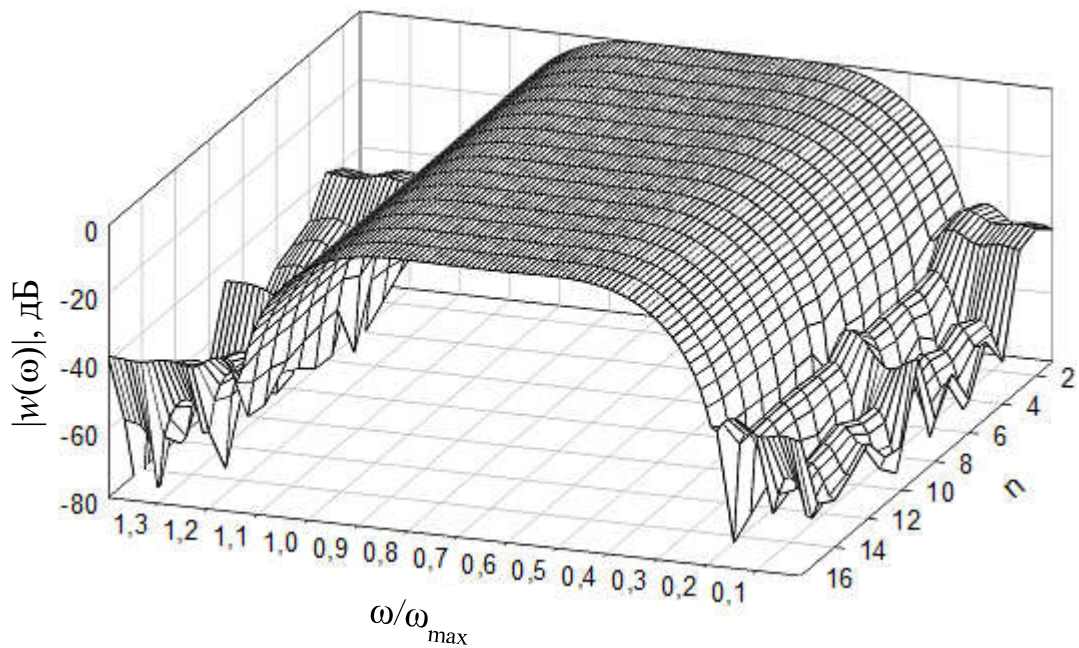


Рисунок 2.7 – АЧХ КИХ-фильтров при угле сканирования $\theta_0 = 40^\circ$

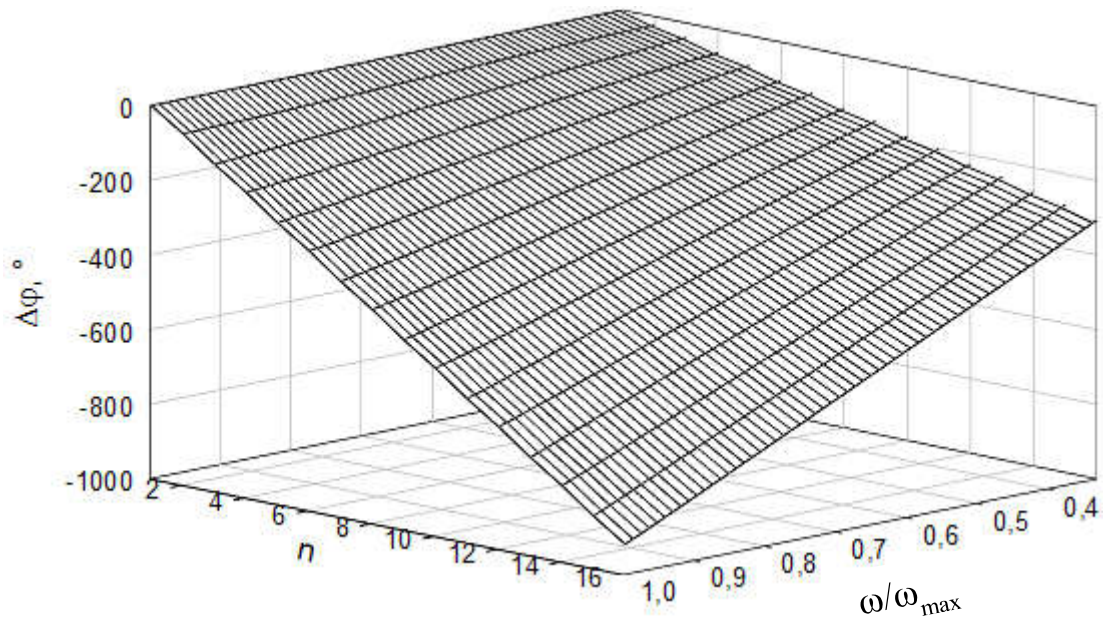


Рисунок 2.8 – Разностная ФЧХ КИХ-фильтров при угле сканирования $\theta_0 = 40^\circ$

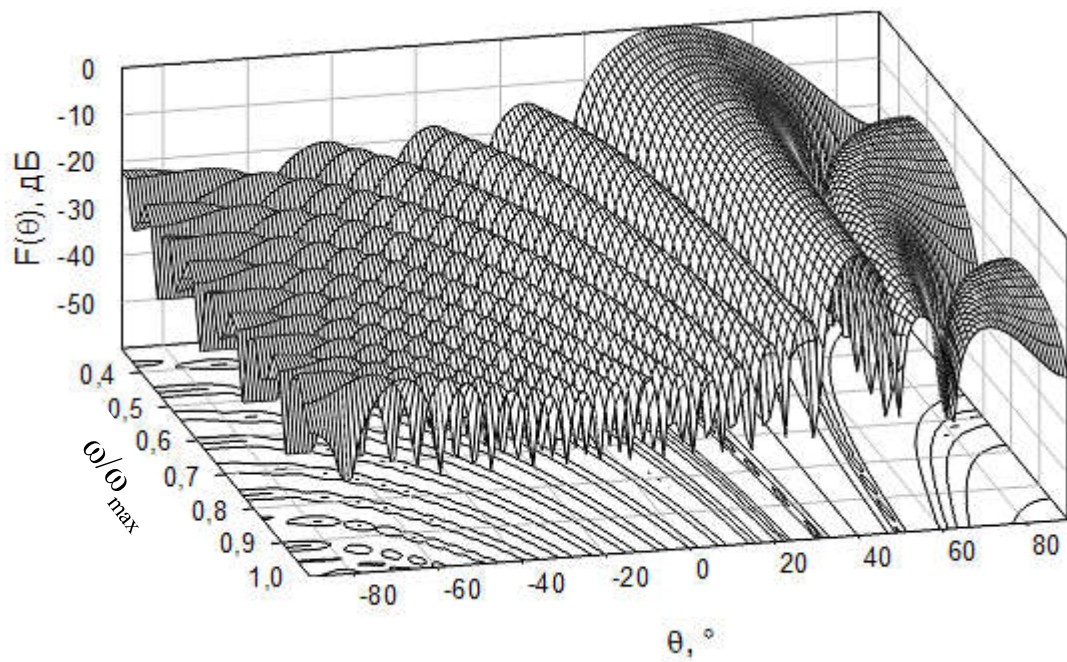


Рисунок 2.9 – Частотно-независимое сканирование ДН ЦФАР $\theta_0 = 40^\circ$

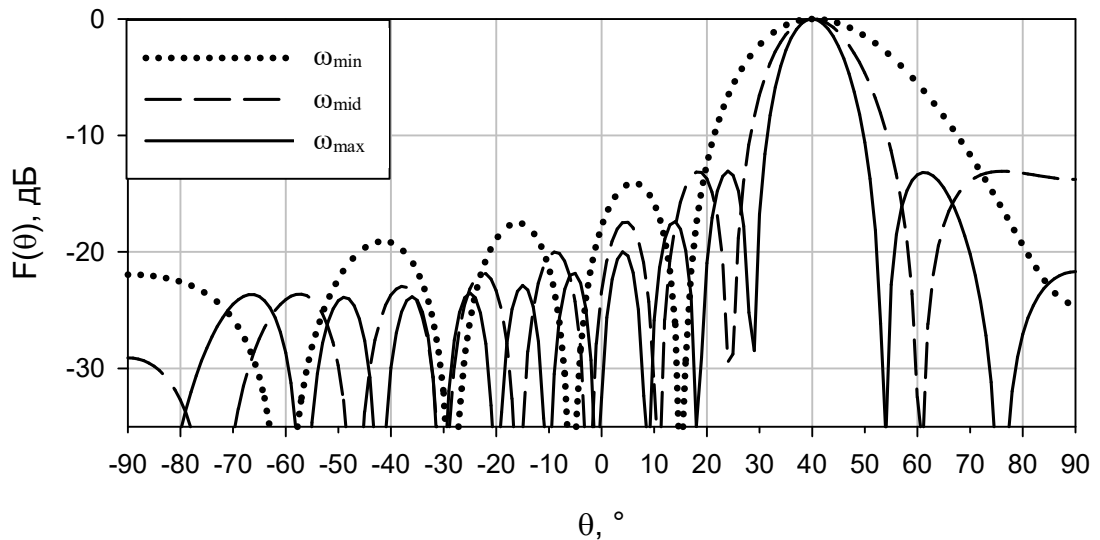


Рисунок 2.10 – ДН ЦФАР с использованием КИХ-фильтров на трех частотах, $\theta_0 = 40^\circ$

На рисунках 2.9 и 2.10 приведены полученные ДН. Как видно из рисунков, ширины ДН на верхней и нижней частотах рабочего диапазона (6° и 14° , соответственно) отличаются в 2,3 раза, т.к. с ростом частоты увеличивается электрическая длина АР. С увеличением частоты ДН сужается, при этом максимум ДН не смещается при изменении частоты.

2.1.2.2 Сканирование частотно-независимой ДН

Как было отмечено выше, для сохранения постоянной ширины ДН АР в заданной полосе частот необходимо сохранение электрической длины АР, т.е. с ростом частоты необходимо уменьшение физических размеров (активной зоны) ЦФАР.

Запишем выражение для определения ширины ДН линейной АР при равномерном амплитудном распределении [96]:

$$2\theta_{0,5} = \frac{0,888\lambda}{d(N-1)\cos\theta_0}, \quad (2.6)$$

где θ_0 – направление максимума ДН АР, $d(N-1)$ – длина линейной АР, состоящей из N элементов, d – расстояние между смежными антенными элементами АР.

Из (2.6) получим выражение для верхней граничной частоты КИХ-фильтров необходимой для получения ширины ДН $2\theta_{0,5}$ при заданном количестве элементов n , т.е. на каждой возможной частоте будем иметь АР такой длины (n), чтобы получить ширину главного лепестка равную $2\theta_{0,5}$:

$$f_n = \frac{0,888c}{d(n-1)2\theta_{0,5} \cos \theta_0},$$

$$\omega_2^{(n)} = 2\pi \frac{f_n}{f_D}, \quad (2.7)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

Теперь по выражению (2.5) с учетом (2.7) можно найти коэффициенты КИХ-фильтров для каждого канала ЦФАР, при этом ДН будет иметь постоянную форму вне зависимости от частоты и будет осуществлено сканирование в широкой полосе частот. При таком способе получения коэффициентов КИХ-фильтров нет необходимости решать задачу минимизации (2.2).

На рисунке 2.11 изображены коэффициенты КИХ-фильтров по каналам АР, полученные в соответствии с выражением (2.5) с учетом (2.7). При этом $N = 16$, $M = 32$, $2\theta_{0,5} = 27,8^\circ$, $\omega / \omega_{\max} \in (0; 1]$, $\theta_0 = 40^\circ$, $d = \lambda_{\min}/2$.

Из рисунков 2.6 и 2.11 видно, что максимумы импульсных характеристик фильтров смещены друг относительно друга, что обеспечивает постоянный фазовый сдвиг по частоте. При этом с увеличением частоты происходит уменьшение размеров АР, как и в случае с решением задачи минимизации (рисунок 2.2), что видно из рисунка 2.12.

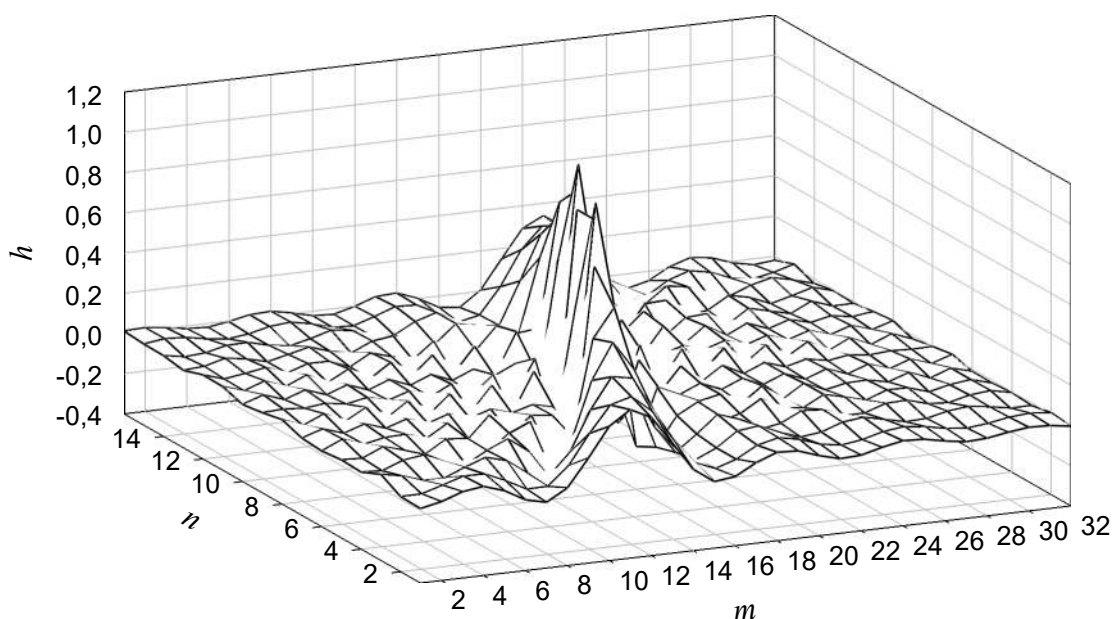


Рисунок 2.11 – Коэффициенты КИХ-фильтров

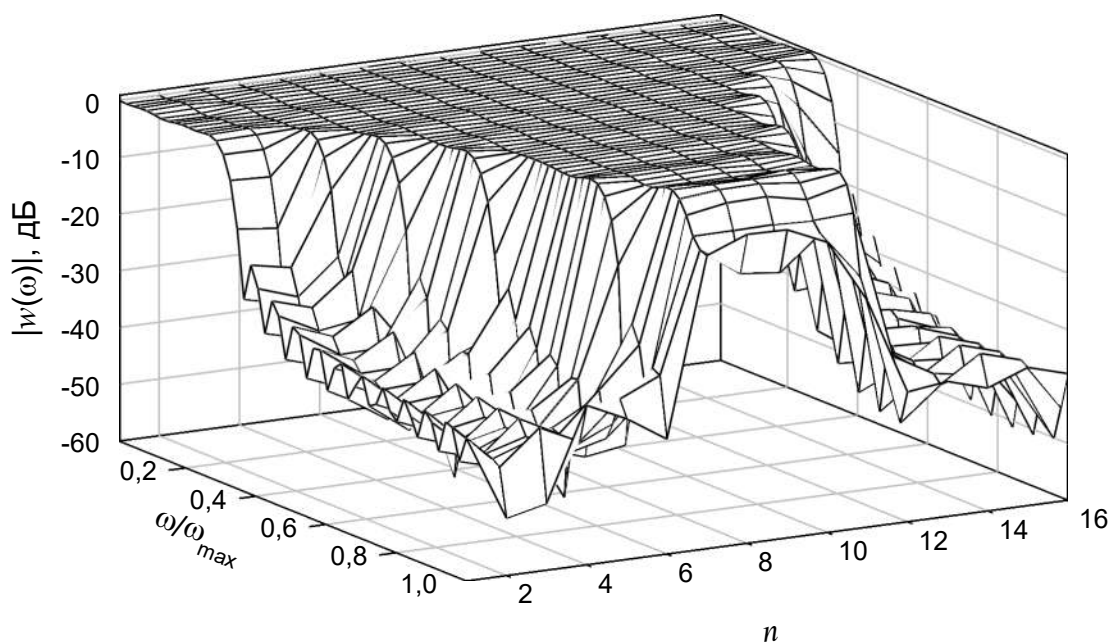


Рисунок 2.12 – АЧХ КИХ-фильтров

На рисунке 2.13 приведены ФЧХ фильтров. Из рисунка видно, что фазовое распределение в АР имеет линейный наклон. На рисунке 2.14 приведена полученная ДН, эта ДН также обладает частотно-независимыми свойствами в нормированной полосе частот $\omega/\omega_{\max} \in [0,3; 1]$. Таким образом, получение частотно-независимой ДН со сканированием её максимума во всем диапазоне частот возможно без решения вычислительно сложных задач минимизации.

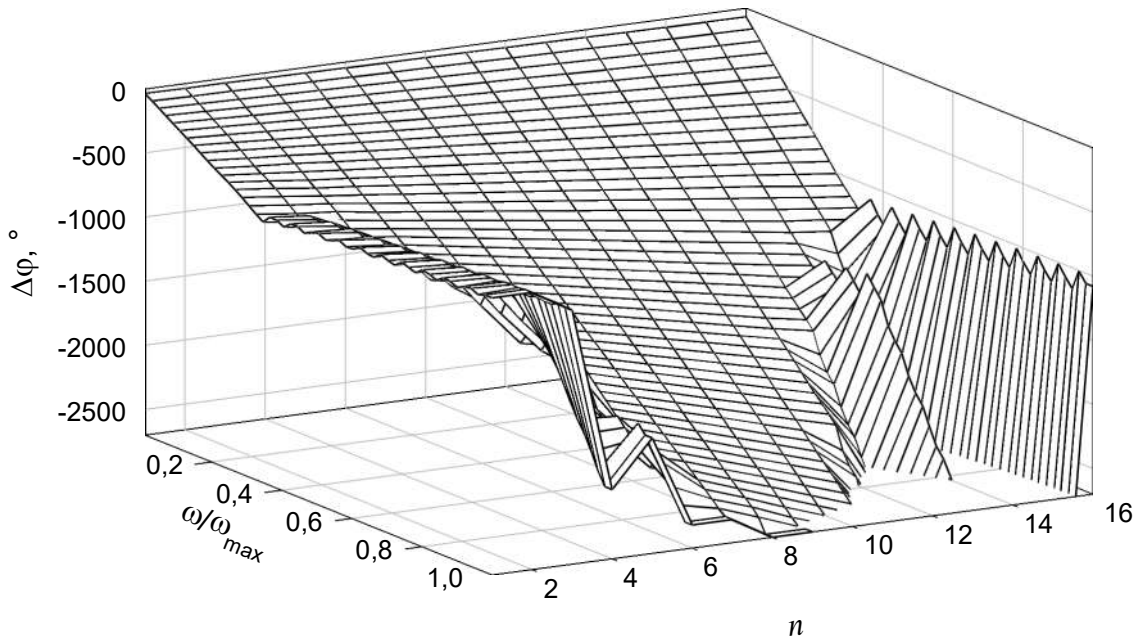


Рисунок 2.13 – ФЧХ КИХ-фильтров при угле сканирования $\theta_0 = 40^\circ$

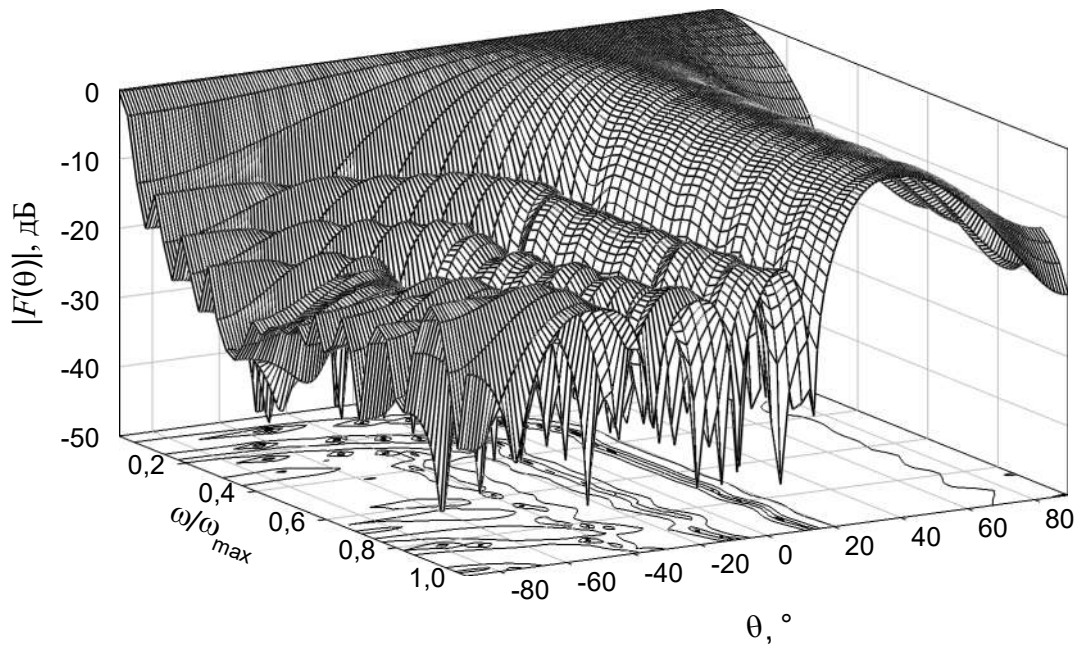


Рисунок 2.14 – Сканирующая частотно-независимая ДН

2.1.2.3 Влияние порядка КИХ-фильтра на параметры ДН

В данном разделе рассмотрим как влияет количество коэффициентов КИХ-фильтра на параметры ДН, такие как ее ширина и УБЛ. Рассмотрим линейную ЦФАР, состоящую из $N = 16$ элементов, при этом ограничимся нормированной полосой частот $\omega/\omega_{\max} \in [0,3; 1]$ и зададим ширину главного лепестка ДН равную

$2\theta_{0,5} = 20,7^\circ$ (соответствует ширине ДН составленной из 5 элементов на максимальной частоте нормированного диапазона частот).

На рисунке 2.15 показано отклонение ширины ДН ($\Delta\text{ШДН}$) от заданного значения $2\theta_{0,5}$ при количестве коэффициентов КИХ-фильтров $M = 16$ и $M = 20$.

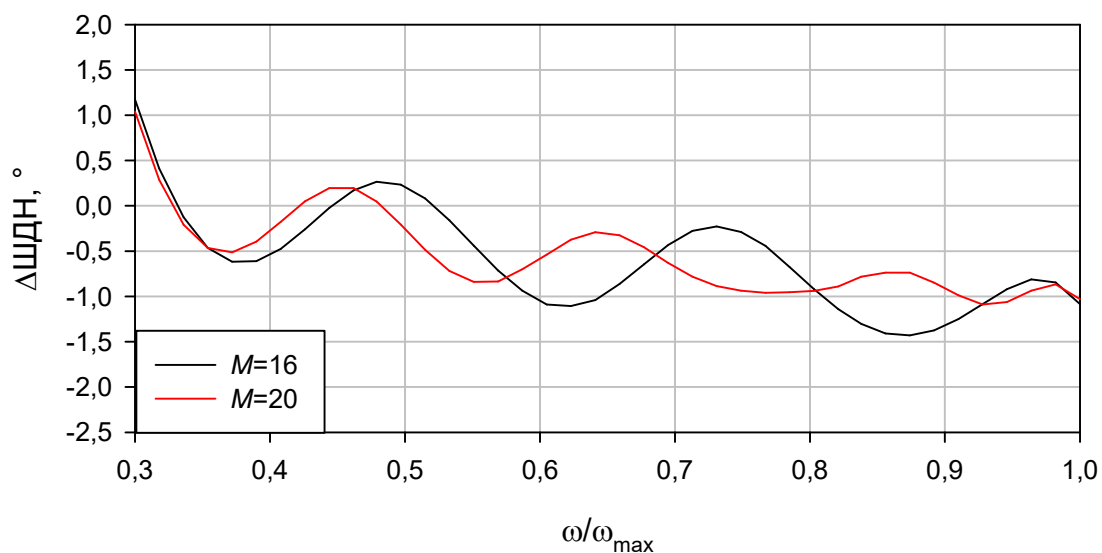


Рисунок 2.15 – Отклонение ширины ДН от заданного значения

Как видно из рисунка 2.15, диапазон отклонений не превышает $2,5^\circ$. При дальнейшем увеличении количества коэффициентов диапазон отклонений ширины ДН достигает $3,5^\circ$, что показано на рисунке 2.16.

Тоже самое справедливо и для УБЛ. На рисунке 2.17 показан график амплитуды первого бокового лепестка (УБЛ) в зависимости от частоты. Как видно из данного рисунка, с увеличением количества коэффициентов КИХ-фильтров возрастает уровень бокового лепестка. Особенно значительно на верхней частоте. При этом УБЛ в диапазоне частот изменяется на 3,25 дБ.

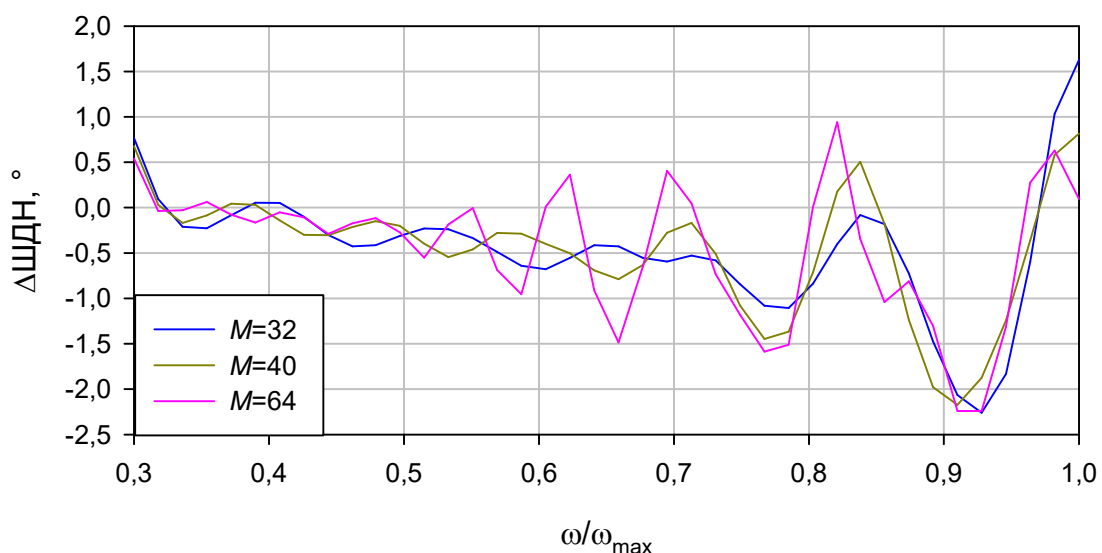


Рисунок 2.16 – Отклонение ширины ДН от заданного значения

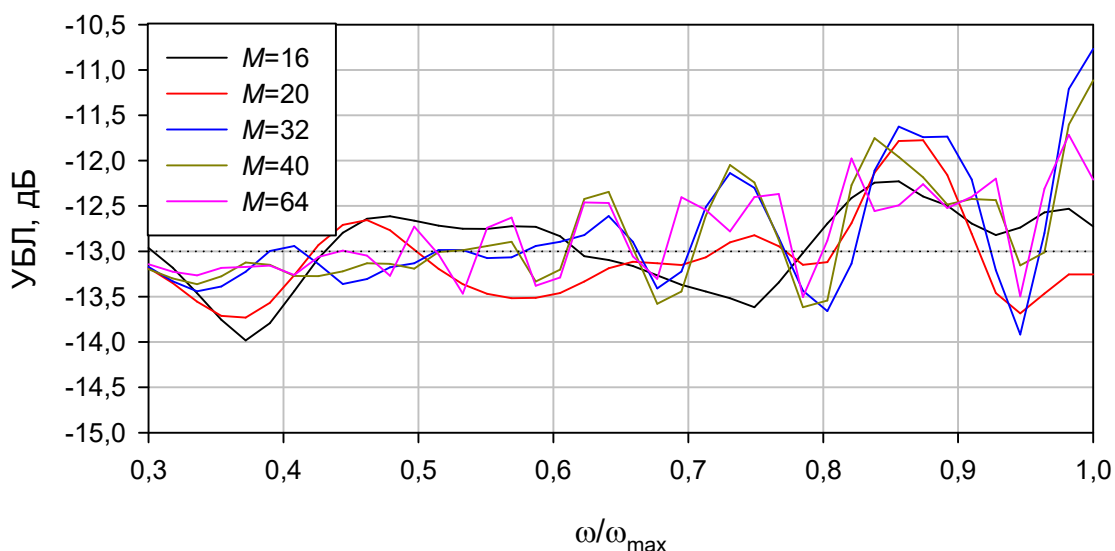


Рисунок 2.17 – Уровень бокового лепестка в зависимости от частоты

В качестве еще одного критерия частотной независимости можно ввести положение ФЦ по частоте. Координаты ФЦ по главному лепестку ДН ЦФАР найдем с помощью метода расчета положения ФЦ по отдельным сечениям фазовой ДН, приведенного в работе [97].

На рисунке 2.18 показано относительное положение ФЦ (нормированное на длину волны, соответствующую средней частоте из полосы частот $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$) линейной частотно-независимой ЦФАР по частоте.

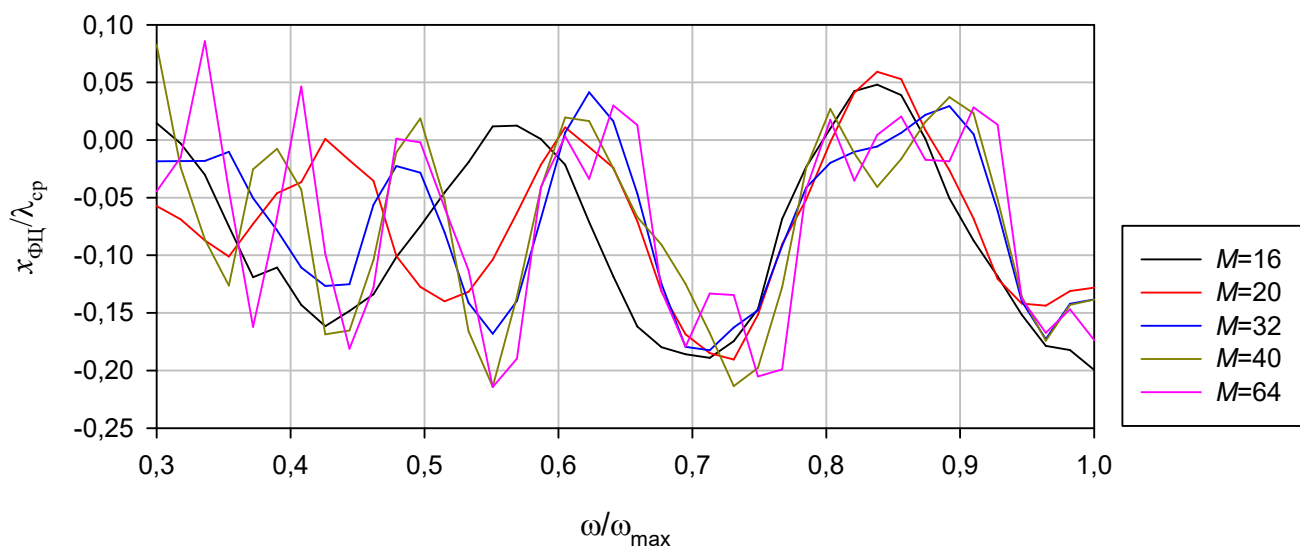


Рисунок 2.18 – Положение фазового центра в зависимости от частоты

Таким образом, необходимо уменьшить уровень разброса представленных характеристик для получения более равномерной ДН по частоте. Для этого необходимо применить к КИХ-фильтрам весовые окна, которые позволят улучшить их частотные характеристики, а, следовательно, и параметры частотно-независимой ДН. В работе [63] отмечается, что уменьшение крутизны АЧХ КИХ-фильтров позволит улучшить характеристики частотно-независимой ДН.

На рисунке 2.19 показаны окна Кайзера для каждого из элементов ЦФАР, здесь используется $N = 16$ и $M = 64$. Следует отметить, что выбор окон такого типа обусловлен возможностью изменения скорости спада амплитуды окна к краям.

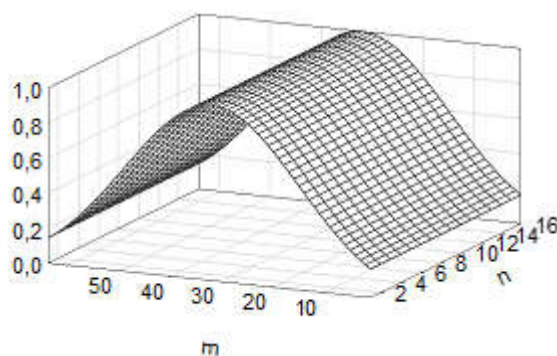


Рисунок 2.19 – Набор окон Кайзера

На рисунке 2.20 показано отклонение ширины ДН ($\Delta\text{ШДН}$) от заданного значения $2\theta_{0,5}$ с применением окна. При количестве коэффициентов КИХ-фильтров

$M = 32$ и более использование окна, показанного на рисунке 2.19, дает заметные улучшения в характеристиках ДН. Как видно из рисунка 2.20, диапазон отклонений в сравнении с рисунком 2.16 уменьшился почти в 2 раза и не превышает $1,6^\circ$ (для случаев $M = 32$ и $M = 40$).

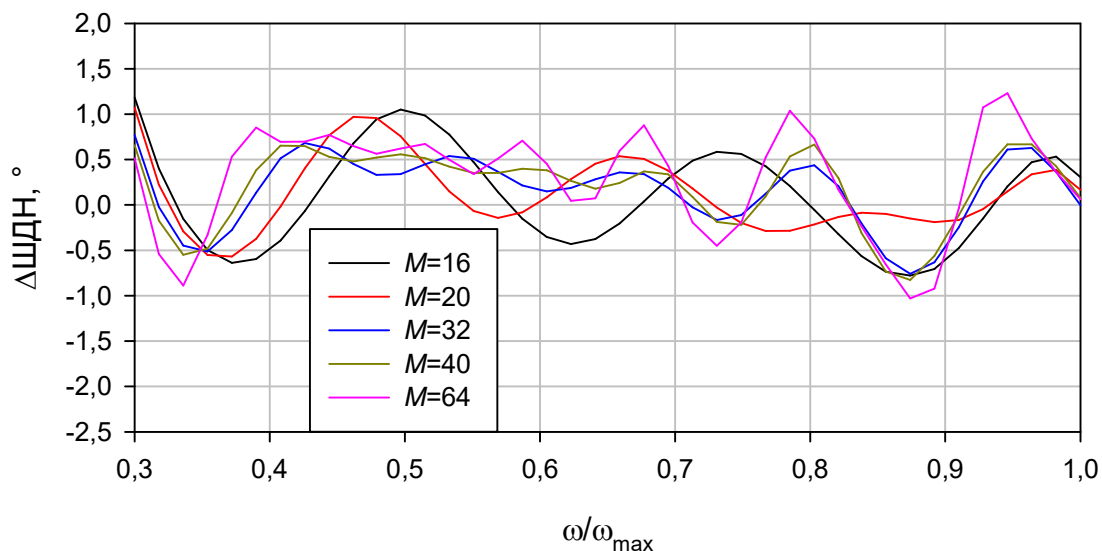


Рисунок 2.20 – Отклонение ширины ДН от заданного значения с применением окна

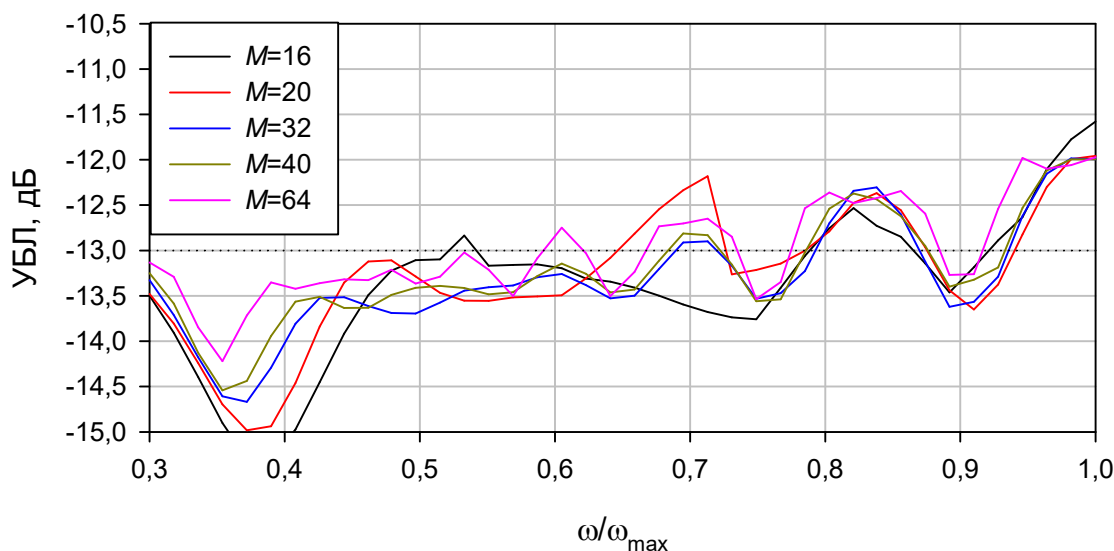


Рисунок 2.21 – Уровень бокового лепестка с применением окна

На рисунке 2.21 показан график амплитуды первого бокового лепестка в зависимости от частоты. Как видно из данного рисунка, график стал более равномерным в сравнении с рисунком 2.17 (диапазон изменений УБЛ составляет 2,5 дБ для случаев $M = 32$ и более).

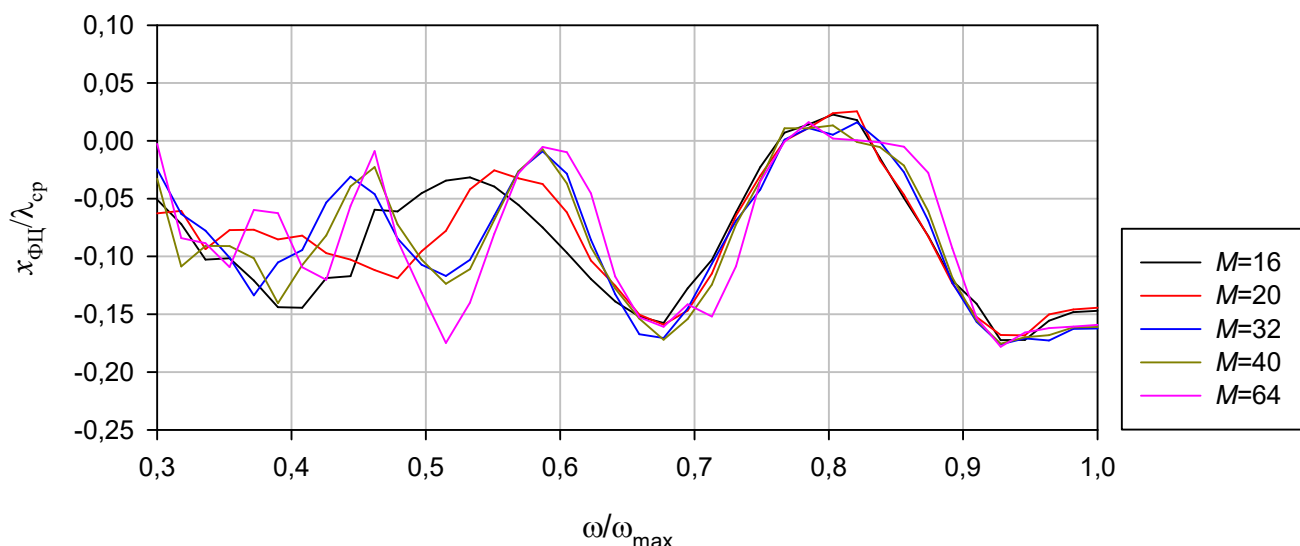


Рисунок 2.22 – Положение фазового центра в зависимости от частоты с применением окна

На рисунке 2.22 показан график зависимости относительного положения ФЦ от частоты. Из данного рисунка видно, что с применением окна Кайзера удалось уменьшить отклонение положения ФЦ от нулевого значения в зависимости от количества коэффициентов КИХ-фильтров.

2.1.2.4 Количество антенных элементов ЦФАР

Проведем исследование зависимости полосы рабочих частот частотно-независимой ЦФАР от количества элементов решетки и коэффициентов КИХ-фильтров. Для этого построим зависимость коэффициента перекрытия частотного диапазона (K_{Π}) от количества элементов ЦФАР.

Коэффициент перекрытия оценивается при помощи коэффициента корреляции между полученной и эталонной ДН ЦФАР во всем частотном диапазоне. ДН не совпадают при коэффициенте корреляции между ними меньше 0,97.

На рисунке 2.23 представлен график зависимости коэффициент перекрытия от количества элементов решетки и коэффициентов КИХ-фильтра при различных углах отклонения максимума ДН.

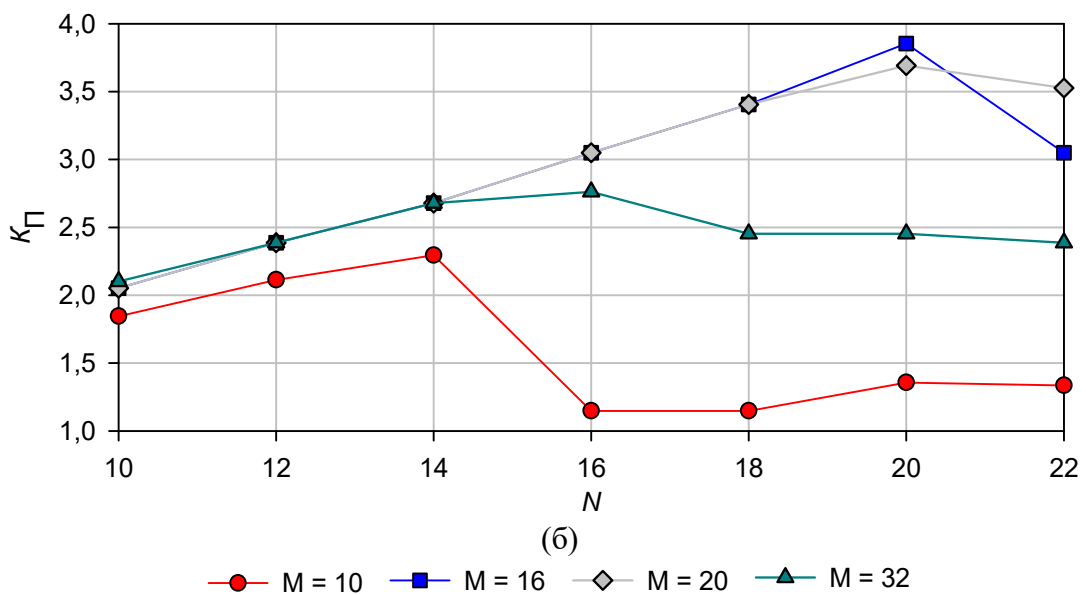
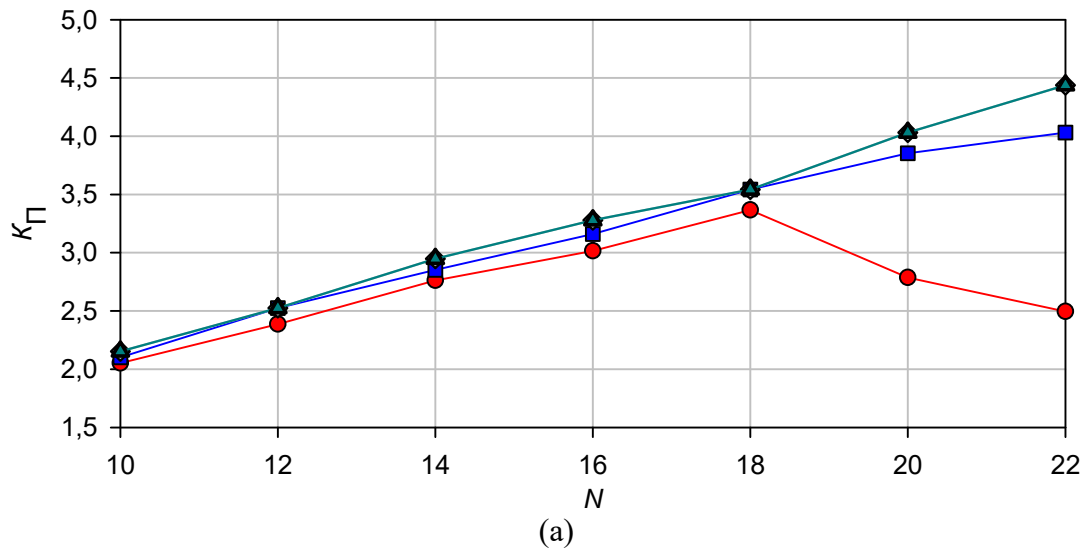


Рисунок 2.23 – Коэффициент перекрытия частотного диапазона [95]

(а) $\theta_0 = 20^\circ$, (б) $\theta_0 = 40^\circ$

Из рисунка видно, что увеличение количества коэффициентов фильтров слабо влияет на увеличение коэффициента перекрытия частотного диапазона. Для обеспечения $K_{\Pi} = 3,3$ количество антенных элементов ЦФАР должно быть выбрано равным $N = 16$. Следует отметить, что при направлении главного лепестка $\theta_0 = 0^\circ$ порядок КИХ-фильтра не оказывает влияния на коэффициент перекрытия частотного диапазона.

2.2. Частотно-независимое ЦДФ с использованием пространственных задержек

С целью формирования частотно-независимой ДН вместо КИХ-фильтров, возможно применение большого количества пространственно-разнесенных элементов в АР [60, 64, 98], которые будут обеспечивать создание необходимой частотной зависимости АФР (рисунок 1.7). Таким образом, получается прямоугольная ЦФАР эквивалентная линейной с использованием КИХ-фильтров. На рисунке 2.24 показано амплитудное распределение в эквивалентной линейной ЦФАР по частоте. Из рисунка видно, что по длине ЦФАР имеется три активные области, расстояние между которыми увеличивается при уменьшении частоты (количество активных областей зависит от количества элементов в ЦФАР и требуемой ширины ДН: чем уже главный лепесток ДН, тем больше возникает активных областей).

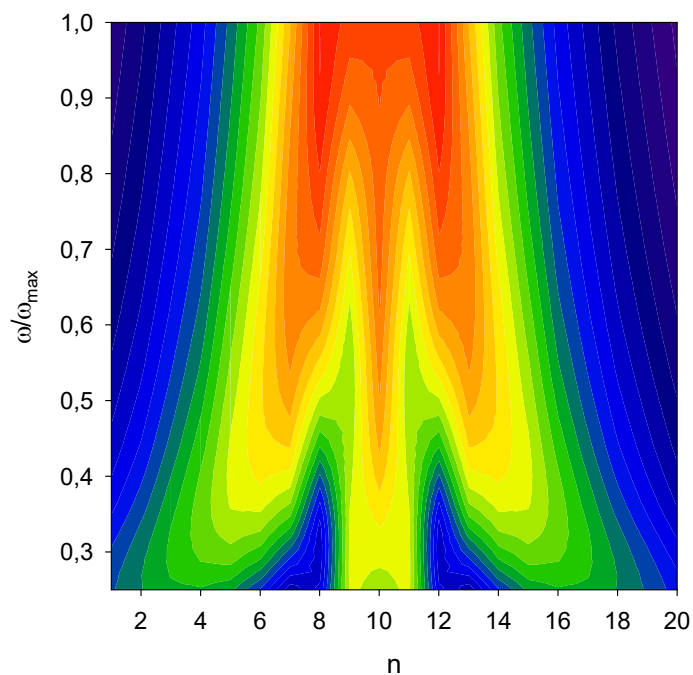


Рисунок 2.24 – АФР в эквивалентной линейной АР

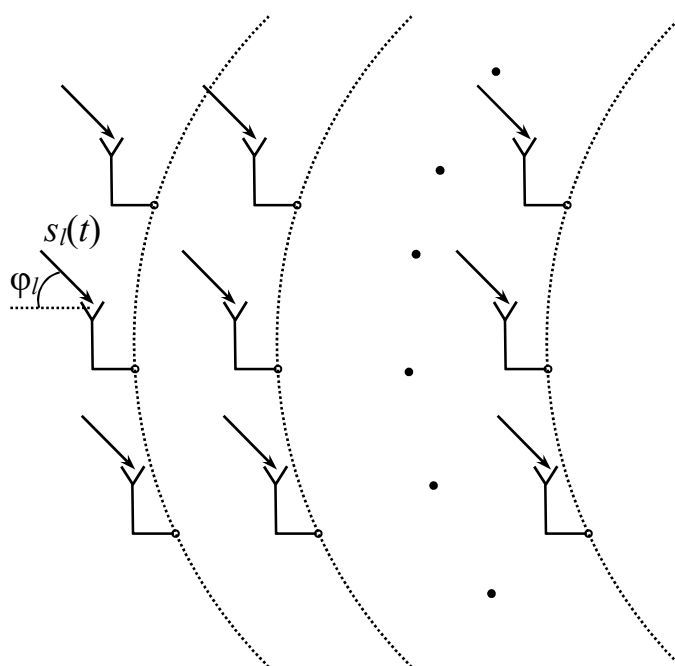


Рисунок 2.25 – Система концентрических дуговых АР

В качестве АР с пространственной обработкой сигналов можно использовать кольцевые и дуговые АР из направленных элементов, имеющих максимум ДН, направленный внутрь кольца (дуги). Для дуговой АР будем иметь систему, показанную на рисунке 2.25.

В дуговой АР, состоящей из элементов, излучающих «внутрь» дуги, возможно применение направленных элементов, имеющих постоянную ширину ДН при изменении частоты, если «активная» зона антенны при увеличении частоты перемещается к центру дуги. При этом «активный» радиус дуги АР при уменьшении длины волны уменьшается, что позволяет избежать появления дифракционных максимумов. В качестве таких антенн, далее, будем использовать логопериодические антенные решетки (ЛПАР), которые достаточно легко реализовать.

2.2.1. Использование ЛПАР в кольцевых АР

Для создания сверхширокополосной АР с постоянной формой ДН по частоте необходимо использовать систему антенн, в которой при изменении частоты сохранялись бы электрические размеры. Такая АР кратко рассмотрена в работах

автора [99, 100]. Сверхширокополосная АР с постоянной формой ДН по частоте представляет кольцевую (дуговую) АР составленную из логопериодических элементов.

Расстояние между «высокочастотными» вибраторами ЛПАР в кольцевой (дуговой) АР будет определяться из выражения (рисунок 2.26):

$$d_B = 2 \left(r + \frac{\lambda_B}{4} \right) \sin \left(\frac{\pi}{N} \right), \quad (2.8)$$

где N – количество излучателей в «полной» кольцевой АР; λ_B – минимальная длина волны рабочего диапазона; r – расстояние от первого элемента логопериодического излучателя до центра кольцевой АР.

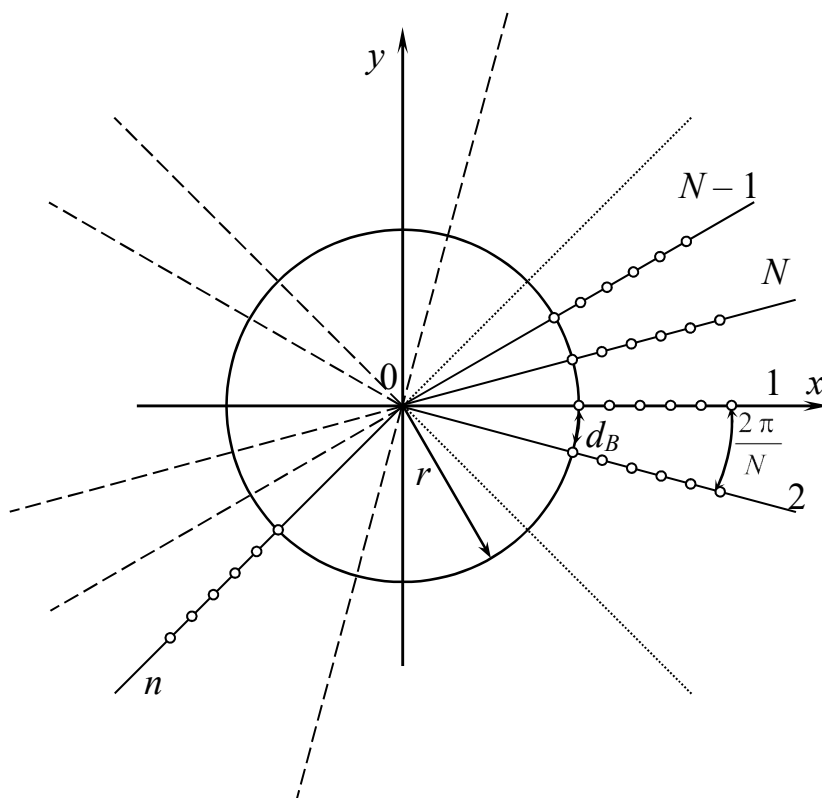


Рисунок 2.26 – Кольцевая АР из ЛПАР

Для предотвращения возникновения дифракционных лепестков в ДН АР необходимо потребовать, чтобы расстояние d_B было меньше длины волны верхней границы частот рабочего диапазона (λ_B):

$$d_B \leq \lambda_B. \quad (2.9)$$

При этом учитывается, что ДН элементов АР – ЛПАР – имеют некоторую направленность, которая «препятствует» возникновению дифракционных лепестков при углах близких к $\pi/2$ относительно оси ЛПАР. Также предполагается, что сканирование лучом дуговой АР будет выполняться амплитудным методом (перемещением «активной» зоны в кольцевой АР). В случае необходимости фазового сканирования условие (2.9) должно стать более жёстким.

Слагаемое $\lambda_B/4$ в выражении (2.8) учитывает тот факт, что «активная зона» логопериодической антенны содержит «директор», расположенный перед «активным» вибратором, в то время как фазовый центр антенны определяется «активным» вибратором.

Из выражения (2.8) и (2.9) получим:

$$r \leq \frac{\lambda_B \left[2 - \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]}{4 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}. \quad (2.10)$$

При большом N вторым слагаемым в числителе выражения (2.10) можно пренебречь. При этом получим:

$$r \leq \frac{N\lambda_B}{2\pi}.$$

Если вместо условия (2.9) использовать более «строгое» ограничение:

$$d_B \leq \alpha\lambda_B,$$

где $\frac{1}{2} \leq \alpha \leq 1$, то можем записать:

$$r \leq \frac{\lambda_B \left[2\alpha - \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]}{4 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}.$$

При большом N вторым слагаемым в числителе этого выражения можно также пренебречь, хотя здесь значение N должно быть больше, чем в выражении (2.10), поскольку $\alpha < 1$.

$$r \leq \frac{\alpha N \lambda_B}{2\pi}.$$

Таким образом, увеличивая N , можно увеличивать допустимые значения радиуса дуговой АР.

Аналогично, расстояние между «низкочастотными» вибраторами кольцевой АР, состоящей из логопериодических излучателей при этом можно записать в виде:

$$d_H = 2 \left(r + l - \frac{\lambda_H}{4} \right) \sin \left(\frac{\pi}{N} \right), \quad (2.11)$$

где l – длина ЛПАР; λ_H – максимальная длина волны рабочего диапазона частот. В выражении (2.11) добавочное слагаемое $\left(\frac{\lambda_H}{4} \right)$ в отличие от выражения (2.8) имеет знак «минус», поскольку оно учитывает наличие «рефлектора», который располагается за «активным» вибратором.

Выражение (2.11) учитывает тот факт, что «активная зона» в низкочастотном диапазоне содержит «рефлектор» для работы логопериодической антенны в «штатном» режиме.

Перепишем выражение (2.11) в следующем виде:

$$d_H = 2 \left[\left(r + \frac{\lambda_B}{4} \right) + l - \frac{\lambda_H + \lambda_B}{4} \right] \sin \left(\frac{\pi}{N} \right),$$

тогда, учитывая выражения (2.8) и (2.9), получим:

$$\frac{d_H}{d_B} \leq 1 + 2 \frac{l - \frac{\lambda_H + \lambda_B}{4}}{d_B} \sin \left(\frac{\pi}{N} \right). \quad (2.12)$$

Поскольку для сохранения постоянной формы ДН при изменении частоты необходимо выполнение условия:

$$\frac{d_H}{d_B} = \frac{\lambda_H}{\lambda_B} = K_{\Pi},$$

где K_{Π} – коэффициент перекрытия частотного диапазона АР, то из выражения (2.12) получим

$$K_{\Pi} \leq 1 + 2 \frac{l - \frac{\lambda_H + \lambda_B}{4}}{\lambda_B} \sin\left(\frac{\pi}{N}\right). \quad (2.13)$$

В этом выражении предполагается выполнение условия (2.9) поскольку принято $d_B = \lambda_B$. Из выражения (2.13) получим формулу для длины антенны:

$$l \geq \frac{(K_{\Pi} - 1)\lambda_B}{2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)} + \frac{(K_{\Pi} + 1)\lambda_B}{4}.$$

При этом:

$$r \leq \frac{\lambda_B}{2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)} - \frac{\lambda_B}{4}.$$

При невыполнении условия (2.9) необходимо выражение (2.13) записать в виде:

$$K_{\Pi} \leq 1 + 2 \frac{l - \frac{\lambda_H + \lambda_B}{4}}{d_B} \sin\left(\frac{\pi}{N}\right),$$

Тогда получим:

$$l \geq \frac{\alpha(K_{\Pi} - 1)\lambda_B}{2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)} + \frac{(K_{\Pi} + 1)\lambda_B}{4}.$$

Учитывая условие

$$d_B < \alpha\lambda_B,$$

можно записать:

$$l \geq \frac{(K_{\Pi} - 1)\alpha\lambda_B}{2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)} + \frac{(K_{\Pi} + 1)\lambda_B}{4}.$$

Раскрывая скобки и выполнив преобразования, получим:

$$l \geq K_{\Pi}\lambda_B \left[\frac{2\alpha + \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)} \right] - r.$$

При больших N получим:

$$l \geq r(2K_{\Pi} - 1),$$

где r может определяться по одной из вышеприведённых формул.

При больших значениях N это выражение может быть записано в виде:

$$l \geq \frac{N\alpha}{2\pi}(K_{\Pi} - 1)\lambda_B.$$

Если дуговая АР занимает сектор θ_{Δ} и в её составе находится M элементов, то в выражениях для l и r необходимо использовать:

$$N = M \frac{2\pi}{\theta_{\Delta}}.$$

Тогда можем записать:

$$l \geq \frac{(K_{\Pi} - 1)\lambda_B}{2 \sin\left(\frac{\theta_{\Delta}}{2M}\right)} + \frac{(K_{\Pi} + 1)\lambda_B}{4},$$

$$r \leq \frac{\lambda_B}{2 \sin\left(\frac{\theta_{\Delta}}{2M}\right)} - \frac{\lambda_B}{4}.$$

Эти выражения получены для «амплитудного» сканирования в кольцевой АР. Если дугу кольцевой АР использовать для фазового сканирования, то условие (2.9) необходимо заменить на следующее:

$$d_B \leq \frac{\lambda_B}{2},$$

либо близкое к нему, когда дополнительно к цифре «2» в знаменателе выражения ставится коэффициент $1 < k_d < 2$.

Это позволит избежать появления дифракционных максимумов в ДН АР при фазовом сканировании. Тогда формулы примут вид:

$$l \geq \frac{(K_{\Pi} - 1)\lambda_B}{2k_d \sin\left(\frac{\theta_{\Delta}}{2M}\right)} + \frac{(K_{\Pi} + 1)\lambda_B}{4},$$

$$r \leq \frac{\lambda_B}{2k_d \sin\left(\frac{\theta_{\Delta}}{2M}\right)} - \frac{\lambda_B}{4}.$$

Очевидно, что на увеличение размеров АР основное влияние оказывает уменьшение углового сектора дуговой АР – θ_{Δ} . При небольшом секторе (менее 90°) и большом количестве элементов АР ($M > 10$) выражения для l и r могут быть упрощены.

Для этого случая получим:

$$l \geq \frac{M(K_{\Pi} - 1)\lambda_B}{k_d \theta_{\Delta}} + \frac{(K_{\Pi} + 1)\lambda_B}{4},$$

$$r \leq \frac{M\lambda_B}{k_d \theta_{\Delta}} - \frac{\lambda_B}{4}.$$

В этих выражениях $1 \leq k_d \leq 2$, $M > 10$, $\theta_{\Delta} < \frac{\pi}{4}$.

2.2.2. Выбор размеров дуговой АР

Рассмотрим антенну, представляющую собой часть окружности (дугу) радиуса R (рисунок 2.27). Коэффициент усиления такой антенны будет определяться размером L . Предположим, что антенна излучает в плоскости рисунка 2.27 вдоль «центрального» радиуса дуги, а «поверхность» антенны возбуждается

синфазно. При увеличении размера L с одной стороны будет происходить увеличение коэффициента направленного действия (КНД) за счёт увеличения размеров, а с другой стороны на краях апертуры будут увеличиваться фазовые искажения, величина которых определяется формулой:

$$\Delta\varphi_m = k\Delta, \quad (2.14)$$

где k – волновое число, Δ – максимальная разность хода волны в апертуре дуговой антенны (рисунок 2.27).

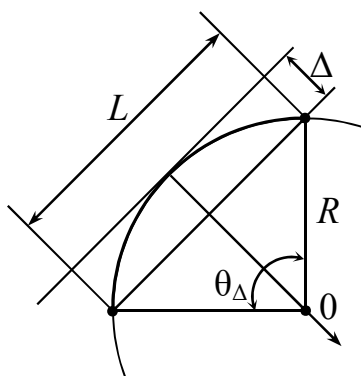


Рисунок 2.27 – Дуговая антенна

Если считать величину Δ небольшой и $R \gg L$, то можно показать, что фазовое распределение в такой антенне будет квадратичным:

$$\Delta \cong 2R \left(\frac{L}{8R} \right)^2 = \frac{L^2}{16R}. \quad (2.15)$$

Для квадратичного фазового распределения при равномерном амплитудном распределении существует «оптимальное» значение фазовых искажений на краях антенны. Это значение равно $\pi/2$ [46]. Приравняв выражение (2.15) значению $\pi/2$, получим выражение, определяющее допустимый «оптимальный» радиус такой антенны

$$R \geq \frac{L^2}{2\lambda}. \quad (2.16)$$

Ширина ДН линейной антенны определяется из выражения:

$$2\Delta\theta_{0.5} = \frac{0.885\lambda}{L}, \quad (2.17)$$

а её КНД:

$$D_m = 2.1 \frac{L}{\lambda}.$$

При заданной ширине ДН (или D_m) можно получить выражение для минимального радиуса антенны. Для этого подставим значение (2.17) в выражение (2.16).

$$R \geq \frac{(0.885)^2}{2} \frac{\lambda}{(2\Delta\theta_{0.5})^2}.$$

где $2\Delta\theta_{0.5}$ – задаётся в радианах.

Полученное выражение определяет минимальный радиус дуговой антенны в случае, если фазовое распределение не выравнивается каким-либо способом. Из полученного неравенства следует, что фазовое (амплитудное) сканирование в дуговой АР, при условии сохранения постоянства ширины ДН в диапазоне частот, приведёт к большой длине элемента АР – ЛПАР.

Значение R при $\lambda = \lambda_B$ (λ_{\min}) можно использовать для определения минимального допустимого значения радиуса дуговой антенны (антенной решётки). Нижняя граничная частота будет определять максимальный радиус дуговой АР, состоящей из ЛПАР. Разность этих радиусов определит длину ЛПАР при условии постоянства ширины ДН в диапазоне частот.

При угле раскрыва дуги θ_Δ её длина будет равна:

$$l = \theta_\Delta R.$$

При расстоянии между излучателями равном λ на этой длине разместится N_R элементов:

$$N_R = \frac{\theta_\Delta R}{\lambda}.$$

Тогда в «эквивалентной» полной кольцевой АР количество элементов будет равно N

$$N = \frac{N_R}{\theta_\Delta} \cdot 2\pi = \frac{2\pi R}{\lambda}.$$

Таким образом, при заданной ширине ДН находим:

$$L = \frac{0.885\lambda_B}{2\Delta\theta_{0.5}}.$$

Значение радиуса антенны определяется из условий:

$$\frac{L^2}{2\lambda_B} \leq r \leq \frac{\lambda_B \left[2 - \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]}{4 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}.$$

Как правило, $N \gg 1$, тогда получим:

$$\frac{L^2}{2\lambda_B} \leq r \leq \frac{N\lambda_B}{2\pi}.$$

Левая часть неравенства определена ранее, поэтому необходимо только подобрать N для удовлетворения правой части

$$\frac{N\lambda_B}{2\pi} \geq \frac{L^2}{2\lambda_B},$$

Откуда следует:

$$N \geq \pi \left(\frac{L}{\lambda_B} \right)^2,$$

Подставляя вместо L выражение для её расчёта, получим:

$$N \geq \pi \frac{(0.885)^2}{4\Delta\theta_{0.5}^2}.$$

Таким образом, количество элементов кольцевой АР зависит только от ширины ДН дуговой АР.

После определения N находим минимальный радиус кольцевой АР. Из выражения $\sin(\theta_{\Delta}/2) = L/2R$ (рисунок 2.27) находим угол раскрыва дуговой АР (θ_{Δ}) и, далее, определяем количество её элементов:

$$N_R = \frac{\theta_{\Delta} R}{\lambda_B}.$$

Если потребовать постоянства ширины ДН в диапазоне частот, то при больших N можем записать:

$$l \approx \frac{N}{2\pi} (K_{\Pi} - 1) \lambda_B$$

$$\theta_{\Delta} = \frac{\lambda_B N_R}{R}.$$

2.2.3. Коррекция фазового распределения в дуговой АР из ЛПАР

При построении дуговой АР при большом количестве излучателей фазовое распределение в «раскрыве» АР имеет квадратичный характер, вследствие чего форма ДН искажается. Так же КНД антенны становится не равномерным в заданной полосе частот.

Для уменьшения влияния расфазировки на ДН кольцевой АР целесообразно использовать возбуждение антенн в решетке с разными фазами, что приведет к повышению и равномерности КНД в полосе частот.

Фазовые ошибки приводят к ограничению возможного количества элементов. Таким образом, необходимо рассчитать фазы возбуждения логопериодических элементов с целью компенсации фазовых искажений в амплитудно-фазовом распределении дуговой АР.

Запишем выражение для фазового распределения в раскрыве дуговой антенны, считая его квадратичным (2.14):

$$\varphi(\alpha) = k\Delta(\alpha).$$

После преобразований можем получить:

$$\Delta(\alpha) = \frac{\alpha^2 R}{2}.$$

Фазовое распределение:

$$\varphi(\alpha) = \pi\alpha^2 \left(\frac{R}{\lambda} \right).$$

Для ЛΠΑР в диапазоне частот:

$$\frac{R}{\lambda} = \text{const},$$

поскольку это является условием расчёта длины ЛΠΑР.

Таким образом, фазовое распределение в АР, компенсирующее искажение фазы из-за формы АР, оказывается не зависящим от частоты.

С точки зрения ЦФАР сигнал с входа каждого элемента АР необходимо умножать на комплексный коэффициент. Этот коэффициент не зависит от частоты, что создаёт условия для получения частотно-независимой ДН дуговой АР.

2.2.4. Амплитудное сканирование

Если ориентироваться на амплитудное сканирование в дуговой АР, то есть на сканирование при помощи коммутации активной части дуговой АР, то выбор радиуса дуговой АР может быть выполнен следующим образом. Предположим, что задано количество антенных элементов АР (N). Будем считать, что амплитудное распределение в АР равномерное, тогда ширина её ДН определится из выражения:

$$2\Delta\theta_{0.5} = \frac{51^\circ\lambda}{Nd} = \frac{0.89\lambda}{Nd} \text{ [рад]}.$$

Угол, под которым будут «видны» из центра дуговой АР два смежных излучателя можно рассчитать из выражения:

$$\theta_0 = 2 \arcsin \frac{d}{2R_0},$$

где R_0 – радиус дуговой АР; d – расстояние между смежными излучателями.

При амплитудном сканировании угол поворота ДН на одном шаге сканирования будет равен значению θ_0 . Совершенно очевидно, что этот угол поворота должен быть не более (менее) ширины ДН

$$\theta_0 < 2\Delta\theta_{0.5},$$

Из этого условия получим:

$$2 \arcsin \left(\frac{d}{2R_0} \right) < \frac{0.89\lambda}{Nd}.$$

Как правило, $d \ll R_0$, тогда можем записать:

$$\frac{d}{R_0} < \frac{0.89\lambda}{Nd}.$$

Откуда получим:

$$R_0 > \frac{Nd^2}{0.89\lambda}.$$

Для дуговой АР рассчитывается минимальный радиус, соответствующий λ_B .

Расстояние между излучателями необходимо выбирать больше $\frac{\lambda_B}{2}$ и меньше λ_B .

Для этих случаев можно записать:

$$\frac{N\lambda_B}{4 \cdot 0.89} < R_0;$$

$$\frac{N\lambda_B}{0.89} < R_0.$$

Полученные выражения дают оценки минимального радиуса дуговой АР, состоящей из ЛПАР. Радиусы можно брать значительно больше, при этом

амплитудное сканирование может выполняться с более мелким шагом по углу, чем значение ширины ДН.

При заданном секторе сканирования $\Delta\Psi$ количество элементов всей дуговой АР (активной и пассивной её частей) можно рассчитать по формуле:

$$N_{\Sigma} = INT\left(\frac{\Delta\Psi}{\theta_0}\right),$$

где $INT(\bullet)$ – целая часть (\bullet), θ_0 – «шаг» амплитудного сканирования.

Используя упрощенное выражение для θ_0 , получим:

$$N_{\Sigma} \geq INT\left(\frac{\Delta\Psi N}{2 \cdot 0.89}\right),$$

Будем считать, что задан раскрыв дуговой АР – L (рисунок 2.28).

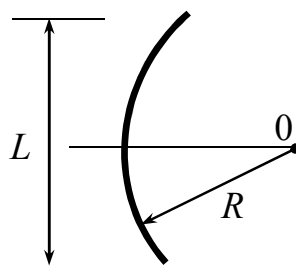


Рисунок 2.28 – Дуговая АР

Раскрыв АР определяется либо шириной её ДН, либо заданным количеством элементов. В нашем случае задано количество элементов (N). Расстояние между элементами (d) можно выбирать, если задано только их количество.

Для расчёта также задаётся сектор сканирования (рисунок 2.29). Общий сектор дуговой АР ($\Delta\Psi_{\Sigma}$) будет определяться выражением:

$$\Delta\Psi_{\Sigma} = \Delta\Psi + \Delta\Psi_A.$$

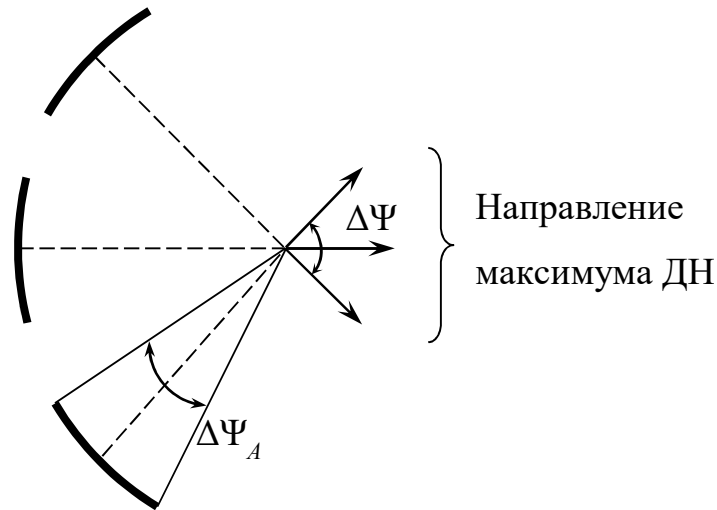


Рисунок 2.29 – Амплитудное сканирование,
 $\Delta\Psi$ – сектор сканирования, $\Delta\Psi_A$ – сектор активной части дуговой АР.

Значение $\Delta\Psi$ определяется сектором сканирования, а значение $\Delta\Psi_A$ – радиусом всей дуговой АР (активной и пассивной частями). При сканировании в «полусфере»:

$$\Delta\Psi < \Delta\Psi_{\Sigma} < \pi.$$

Чем больше радиус АР, тем ближе суммарный сектор дуговой АР к значению сектора сканирования.

Если задан «шаг» амплитудного сканирования θ_0 , то радиус дуговой АР определяется из ранее полученного выражения:

$$\theta_0 = 2 \arcsin \frac{d}{2R_0}$$

Или, поскольку $R_0 \gg d$, из выражения

$$\theta_0 \cong \frac{d}{R_0}.$$

Выбирая $d = \frac{\lambda_B}{2}$, получим:

$$R_0 = \frac{\lambda_B}{2\theta_0}.$$

При этом

$$\Delta\Psi_A = (N-1)\theta_0,$$

$$\Delta\Psi_\Sigma = \Delta\Psi + (N-1)\theta_0.$$

Значение R_0 определяет максимальный радиус дуговой АР. При таком выборе «шага» сканирования по углу места АР будет иметь большое количество элементов, длина ЛΠΑР будет очень большой.

Таблица 2.1

№	$\theta_0, ^\circ$	$R_0, \text{мм}$	$\Delta\Psi_\Sigma, ^\circ$	$\Delta\Psi_A, ^\circ$	$l, \text{мм}$	N_Σ
1	1	477	105	15	610	105
2	2.5	192	127.5	37.5	252	51
3	5	96	165	75	133	33

В таблице 2.1 показаны возможные варианты выполнения дуговой АР. Проведем моделирование ЦФАР из ЛΠΑР с параметрами, приведенными в таблице.

На рисунке 2.30 изображена дуговая АР из ЛΠΑР соответствующая третьему варианту из таблицы 1. На рисунках 2.31 – 2.33 приведены ДН такой АР.

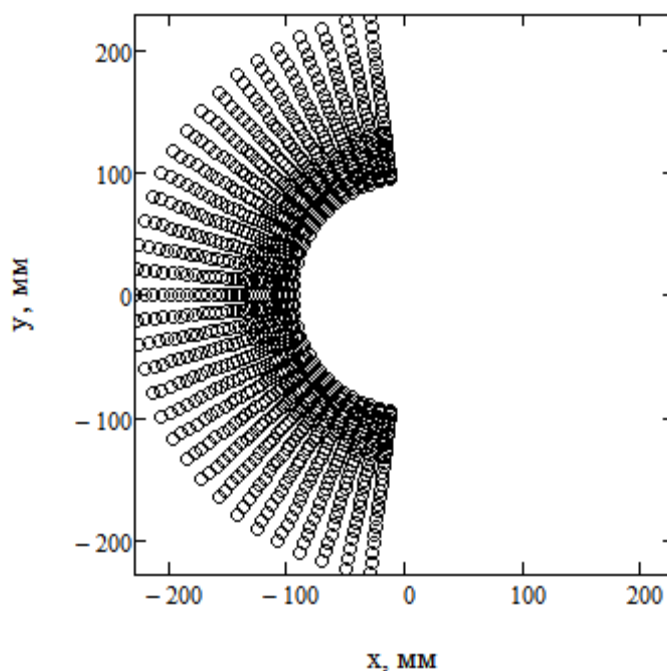


Рисунок 2.30 – Дуговая АР из ЛΠΑР

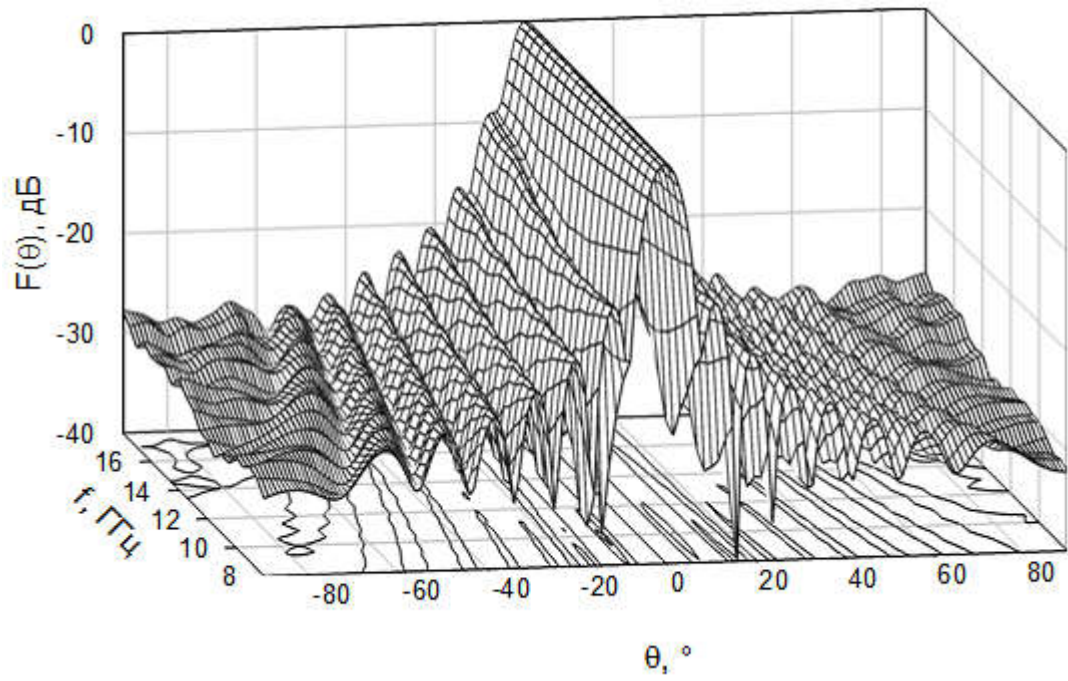
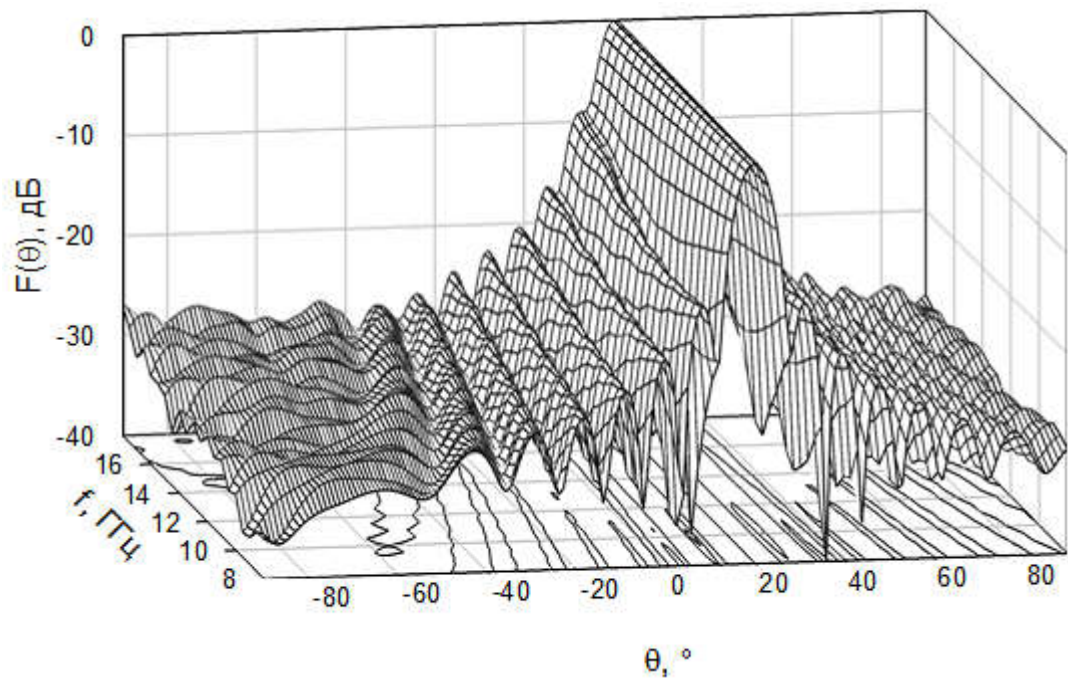


Рисунок 2.31 – ДН дуговой ЛПАР вариант 3

Рисунок 2.32 – ДН дуговой ЛПАР вариант 3 при $\theta_0 = 20^\circ$

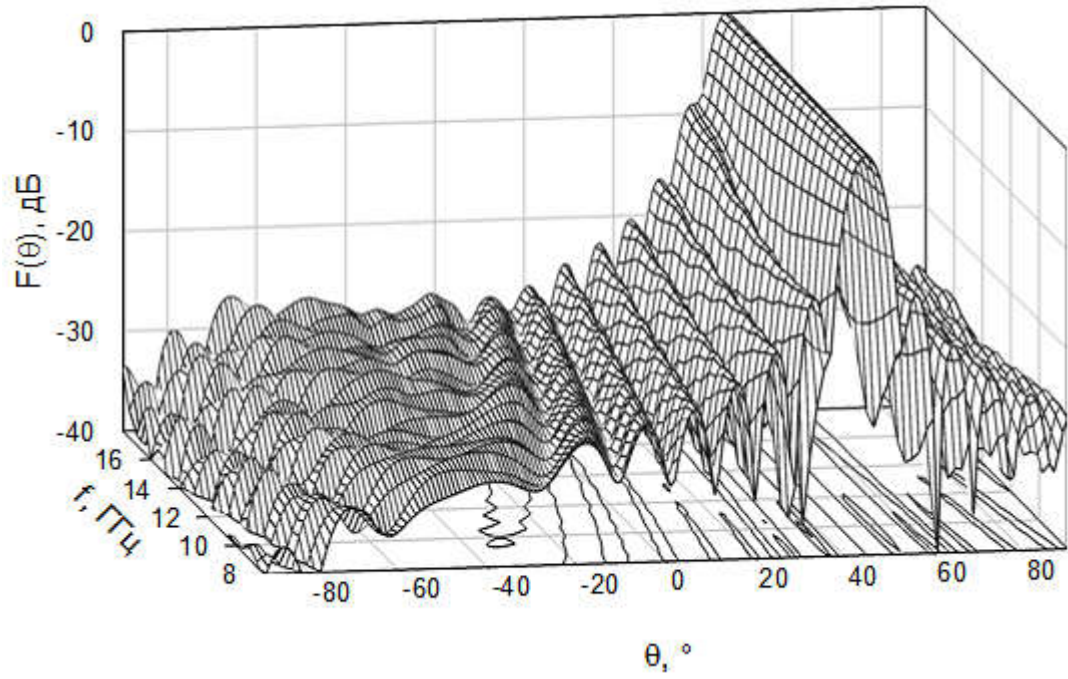


Рисунок 2.33 – ДН дуговой ЛПАР вариант 3 при $\theta_0 = 45^\circ$

На рисунках 2.34 – 2.36 приведены ДН АР для второго варианта из таблицы 2.1.

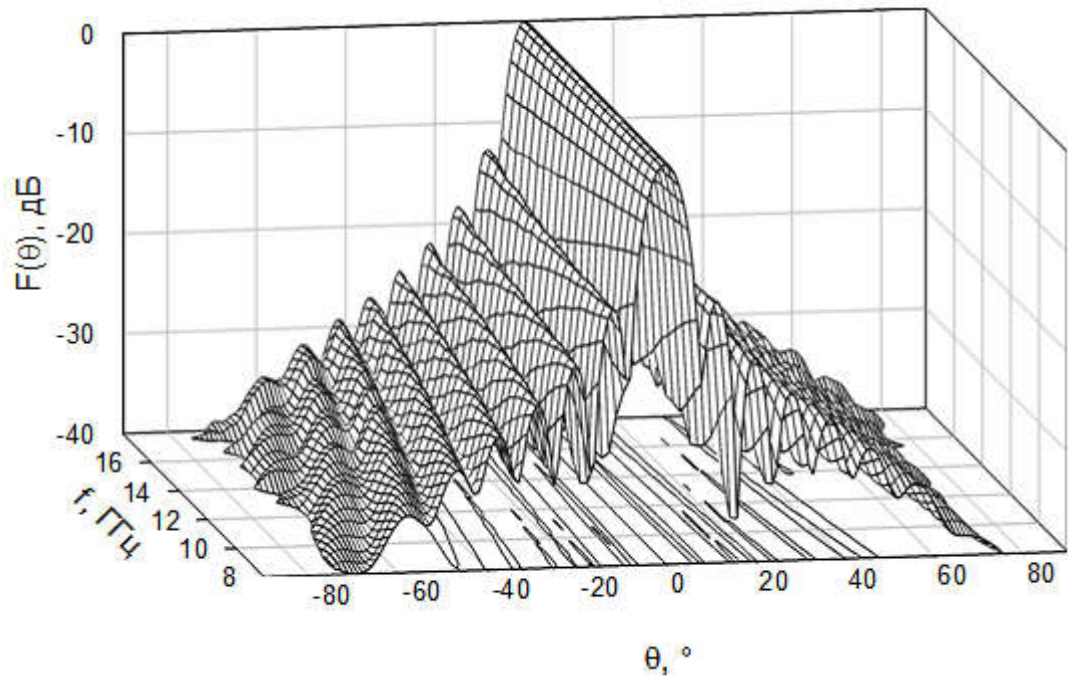


Рисунок 2.34 – ДН дуговой ЛПАР вариант 2

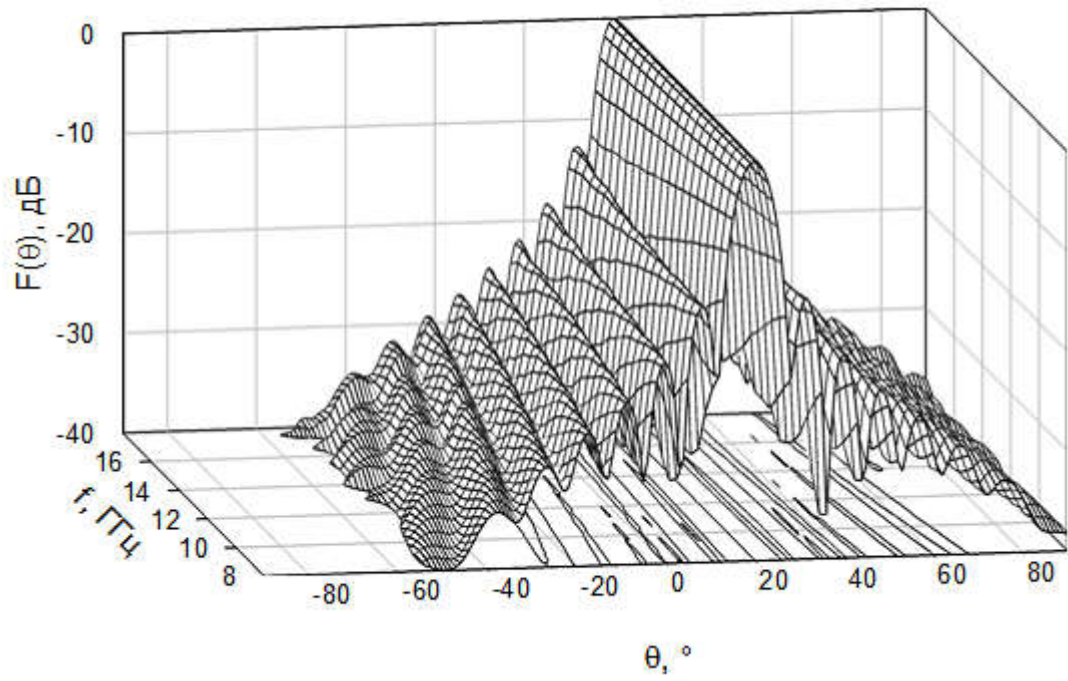


Рисунок 2.35 – ДН дуговой ЛПАР вариант 2 при $\theta_0 = 20^\circ$

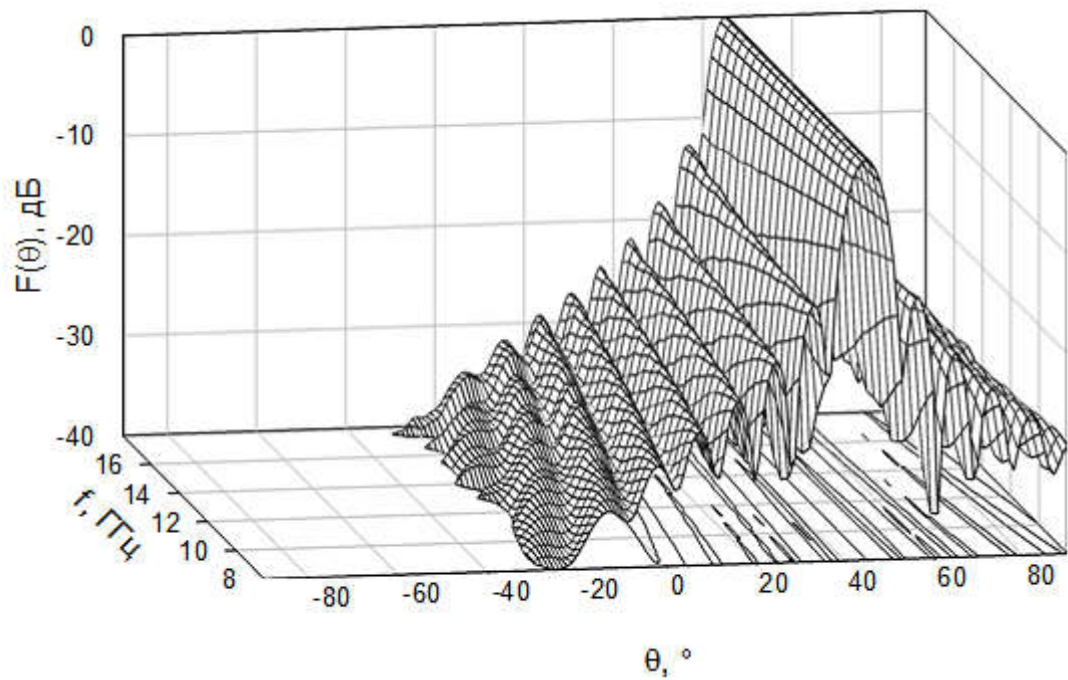


Рисунок 2.36 – ДН дуговой ЛПАР вариант 2 при $\theta_0 = 45^\circ$

На рисунках 2.37 – 2.39 приведены ДН АР для первого варианта из таблицы 2.1.

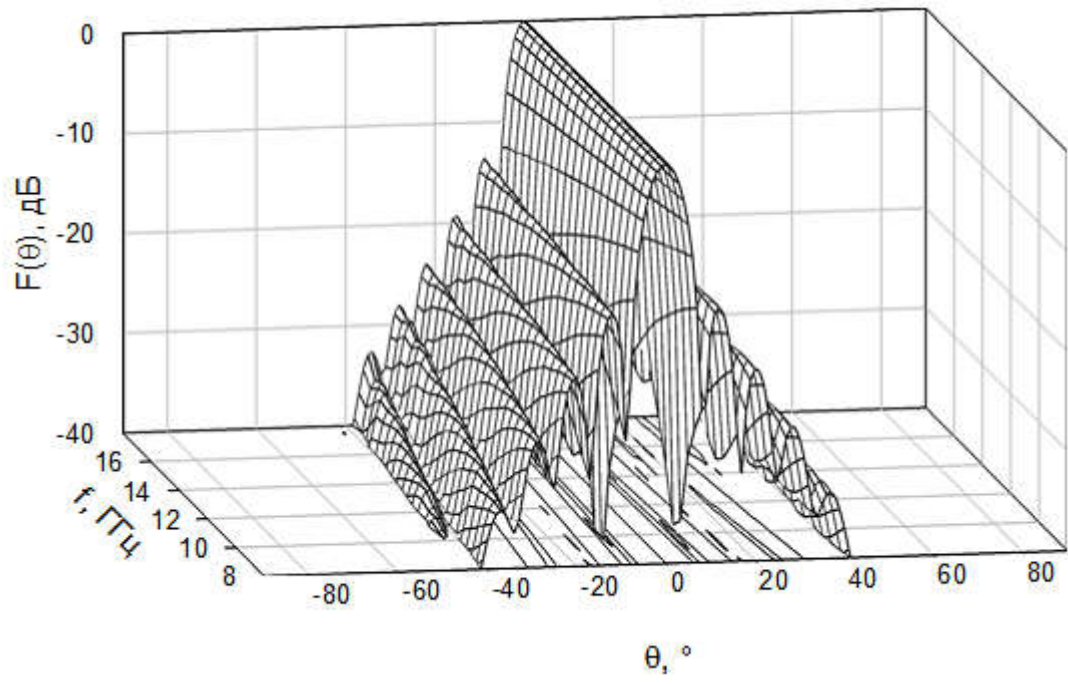
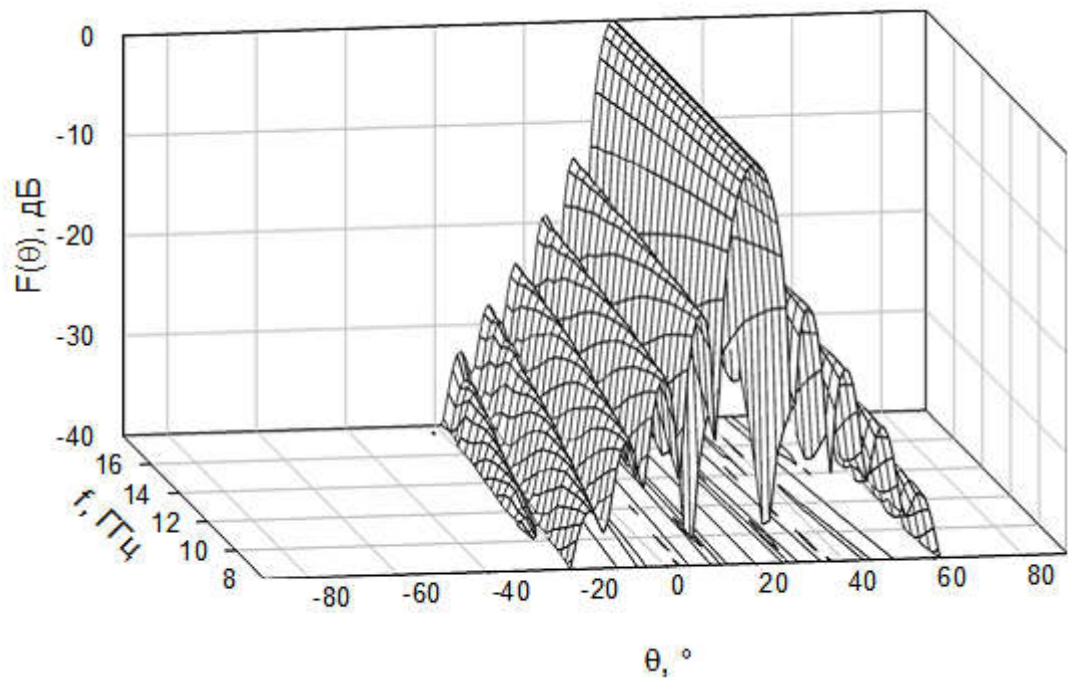


Рисунок 2.37 – ДН дуговой ЛПАР вариант 1

Рисунок 2.38 – ДН дуговой ЛПАР вариант 1 при $\theta_0 = 20^\circ$

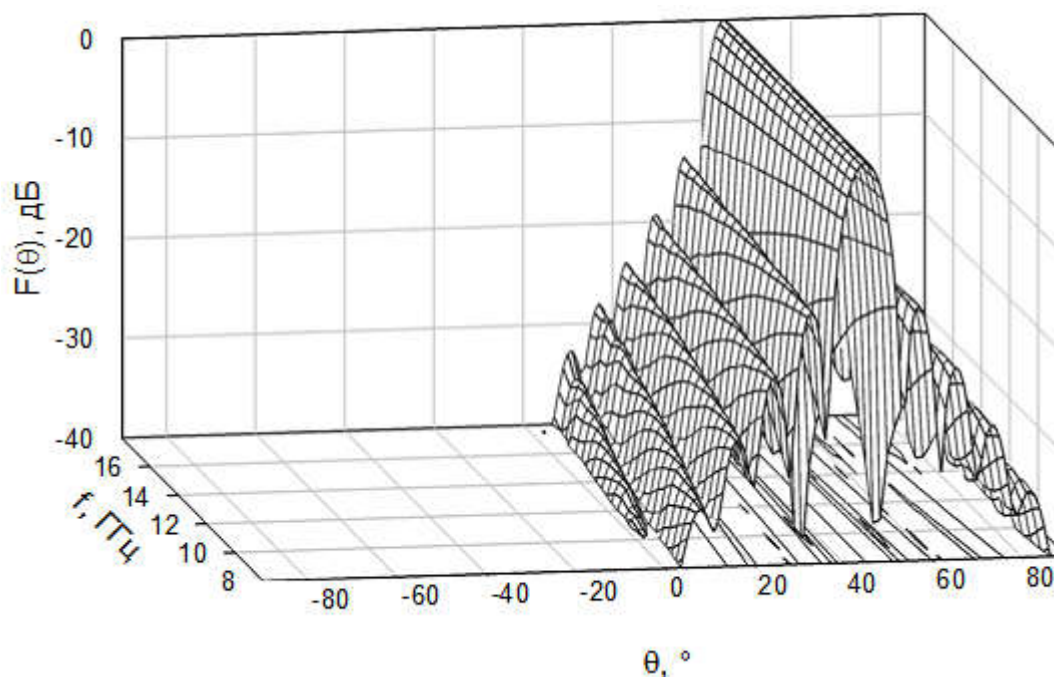


Рисунок 2.39 – ДН дуговой ЛПАР вариант 1 при $\theta_0 = 45^\circ$

2.3. Структурные схемы ЦФАР

В данном подразделе рассмотрены возможные варианты реализации приемных ЦФАР. Выбор варианта структурной схемы коренным образом влияет на аппаратную реализацию аналоговой и цифровой частей приемной ЦФАР, их характеристики, возможные алгоритмы обработки сигналов, методы ЦДФ и стоимость.

2.3.1. ЦФАР с формированием ДН во всей рабочей полосе

За основу построения структурной схемы был взят критерий необходимости формирования ДН во всем диапазоне рабочих частот. Сигнал с каждого элемента ЦФАР обрабатывается одним аналоговым трактом, одним аналого-цифровым преобразователем (АЦП), далее широкополосные сигналы со всех элементов в цифровом виде поступают в процессор цифровой обработки сигналов. Таким образом, ЦФАР будет включать антенную систему из N широкополосных аналоговых трактов, N широкополосных АЦП и широкополосный процессор цифровой обработки сигналов (N – количество элементов ЦФАР).

На рисунке 2.40 представлен возможный вариант структурной схемы широкополосной ЦФАР при одновременной обработке спектра полезного сигнала. Схема включает в себя:

- блок опорных частот, обеспечивающий синхронную работу всех блоков ЦФАР, а также генерацию сигнала гетеродина для смесителей;
- делитель мощности, осуществляющий распределение мощности сигнала гетеродина на каждый из аналоговых трактов;
- аналоговый тракт для каждого из элементов антенны, осуществляющий усиление, фильтрацию и перенос сигнала в нужный диапазон частот;
- высокоскоростные АЦП;
- АЦП детектора мощности (входит в состав цифровой системы автоматической регулировки усиления).

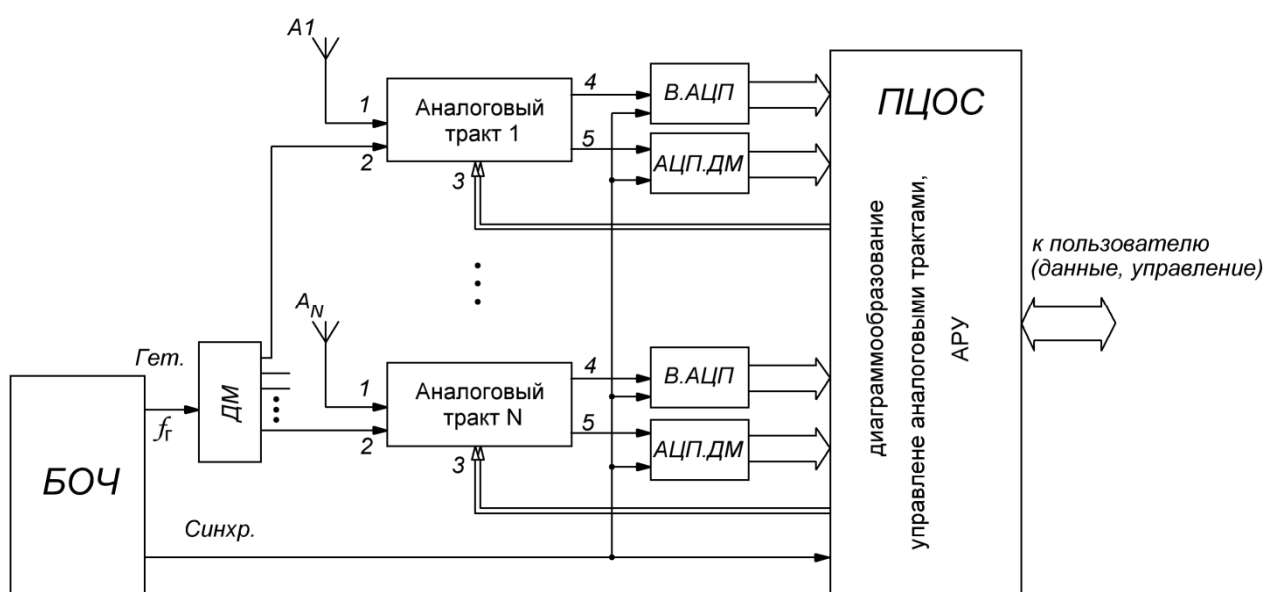


Рисунок 2.40 – Структурная схема широкополосной ЦФАР при одновременной обработке спектра полезного сигнала в рабочем диапазоне частот

Обозначения на рисунке 2.40:

БОЧ – блок опорных частот;

$A_1 \dots A_N$ – элементы ЦФАР;

В. АЦП – высокоскоростной АЦП;

АЦП.ДМ – АЦП детектора мощности;

Синхр. – сигнал синхронизации;

ПЦОС – процессор цифровой обработки сигналов;

Гет. – сигнал гетеродина;

f_{Γ} – частота гетеродина;

«1» – антенный вход;

«2» – вход синхронизации;

«3» – вход управления аналоговым трактом;

«4» – выход сигнала для высокоскоростного АЦП;

«5» – выход сигнала для АЦП детектора мощности.

Данный подход предполагает одновременную обработку всего спектра полезного сигнала в диапазоне рабочих частот, перенос на нулевую частоту, оцифровывание высокоскоростным АЦП с полосой соответствующей полосе полезного сигнала и тактовой частотой, как минимум, вдвое превышающей максимальную частоту спектра сигнала на промежуточной частоте, согласно теореме Котельникова [101]. Соответственно, процессор цифровой обработки сигналов должен обладать достаточной производительностью для обработки сигналов с высокоскоростных АЦП и для реализации ЦДФ, а также служебных задач (загрузка весовых коэффициентов, управление радиотрактами, система автоматической регулировки усиления и т.п.). Выходной сигнал с устройства ЦДФ может выдаваться пользователю в цифровом виде по высокоскоростным линиям, либо в аналоговом виде, т.е. преобразовываться в высокоскоростном цифро-аналоговом преобразователе (на рисунке 2.40 не обозначен).

На рисунке 2.41 представлен возможный вариант реализации аналогового тракта радиоприемного устройства ЦФАР с однократным переносом частоты при одновременной обработке полосы полезного сигнала во всем диапазоне рабочих частот.

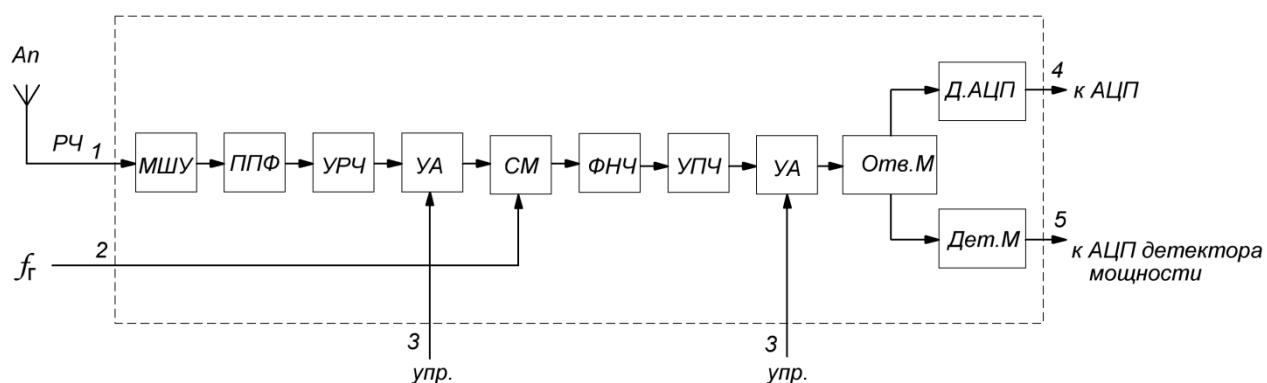


Рисунок 2.41 – Структурная схема аналогового тракта широкополосной ЦФАР с однократным переносом частоты

Обозначения на рисунке 2.41:

A_n – элемент антенной решетки;

РЧ – сигнал на радиочастоте;

МШУ – малошумящий усилитель;

ППФ – полосно-пропускающий фильтр;

УРЧ – усилитель радиочастоты;

УА – управляемый аттенюатор;

СМ – смеситель;

f_r – вход сигнала гетеродина (частота гетеродина);

ФНЧ – фильтр нижних частот;

УПЧ – усилитель промежуточной частоты;

Отв. М – ответвитель мощности;

Д.АЦП – драйвер АЦП;

Дет. М – детектор мощности;

«1» – антенный вход;

«2» – вход сигнала гетеродина;

«3» – входы управления УА;

«4» – выход сигнала для высокоскоростного АЦП;

«5» – выход сигнала для АЦП детектора мощности.

Структурная схема на рисунке 2.41 представляет собой широкополосное радиоприемное устройство с однократным переносом частоты. После усиления

(МШУ, УРЧ) и фильтрации (ППФ) на радиочастоте, спектр сигнала переносится на нулевую частоту, где также усиливается и фильтруется (УПЧ, ФНЧ). Ответитель мощности (Отв.М), управляемые аттенюаторы (УА) и детектор мощности (Дет.М) предназначены для реализации цифровой системы автоматической регулировки усиления.

На рисунке 2.42 приведена диаграмма однократного переноса спектра сигнала с коэффициентом перекрытия диапазона $K_{\Pi} = 2, (2)$ на нулевую частоту, в полосу $\omega/\omega_{\max} \in (0; 0,55]$ с диапазона $\omega/\omega_{\max} \in [0,45; 1]$, при этом сигналам на радиочастоте соответствует плоскость $A_{рч}0\omega$, а сигналам на промежуточной – плоскость $A_{пч}0\omega$. Для однократного переноса на нулевую частоту, частота гетеродина равна $\omega/\omega_{\max} = 0,45$. Частота гетеродина при однократном переносе попадает в спектр полезного сигнала на промежуточной частоте, и, следовательно, будет являться помеховой составляющей при обработке полезного сигнала. Выходом в таком случае может быть применение двукратного переноса частоты, т.е. на первом этапе производится перенос спектра вверх, на втором – перенос на нулевую частоту.

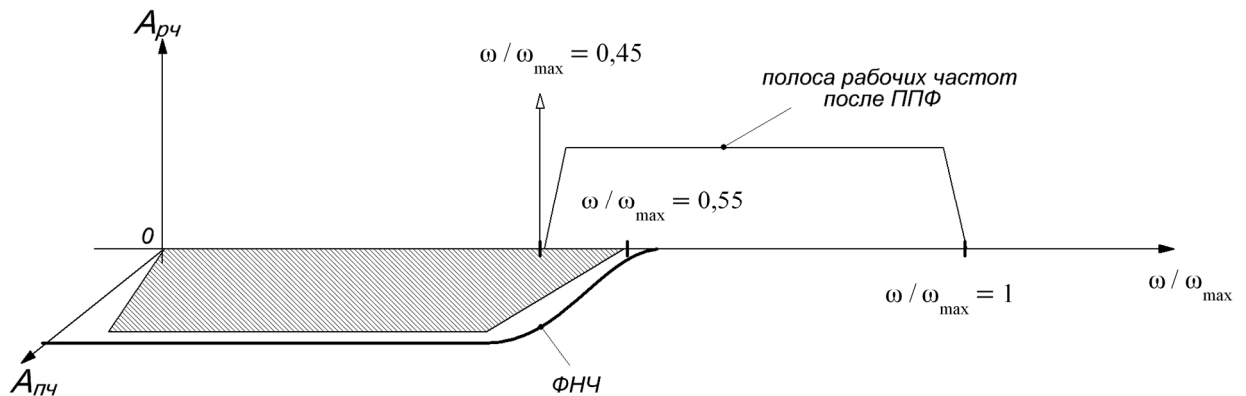


Рисунок 2.42 – Диаграмма однократного переноса спектра

На рисунке 2.43 представлен возможный вариант реализации аналогового тракта широкополосной ЦФАР с двукратным переносом частоты.

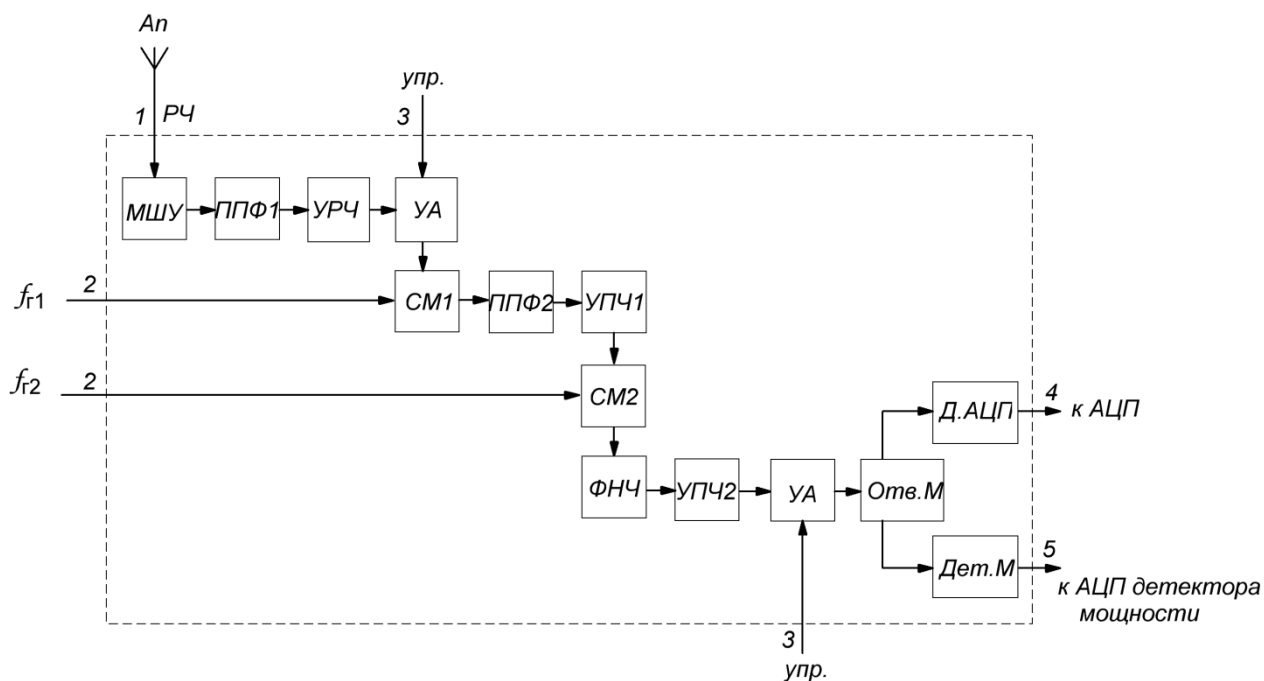


Рисунок 2.43 – Структурная схема аналогового тракта широкополосной ЦФАР с двукратным переносом частоты

Обозначения на рисунке 2.43:

A_n – элемент антенной решетки;

РЧ – сигнал на радиочастоте;

МШУ – малошумящий усилитель;

УРЧ – усилитель радиочастоты;

УА – управляемый аттенюатор;

СМ1 – смеситель с повышением частоты;

СМ2 – смеситель с понижением частоты;

УПЧ1, УПЧ2 – усилители промежуточных частот;

ППФ1, ППФ2 – полосно-пропускающие фильтры;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

Отв.М – ответвитель мощности;

Д.АЦП – драйвер АЦП;

Дет.М – детектор мощности;

$f_{Г1}$ – вход сигнала первого гетеродина (частота первого гетеродина);

$f_{Г2}$ – вход сигнала второго гетеродина (частота второго гетеродина);

- «1» – антенный вход;
- «2» – вход сигналов гетеродинов;
- «3» – входы управления УА;
- «4» – выход сигнала для высокоскоростного АЦП;
- «5» – выход сигнала для АЦП детектора мощности.

Подобная схема, при правильном выборе частотного плана, исключает попадание частот гетеродинов и комбинационных частот в спектр полезного сигнала.

На рисунке 2.44 приведен вариант диаграммы для двукратного переноса спектра на нулевую частоту. На первом этапе, после усиления и предварительной фильтрации сигналов на радиочастоте производится перенос спектра вверх, усиление и фильтрация. На втором этапе производится перенос спектра на нулевую частоту в диапазон $\omega/\omega_{\max} \in (0; 0,55]$, фильтрация и усиление. Таким образом, исключается попадание паразитных частот гетеродинов ($\omega_{Г1}$, $\omega_{Г2}$) в полосу сигнала на нулевой частоте.

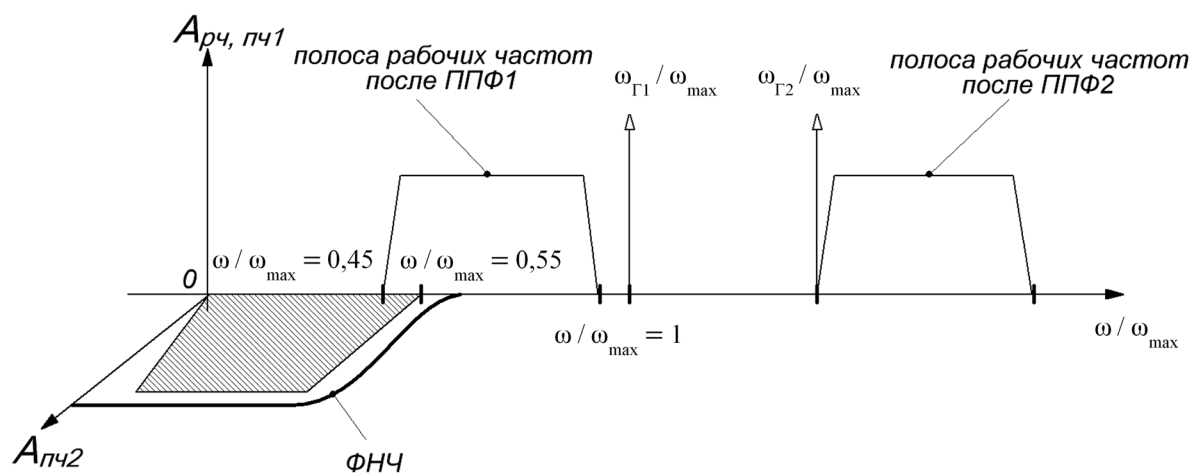


Рисунок 2.44 – Диаграмма двукратного переноса спектра

К недостаткам широкополосной ЦФАР с формированием ДН во всей полосе рабочих частот можно отнести следующее:

- высокая сложность реализации аналоговых трактов с большим коэффициентом перекрытия по частоте. Такие тракты будут обладать

значительными неравномерностями ЧХ, что напрямую влияет на точность формирования ДН;

– снижается чувствительность системы в целом за счет большой рабочей полосы, т.к. одновременно в тракты попадает шум со всей рабочей полосы.

2.3.2. ЦФАР с разбиением на поддиапазоны

За основу построения структурной схемы был взят критерий необходимости формирования ДН в некоторой ограниченной полосе из диапазона рабочих частот. Работа данного варианта ЦФАР поясняется структурной схемой, показанной на рисунке 2.45.

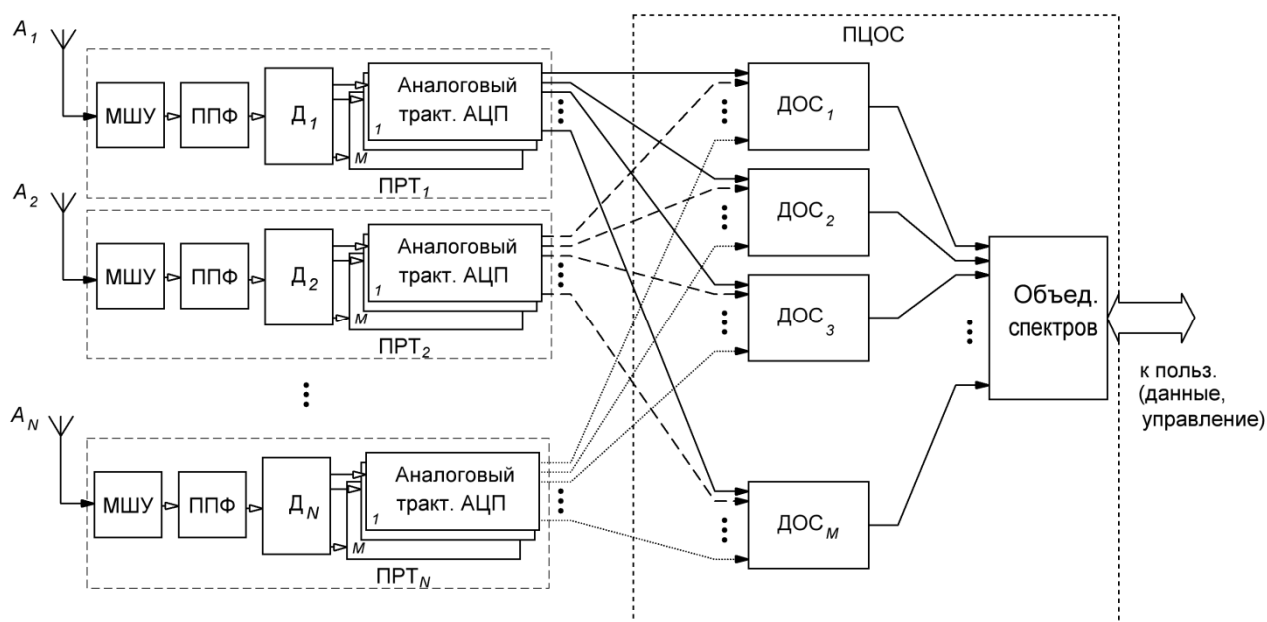


Рисунок 2.45 – Структурная схема ЦФАР с разбиением на поддиапазоны

Обозначения на рисунке 2.45:

МШУ – малошумящий усилитель;

ППФ – полосно-пропускающий фильтр;

N – количество элементов ФАР, количество подсистем радиотрактов;

M – количество поддиапазонов;

$D_1 \dots D_N$ – делители мощности или диплексеры;

$ПРТ_1 \dots ПРТ_N$ – подсистемы радиотрактов;

$ДОС_1 \dots ДОС_M$ – диаграммообразующие схемы для каждого из поддиапазонов.

Для упрощения, на рисунке 2.45 не показаны блоки синхронизации и управления радиотрактами.

Обработка аналогового сигнала с каждого элемента ЦФАР производится подсистемой радиотрактов, которая включает малошумящий усилитель и полосно-пропускающий фильтр, делитель мощности (или диплексер) на M выходов, M аналоговых трактов и M АЦП. Каждый аналоговый тракт настроен на определенную полосу из диапазона рабочих частот. Суммарно, все радио тракты для одной антенны перекрывают весь диапазон рабочих частот. Формирование ДН производится для каждого из поддиапазонов, затем, если необходимо, все спектры объединяются, и формируется спектр с суммарной полосой. Также возможно формирование неполного спектра, например, только для определенных поддиапазонов, в которых действует полезный сигнал, тем самым повышается помехоустойчивость системы. Выходной сигнал с устройства ЦДФ может выдаваться пользователю в цифровом виде по высокоскоростным линиям, либо в аналоговом виде, т.е. преобразовываться в высокоскоростном цифро-аналоговом преобразователе или нескольких цифро-аналоговых преобразователях (на рисунке 2.45 не обозначены).

В сравнении со схемой ЦФАР с формированием ДН во всей полосе рабочих частот, схема ЦФАР с разбиением на поддиапазоны обладает следующими достоинствами:

- меньшая сложность реализации аналоговых трактов;
- меньшие неравномерности ЧХ аналоговых трактов.

К недостаткам можно отнести следующее:

- большое число аналоговых трактов равно количеству поддиапазонов, умноженному на количество антенных элементов ЦФАР;
- сложность реализации устройства объединения отдельных спектров в поддиапазонах с учетом сохранения фазы и амплитуды полезного сигнала;
- с увеличением количества трактов может уменьшиться надежность системы.

2.4. Выводы

В данной главе рассмотрена постановка вопроса формирования частотно-независимой ДН. Как было отмечено, для широкополосного ЦДФ требуется решение задачи минимизации целевой функции или нахождение преобразования Фурье. В связи с этим, во второй главе настоящей работы были разработаны методы частотно-независимого ЦДФ, не требующие больших вычислительных затрат. Результаты данной главы получены с помощью разработанных автором программ для ЭВМ [102, 103].

В качестве преимуществ разработанных методов можно выделить следующие:

1. Метод, основанный на применении временных задержек (TDL), требует проведения расчетов всего по двум выражениям (2.5) и (2.7).

2. Метод на основе TDL позволяет находить действительные коэффициенты КИХ-фильтров, что также снижает его вычислительную сложность.

3. При использовании метода, основанного на применении пространственных задержек (SDL), необходим только один весовой коэффициент для сигналов, принимаемых антенными элементами.

Предложены структурные схемы частотно-независимых ЦФАР, отличающиеся способами формирования ДН во всем диапазоне рабочих частот.

3. Синтез «нулей» ДН ЦФАР в заданных направлениях

Данная глава посвящена методу, позволяющему синтезировать необходимое количество «нулей» в ДН ЦФАР (не более $(N-1)$, где N – количество элементов АР).

Далее будет показано, что ДН, полученная с помощью данного метода, полностью совпадает с ДН ААР, а также возможно применение данного метода синтеза «нулей» в ДН к частотно-независимым ЦФАР.

3.1. Формирование «нулей» с помощью компенсационной ДН

В главе 1 показано, что ДН ААР можно представить в виде суммы исходной и компенсационной ДН. Вследствие чего возможно рассмотреть метод формирования «нулей» ДН АР с помощью компенсационных ДН.

Пусть в некотором направлении (θ_p, φ_p) необходимо создать нуль ДН АР. Для создания нуля рассмотрим следующую ДН [104]:

$$\dot{F}_{\Delta 1}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) - \dot{F}_{p1} \cdot \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1}), \quad (3.1)$$

где $\dot{F}_i(\theta, \varphi, \theta_i, \varphi_i)$ – нормированная ДН АР, имеющая максимум в направлении углов θ_i, φ_i ; (θ_0, φ_0) – направление на источник полезного сигнала; $(\theta_{p1}, \varphi_{p1})$ – направления на источник помехи; $\dot{F}_{p1} = \dot{F}(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_0, \varphi_0)$ – коэффициент, полученный из условия $\dot{F}_{\Delta 1}(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_0, \varphi_0) = 0$.

Полученная ДН будет иметь «нуль» в направлении прихода помехи $(\theta_{p1}, \varphi_{p1})$. При этом следует учесть, что $\dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1})$ должна быть нормирована при $\theta = \theta_{p1}, \varphi = \varphi_{p1}$:

$$\dot{F}_{p1} = \frac{\dot{F}(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_0, \varphi_0)}{\dot{F}(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_{p1}, \varphi_{p1})}.$$

АФР, соответствующее (3.1), будет иметь вид [104]:

$$\dot{\mathbf{I}}_{\Delta_1} = \dot{\mathbf{I}}_0 - F_p \cdot \dot{\mathbf{I}}_1, \quad (3.2)$$

где $\dot{\mathbf{I}}_0$ – АФР, соответствующее неискаженной ДН АР, $\dot{\mathbf{I}}_1$ – АФР, соответствующее ДН этой же АР, имеющей максимум в направлении (θ_p, φ_p) .

Второе слагаемое в выражении (3.1) при $\theta = \theta_0$, $\varphi = \varphi_0$ будет определять потери в усилении АР. Амплитудные потери будут полностью определяться взаимным положением направления максимума ДН (θ_0, φ_0) и направления «нуля» ДН $(\theta_{p1}, \varphi_{p1})$.

На рисунке 3.1 приведен пример формирования «нуля» в первом боковом лепестке ДН 8-ми элементной кольцевой АР, где $\theta_0 = 0^\circ$ соответствует нормали к плоскости АР.

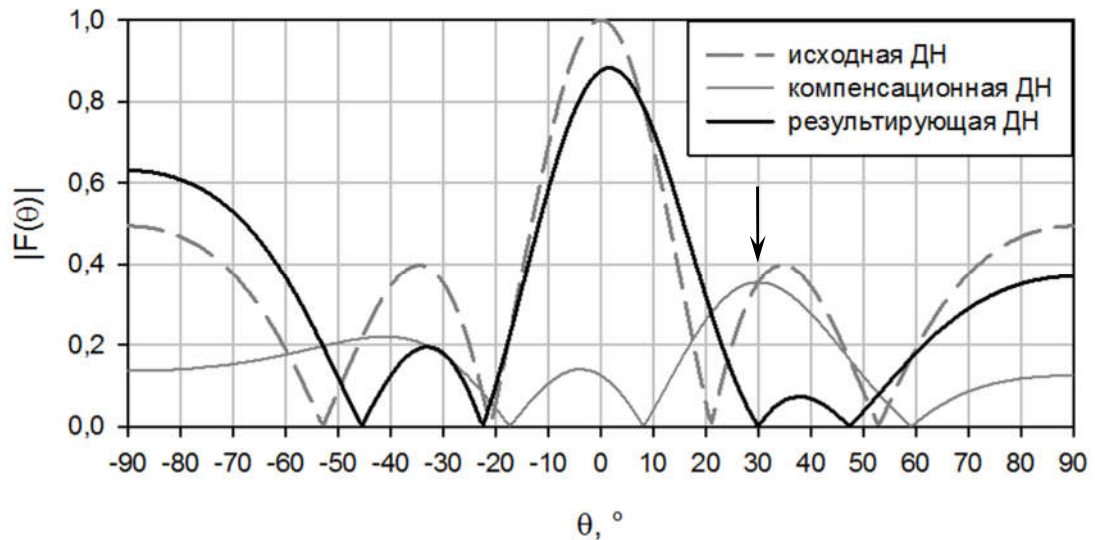


Рисунок 3.1 – ДН, рассчитанная по выражению (3.1) при $\theta_{p1} = 30^\circ$, $\varphi_{p1} = 0^\circ$

Принцип формирования «нулей» в ДН можно использовать для случаев с различным количеством «нулей» в ДН, к тому же полученные выражения будут справедливы и для АР с любой геометрией расположения излучателей. Так, для нахождения ДН с двумя нулями в заданных направлениях, необходимо в качестве исходной ДН (первое слагаемое в (3.1)) использовать ДН с одним нулем $\dot{F}_{\Delta_1}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)$. Условие нормировки во втором слагаемом также должно быть выполнено. Для формирования второго нуля ДН в заданном направлении $(\theta_{p2}, \varphi_{p2})$ необходимо рассмотреть следующую ДН:

$$\dot{F}_{\Delta 2}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \dot{F}_{\Delta 1}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) - \dot{F}_{p2} \cdot \dot{F}_{\Delta 12}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}), \quad (3.3)$$

где $\dot{F}_{p2} = \frac{\dot{F}_{\Delta 1}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_0, \varphi_0)}{\dot{F}_{\Delta 12}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}$ – из условия нормировки $\dot{F}_{\Delta 12}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2})$,

$\dot{F}_{\Delta 12}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}) = \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}) - \dot{F}_{p12} \cdot \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1})$ – компенсационная ДН с максимумом в направлении $(\theta_{p2}, \varphi_{p2})$ и нулем в направлении $(\theta_{p1}, \varphi_{p1})$,

$\dot{F}_{p12} = \frac{\dot{F}(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}{\dot{F}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}$ – нормирующий коэффициент.

Если необходимо создать третий нуль в ДН в направлении $(\theta_{p3}, \varphi_{p3})$, то определяется ДН следующего вида:

$$\dot{F}_{\Delta 3}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \dot{F}_{\Delta 2}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) - \dot{F}_{p3} \cdot \dot{F}_{\Delta 123}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}), \quad (3.4)$$

где $\dot{F}_{p3} = \frac{\dot{F}_{\Delta 2}(\theta_{p3}, \varphi_{p3}, \theta_0, \varphi_0)}{\dot{F}_{\Delta 123}(\theta_{p3}, \varphi_{p3}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}$ – коэффициент нормировки,

$\dot{F}_{\Delta 123}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) = \dot{F}_{\Delta 13}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) - \dot{F}_{p123} \cdot \dot{F}_{\Delta 132}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2})$ – компенсационная ДН,

$\dot{F}_{p123} = \frac{\dot{F}_{\Delta 13}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}{\dot{F}_{\Delta 132}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}$ – коэффициент нормировки,

$\dot{F}_{\Delta 132}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) = \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) - \dot{F}_{p12} \cdot \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1})$,

$\dot{F}_{\Delta 13}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) = \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) - \dot{F}_{p13} \cdot \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1})$,

$\dot{F}_{p13} = \frac{\dot{F}(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}{\dot{F}(\theta_{p3}, \varphi_{p3}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}$.

На рисунке 3.2 приведен пример формирования двух «нулей» в ДН 8-ми элементной кольцевой АР. Здесь в качестве исходной ДН используется ДН с нулем в направлении $\theta_{p1} = 30^\circ$, $\varphi_{p1} = 0^\circ$, полученная по выражению (3.1) и показанная на рисунке 3.1.

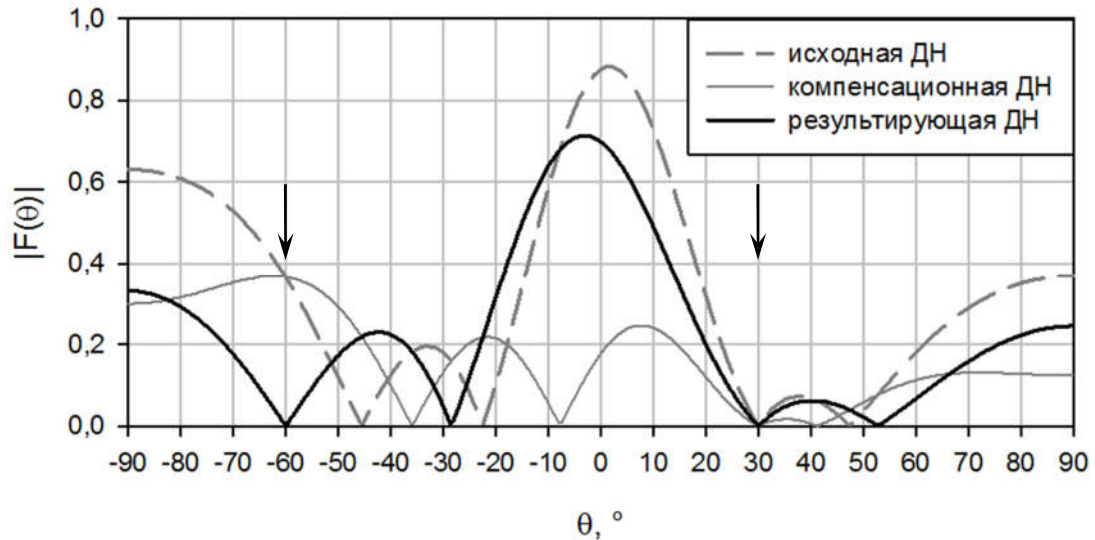


Рисунок 3.2 – ДН, рассчитанная по выражению (3.3)

при $\theta_{p1} = 30^\circ$, $\varphi_{p1} = 0^\circ$ и $\theta_{p2} = -60^\circ$, $\varphi_{p2} = 0^\circ$

Для формирования нуля в заданном направлении ориентируем максимум ДН АР в этом направлении. Далее суммируем её с «неискажённой» ДН, с весовым коэффициентом равным по амплитуде значению уровня бокового лепестка основной ДН и противоположным по фазе. При этом, боковой лепесток в направлении нуля исчезает, а основной лепесток ДН изменяется мало, поскольку в его область попадает уже боковой лепесток дополнительной ДН, к тому же ослабленный на весовой коэффициент. Таким образом, при помощи рассмотренного метода можно получить ДН и соответствующие им АФР для произвольного количества (но не более $N-1$) синтезируемых «нулей».

Для ДН, полученных в соответствии с выражениями (3.1), (3.3), (3.4), в заданных направлениях формируются нули, так как всегда можно подобрать такие коэффициенты F_p , чтобы выполнялось условие нормировки.

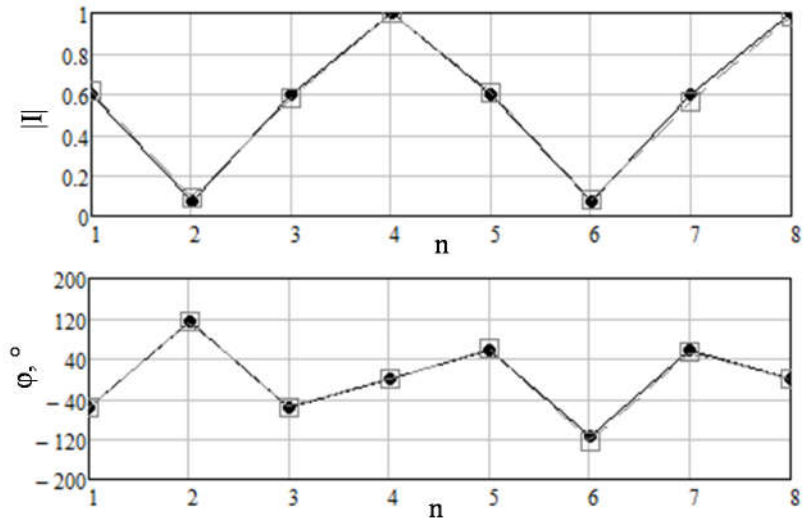


Рисунок 3.3 – Амплитудное (сверху) и фазовое (снизу) распределения в кольцевых АР
 круги – разность ДН, квадраты – адаптивная ДН

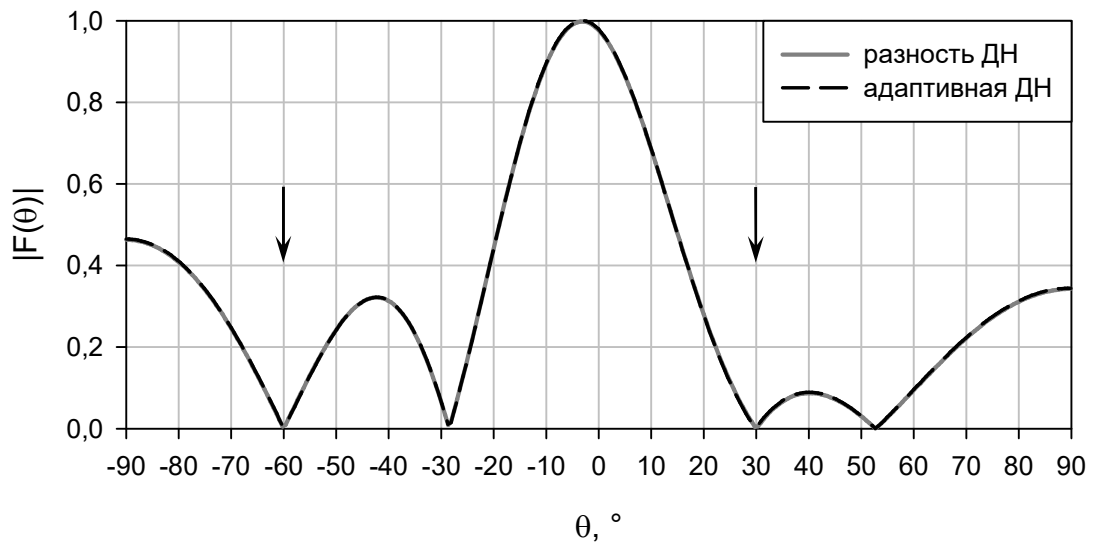


Рисунок 3.4 – ДН кольцевых АР для двух методов

АФР, полученные при помощи адаптивных методов подавления с линейными ограничениями полностью совпадают с полученными выше АФР (рисунок 3.3), соответственно совпадает и форма нормированных ДН (рисунок 3.4).

3.2. Составление системы уравнений синтеза «нулей» в ДН ЦФАР

Как показано в разделе 3.1, для формирования K «нулей» в общем случае необходимо сформировать ДН вида:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta, \varphi, \theta_i, \varphi_i), \quad (3.5)$$

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

Коэффициент α_0 можно принять равным единице, либо произвольной константе, исходя из какого-либо условия нормировки (в направлении на источник сигнала, либо в направлении максимума итоговой ДН).

Оставшиеся коэффициенты α_j ($1 \leq j \leq K$) определяются из условий:

$$\dot{F}(\theta_j, \varphi_j) = 0, \quad 1 \leq j \leq K, \quad (3.6)$$

которые приведут к получению системы K линейных однородных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_1, \varphi_1, \theta_i, \varphi_i) = 0; \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_2, \varphi_2, \theta_i, \varphi_i) = 0; \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_K, \varphi_K, \theta_i, \varphi_i) = 0; \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Поскольку коэффициент α_0 можно выбрать произвольно, то получим следующую систему линейных уравнений ($\alpha_0 = 1$)

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_1, \varphi_1, \theta_i, \varphi_i) = -\dot{F}(\theta_1, \varphi_1, \theta_0, \varphi_0); \\ \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}_i(\theta_2, \varphi_2, \theta_i, \varphi_i) = -\dot{F}(\theta_2, \varphi_2, \theta_0, \varphi_0); \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^K \alpha_m \dot{F}_i(\theta_K, \varphi_K, \theta_i, \varphi_i) = -\dot{F}(\theta_K, \varphi_K, \theta_0, \varphi_0); \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Эту систему уравнений необходимо дополнить еще одним уравнением, которое введет «линейное» ограничение на уровень ДН в направлении главного лепестка:

$$\sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}(\theta_0, \varphi_0, \theta_i, \varphi_i) = C. \quad (3.9)$$

Поскольку выбрано $\alpha_0 = 1$, то

$$\dot{F}(\theta_0, \varphi_0, \theta_0, \varphi_0) + \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}(\theta_0, \varphi_0, \theta_i, \varphi_i) = C. \quad (3.10)$$

Если в качестве ДН использовать только множитель системы, то

$$\dot{F}_{\Sigma}(\theta_i, \varphi_i, \theta_j, \varphi_j) = \dot{F}_{\Sigma}(\theta_j, \varphi_j, \theta_i, \varphi_i), \quad (3.11)$$

что приведет к определенному типу линейных уравнений (Эрмитова матрица). Если учитывать, что характеристика направленности антенной системы представима в виде произведения множителя системы на характеристику направленности элемента, то

$$\dot{F}_{\Sigma}(\theta_i, \varphi_i, \theta_j, \varphi_j) \neq \dot{F}_{\Sigma}(\theta_j, \varphi_j, \theta_i, \varphi_i). \quad (3.12)$$

Метод «синтеза» ДН с нулями в направлениях на источники помех не предполагает управления усилением антенны в направлении максимума главного лепестка. В методе адаптации с линейными ограничениями также «обеспечивается» некоторый уровень ДН в направлении на источник полезного сигнала, причем этот уровень не «управляется» методом и зависит от взаимного положения направлений на источники помехи и полезного сигнала.

После нахождения коэффициентов α_i выражение (3.5) можно записать в виде:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) + \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}(\theta, \varphi, \theta_i, \varphi_i), \quad (3.13)$$

что даст значение ДН в направлении на источник полезного сигнала равным:

$$\dot{F}(\theta_0, \varphi_0) = \dot{F}(\theta_0, \varphi_0, \theta_0, \varphi_0) + \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}(\theta_0, \varphi_0, \theta_i, \varphi_i). \quad (3.14)$$

В качестве антенны (исходной) можно использовать либо непрерывную антенну, либо АР. В случае непрерывной антенны выражение для ДН записывается

в виде интеграла (преобразование Фурье), в случае АР выражение для ДН записывается в виде конечной суммы (дискретное преобразование Фурье).

В случае линейной АР выражение для её ДН без учета ДН элемента может быть записано в виде:

$$\dot{F}(\theta, \theta_i) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_{n,i} \exp[-jkd(n-1)\sin\theta], \quad (3.15)$$

где d – расстояние между соседними элементами АР, а значение угла θ_i определяется АФР, то есть $\dot{I}_{n,i}$. При равномерном амплитудном распределении в исходной АР получим:

$$\dot{F}(\theta, \theta_i) = \dot{I}_i \sum_{n=1}^N \exp[-jkd(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_i)]. \quad (3.16)$$

Из этого выражения видно, что единственным параметром, который можно регулировать при заданном θ_i , является амплитуда тока \dot{I}_i (речь идет о ДН, имеющих ФЦ, поэтому рассматриваем вещественную амплитуду тока).

Перепишем выражение (3.13) для линейного излучателя:

$$\dot{F}(\theta) = \dot{F}(\theta, \theta_0) + \sum_{i=1}^K \alpha_i \dot{F}(\theta, \theta_i), \quad (3.17)$$

Выражение (3.16) можно записать в виде

$$\dot{F}(\theta, \theta_i) = \dot{I}_i \dot{F}_\Sigma(\theta, \theta_i),$$

где

$$\dot{F}_\Sigma(\theta, \theta_i) = \sum_{n=1}^N \exp[-jkd(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_i)]. \quad (3.18)$$

Для этого случая систему уравнений (3.8) можно переписать в виде:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^K \alpha_i I_i \dot{F}_\Sigma(\theta_1, \theta_i) = -I_0 \dot{F}_\Sigma(\theta_1, \theta_0); \\ \sum_{i=1}^K \alpha_i I_i \dot{F}_\Sigma(\theta_2, \theta_i) = -I_0 \dot{F}_\Sigma(\theta_2, \theta_0); \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^K \alpha_i I_i \dot{F}_\Sigma(\theta_K, \theta_i) = -I_0 \dot{F}_\Sigma(\theta_K, \theta_0); \end{cases} \quad (3.19)$$

В правых частях этой системы, по сути, также содержится произведение $\alpha_0 I_0$, поскольку выше было выбрано $\alpha_0 = 1$.

Из рассмотрения системы (3.19) создается впечатление, что её можно решить при любом K , определив далее необходимое амплитудно-фазовое распределение в непрерывной антенне или АР. В действительности это не так. Предположим, что после решения системы уравнений (3.19) мы определили АФР в АР (\dot{I}_n), количество излучателей в которой в соответствии с (3.15) равно N .

Теперь можно записать выражение для ДН всей АР:

$$\dot{F}(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \exp(-jkd(n-1)\sin\theta). \quad (3.20)$$

В соответствии с выражением (3.16) должны выполняться равенства

$$\dot{F}(\theta_i) = 0, \quad 1 \leq i \leq K. \quad (3.21)$$

Равенство (3.21) можно записать в следующем виде:

$$\sum_{n=1}^N \dot{I}_n \exp(-jkd(n-1)\sin\theta_i) = 0. \quad (3.22)$$

Таким образом, получим систему линейных уравнений, эквивалентную системе уравнений (3.7) или (3.8). Система уравнений (3.22) будет иметь решение только при условии $K < N$.

В соответствии с выражением (3.16) АФР в i -ой АР можно записать в виде:

$$\dot{I}'_{n,i} = \dot{I}_i \exp(jkd(n-1)\sin\theta_i). \quad (3.23)$$

При этом выражение для АФР с M нулями запишется в виде:

$$\dot{I}_n^\Sigma = \sum_{i=0}^K \alpha_i \exp(jkd(n-1)\sin\theta_i). \quad (3.24)$$

Если зафиксировать длину АР, но увеличивать количество «нулей», то следует и увеличить количество элементов АР, чтобы можно было решить систему уравнений (3.22), то есть обеспечить выполнение неравенства $K < N$. Для непрерывной антенны АФР может быть получено из выражения (3.24):

$$\dot{I}_\Sigma(z) = \sum_{i=0}^K \alpha_i \exp(jkz \sin\theta_i), \quad (3.25)$$

где z – координата вдоль линейного излучателя.

3.2.1. Численное решение системы уравнений синтеза ДН

Перепишем систему уравнений (3.7) с учетом выражения (3.9):

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}(\theta_0, \varphi_0, \theta_i, \varphi_i) = 1; \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}(\theta_1, \varphi_1, \theta_i, \varphi_i) = 0; \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i \dot{F}(\theta_K, \varphi_K, \theta_i, \varphi_i) = 0; \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Полученную систему уравнений (3.26) можно решить различными известными численными методами. Данная система уравнений будет иметь точное решение только при выполнении условия $K < N$. Для решения системы уравнений перепишем ее в матричном виде:

$$\dot{\mathbf{F}} \boldsymbol{\alpha} = \dot{\mathbf{A}}. \quad (3.27)$$

Коэффициенты α_i можно найти с помощью непосредственного обращения матрицы:

$$\boldsymbol{\alpha} = \dot{\mathbf{F}}^{-1} \dot{\mathbf{A}}.$$

При $K \geq N$ матрица $\dot{\mathbf{F}}$ является вырожденной, т.е. не имеет обратной матрицы, в таком случае операцию обращения матрицы можно заменить псевдообращением [105]:

$$\boldsymbol{\alpha} = \dot{\mathbf{F}}^\dagger \dot{\mathbf{A}}.$$

Псевдообращение матрицы даст наилучшее приближенное решение уравнения в среднеквадратичном смысле.

В качестве примера рассмотрим линейную АР, составленную из $N = 7$ изотропных элементов. Если фазовый центр АР расположить в начале координат, то все элементы матрицы $\dot{\mathbf{F}}$ будут действительными. Решим матричную систему уравнений (3.27) при $K = 6$ и $K = 7$. На рисунке 3.5 показаны полученные ДН:

– сплошная линия: $K = 6$ ($\theta_0 = 0^\circ$, $\theta_1 = -50^\circ$, $\theta_2 = -60^\circ$, $\theta_3 = -70^\circ$, $\theta_4 = 20^\circ$, $\theta_5 = 30^\circ$, $\theta_6 = 40^\circ$);

– пунктирная линия: $K = 7$ ($\theta_0 = 0^\circ$, $\theta_1 = -50^\circ$, $\theta_2 = -60^\circ$, $\theta_3 = -70^\circ$, $\theta_4 = 20^\circ$, $\theta_5 = 30^\circ$, $\theta_6 = 40^\circ$, $\theta_7 = 50^\circ$).

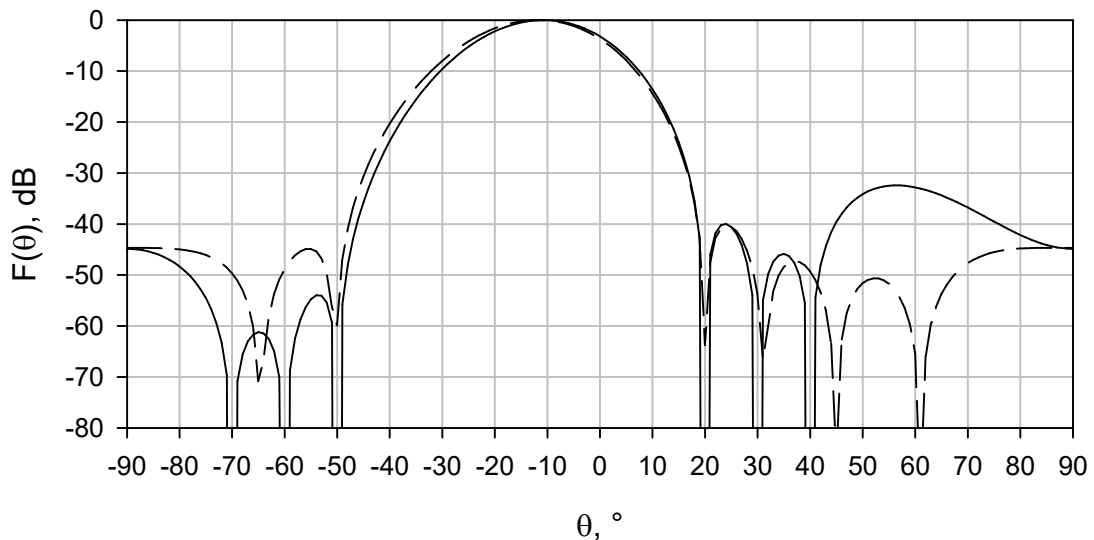


Рисунок 3.5 – ДН линейных АР

Как видно из рисунка 3.5, при $K < N$ «нули» ДН формируются точно в заданных направлениях, но если это условие нарушается, нули ДН смещаются относительно заданных направлений, при этом максимум ДН остается в желаемом направлении.

3.2.2. Фазовый центр АР при синтезе «нулей»

Запишем комплексную характеристику направленности в виде произведения двух множителей:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) e^{i\Phi(\theta, \varphi)},$$

где $F(\theta, \varphi)$ – амплитудная, $\Phi(\theta, \varphi)$ – фазовая характеристики направленности.

Если антенна имеет ФЦ и её фазовая характеристика определяется относительно этого центра, то:

$$\Phi(\theta, \varphi) = \text{const} \pm \pi,$$

где значение постоянной определяется расстоянием от ФЦ антенны до точки наблюдения.

Не теряя общности, можно выполнить оценку влияния адаптивных методов подавления помех на характеристики АР, используя в качестве антенны непрерывный линейный излучатель, поскольку принцип действия АР по сути заключается в пространственной дискретизации распределения электромагнитного поля. Рассмотрим комплексную характеристику направленности непрерывного линейного излучателя:

$$\dot{F}(\chi) = \int_{-l}^l \dot{I}(z) e^{i\chi z} dz = F_0(\chi) e^{i\Phi(\chi)},$$

где $\dot{I}(z)$ – АФР в антенне; $\chi = \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta$; $L = 2l$ – длина антенны, θ – угол, отсчитываемый от нормали к антенне.

Для получения ДН со смещенным максимумом необходимо ввести в АФР дополнительное к существующему линейное фазовое распределение. Если исходное АФР изменять с целью смещения максимума ДН АР, не изменяя положение ФЦ антенны, то измененное АФР будет иметь вид:

$$\dot{I}_p(z) = \dot{I}(z) e^{i\beta(z-z_\Phi)},$$

где z_Φ – координата фазового центра, β – фазовый коэффициент, обеспечивающий направление максимума ДН на источник помехи.

Для комплексной характеристики направленности такого АФР, учитывая сохранение положения ФЦ, теперь можем записать:

$$\dot{F}_p(\chi) = \pm F(\chi + \beta) e^{i\Phi(\chi)},$$

поскольку фазовая характеристика антенны не зависит от χ с точностью до $\pm \pi$, что и учитывается в этом выражении.

Если теперь рассмотреть АФР в виде суммы двух АФР, то для случая одного нуля получим:

$$\dot{I}_\Sigma(z) = \dot{I}(z) \pm \alpha \dot{I}_p(z),$$

где α – действительное число.

Выражение для измененной характеристики направленности:

$$\dot{F}_\Sigma(\chi) = [F(\chi) \pm \alpha F(\chi + \beta)] e^{i\Phi(\chi)},$$

α выбирается в соответствии со значением коэффициента \dot{F}_p в выражении (3.1).

Следовательно, можно сделать вывод о том, что фазовый центр антенны сохранится в случае использования метода подавления помехи при помощи «компенсационной» ДН. При этом изменения возникнут только в областях, где фазовая характеристика претерпевает «скачки» на $\pm \pi$.

Далее, в качестве примера, найдем координаты ФЦ по главному лепестку ДН АР с помощью метода расчета положения ФЦ, приведенного в работе [97]. Зададим ДН линейной АР в виде (3.3), т.е. в ДН АР сформировано два нуля, при этом максимум ДН отклонен на угол $\theta_0 = -10^\circ$ и «нули» расположены в первом и втором боковых лепестках исходной ДН, т.е. в направлениях $\theta_1 = 15^\circ$ и $\theta_2 = 32^\circ$. АР состоит из $N = 7$ изотропных элементов, расположенных на расстоянии половины длины волны. Элементы АР расположены симметрично относительно начала системы координат.

На рисунке 3.6 приведена полученная ДН. Положение ФЦ было рассчитано по главному лепестку в диапазоне углов $[-27^\circ; 6^\circ]$. Координаты ФЦ для исходной и результирующей ДН совпали и имеют значения $x_0/\lambda = 0, y_0/\lambda = 0$.

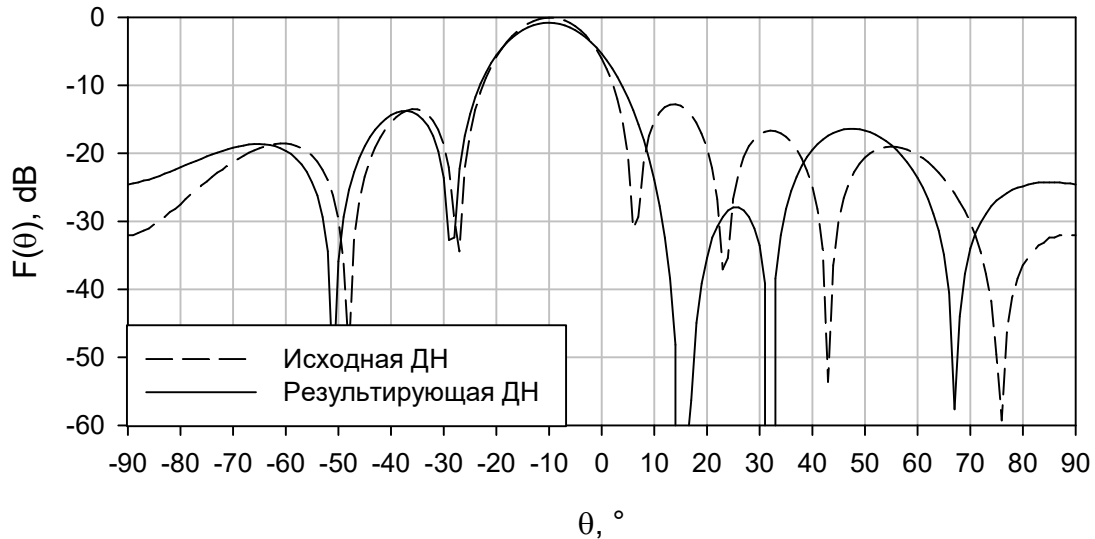


Рисунок 3.6 – ДН к расчету положения ФЦ

Таким образом, фаза полезного сигнала, принимаемого по главному лепестку ДН, не будет зависеть от наличия или отсутствия провалов в ДН при использовании рассмотренных методов синтеза, что также показано в работе автора [106]. Следовательно, и при использовании адаптивных методов пространственной селекции помех с линейными ограничениями, фаза полезного сигнала также не будет зависеть от наличия провалов в ДН адаптивной ЦФАР.

3.3. Синтез «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР

Результаты, полученные в предыдущих подразделах главы 3, справедливы для узкополосного случая. В работе автора [107] показан метод синтеза «нулей», применимый к линейным частотно-независимым ЦФАР. Далее будет показан метод синтеза «нулей», применимый к частотно-независимым ЦФАР произвольной конфигурации.

Для формирования «нуля» частотно-независимой ДН в заданном направлении необходимо решить систему уравнений, подобную (3.26). 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 α_i , с помощью которых можно найти выражение для ДН.

Таким образом, для формирования ДН с частотно-независимыми провалами следует найти набор ВК, обеспечивающий реализацию необходимых ЧХ КИХ-фильтров, входящих в состав широкополосной ЦФАР.

Аналогично с выражением для вектора ВК узкополосной ЦФАР (3.24) можно записать выражение для ВК частотно-независимой ЦФАР:

$$\dot{h}_{n,m}^{\Sigma} = \sum_{i=0}^K \alpha_i h_{n,m}(\theta_i). \quad (3.28)$$

ВК, 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 (3.26). Для обеспечения более глубоких «нулей» ДН в широкой полосе частот можно несколько усложнить порядок вычисления ВК КИХ-фильтров. Далее покажем этот способ.

Сначала необходимо определить частотную зависимость АФР, обеспечивающую формирование «нулей» на каждой частоте нормированного диапазона частот $\omega / \omega_{\max} \in (0; 1]$. ЧХ можно определить из выражения для АФР узкополосной АР. В соответствии с выражением (3.24) необходимую частотную зависимость можно представить в следующем виде:

$$\dot{I}_n^{\Sigma}(\omega) = \sum_{i=0}^K \dot{\alpha}_i(\omega) \dot{I}_n(\omega), \quad (3.29)$$

где $\dot{I}_n(\omega) = \sum_{m=1}^M h_{m,n} \exp(-jm\omega T_s)$ – ЧХ n -го КИХ-фильтра, входящего в состав частотно-независимой ЦФАР, $\dot{\alpha}_i(\omega)$ – неизвестные коэффициенты.

Чтобы найти коэффициенты $\dot{\alpha}_i(\omega)$ необходимо решить систему уравнений подобную системе (3.27), но в данном случае левая часть должна быть частотно зависимой:

$$\dot{\mathbf{F}}(\omega)\dot{\mathbf{a}}(\omega) = \dot{\mathbf{A}}.$$

Как и для узкополосного случая, коэффициенты $\dot{\alpha}_i(\omega)$ можно найти с помощью непосредственного обращения матрицы:

$$\dot{\mathbf{a}}(\omega) = \dot{\mathbf{F}}(\omega)^{-1} \dot{\mathbf{A}}.$$

Далее, с помощью применения быстрого преобразования Фурье (БПФ) к выражению для ЧХ КИХ-фильтров (3.29) можно найти набор ВК, который сформирует «нули» ДН в заданных направлениях.

3.4. Выводы

В данной главе предложен метод синтеза «нулей» в ДН ЦФАР. Данный метод основан на свойстве ДН ААР: такую ДН можно представить в виде взвешенной суммы «парциальных» ДН.

С помощью данного метода показано, что ДН с синтезированными нулями (или ДН адаптивной АР) сохраняет положение фазового центра относительно исходной ДН.

Метод синтеза «нулей» расширен на случай частотно-независимых ЦФАР. Предложены два способа реализации такого метода, которые отличаются способом расчета ВК КИХ-фильтров. Данные способы реализованы в программе для ЭВМ [108], разработанной автором диссертационного исследования.

4. Экспериментальные исследования

В данной главе будет показана серия численных экспериментов по определению частотно-независимых свойств исследуемых ЦФАР. Будет проведено сравнение предложенного метода частотно-независимого ЦДФ с существующим, который описан в [27, 30, 88], и основан на использовании преобразования Фурье (данный метод будем называть FFT-FIB). Для предложенного метода будем использовать КИХ-фильтры нижних частот. Способ синтеза «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР сравним с адаптивным методом в пространстве лучей [27, 29], который основан на использовании метода FFT-FIB для создания ортогональных ДН, участвующих в формировании провалов в ДН (данный метод будем называть BS-FIB).

Также описан эксперимент по исследованию метода синтеза «нулей» с помощью компенсационной ДН в узкополосном случае.

При реализации метода FFT-FIB необходимо задать маску частотно-независимой ДН. В расчетах далее будем задавать маску в следующем виде:

$$\dot{F}(\theta) = \frac{1}{5} \sum_{n=-2}^2 \exp[-j\pi n(\sin \theta - \sin \theta_0)], \quad (4.1)$$

где θ_0 – направление главного лепестка ДН.

ДН вида (4.1) задана на верхней частоте ω_{\max} , при этом расстояние между элементами составляет половину длины волны на максимальной частоте. Такая маска ДН имеет ширину главного лепестка $2\theta_{0,5} = 20,7^\circ$ при $\theta_0 = 0^\circ$ и $2\theta_{0,5} = 22,2^\circ$ при $\theta_0 = 20^\circ$. Поэтому в дальнейших расчетах установим ширину ДН для предлагаемого метода равной $20,7^\circ$ или $22,2^\circ$ в зависимости от θ_0 . Количество антенных элементов в АР установим равным $N = 16$, а количество коэффициентов КИХ-фильтров установим равным $M = 32$. Результаты исследований при $N = 16$ и $M = 20$ могут быть найдены в работе автора [95]. Так как метод FFT-FIB требует выполнения преобразования Фурье, установим его размерность в два раза большую чем M , т.е. размерность преобразования составляет 64×64 .

4.1. Численные эксперименты по исследованию характеристик частотно-независимой ЦФАР

На рисунках 4.1 и 4.2 показаны частотно-независимые ДН, полученные различными методами при углах отклонения максимума ДН $\theta_0 = 0^\circ$ и $\theta_0 = 20^\circ$. Все ДН имеют частотно-независимые свойства в одной полосе нормированных частот $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$.

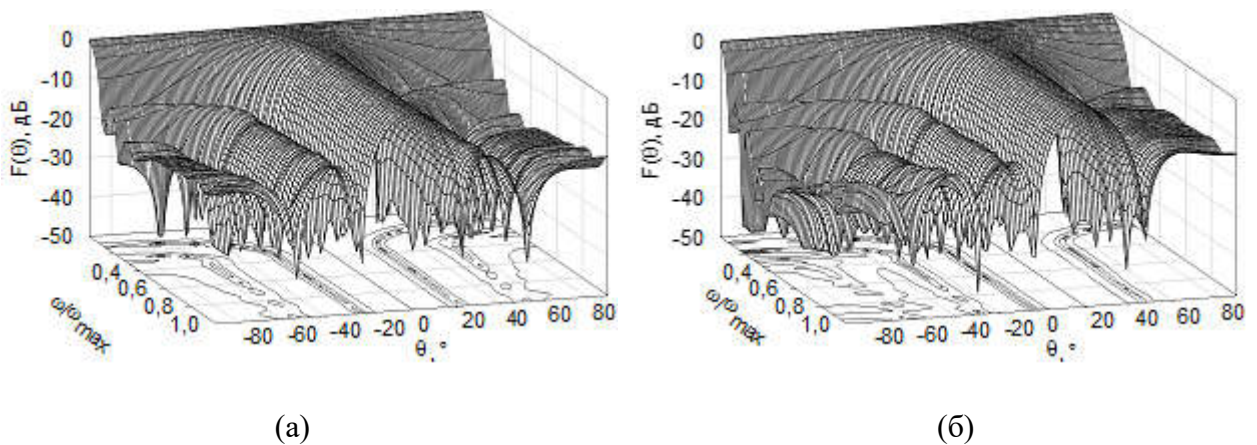


Рисунок 4.1 – Частотно-независимая ДН

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

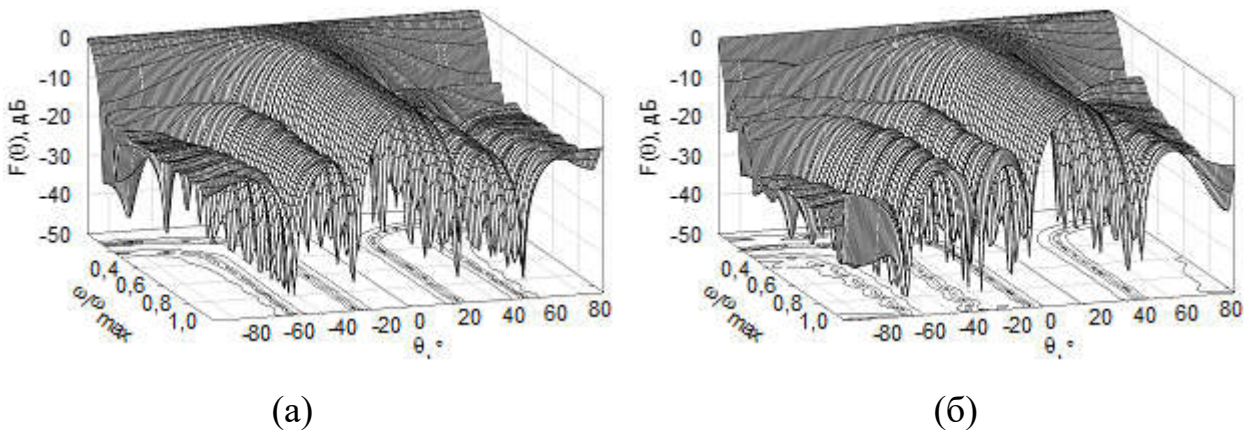
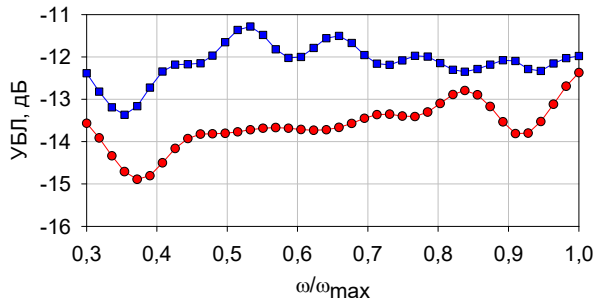
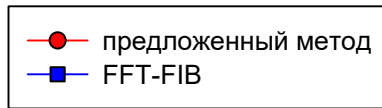


Рисунок 4.2 – Частотно-независимая ДН FFT-FIB

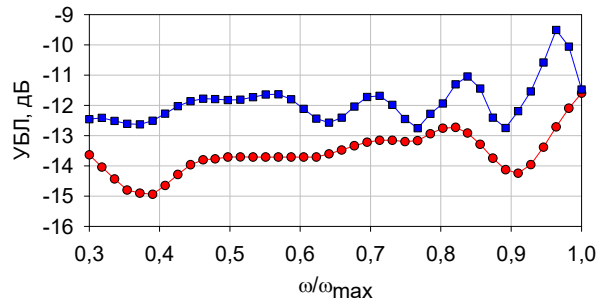
(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

На рисунке 4.3 показан уровень первого бокового лепестка в зависимости от частоты при различных значениях угла направления максимума ДН θ_0 . Из рисунка видно, что предложенный метод расчета ВК для частотно-независимой ЦФАР дает меньший уровень бокового излучения.

Обозначения на рисунках 4.3 – 4.6:



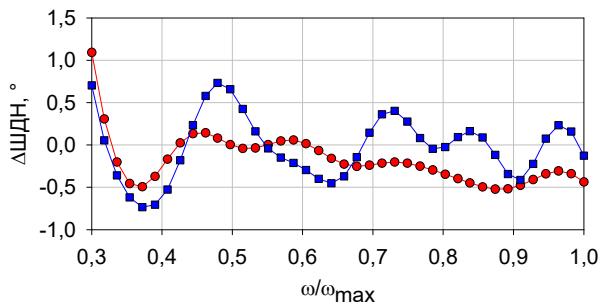
(а)



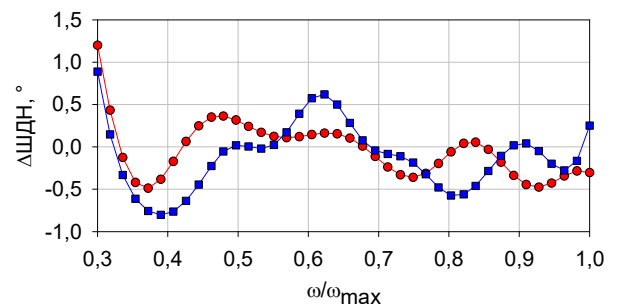
(б)

Рисунок 4.3 – Уровень первого бокового лепестка

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$



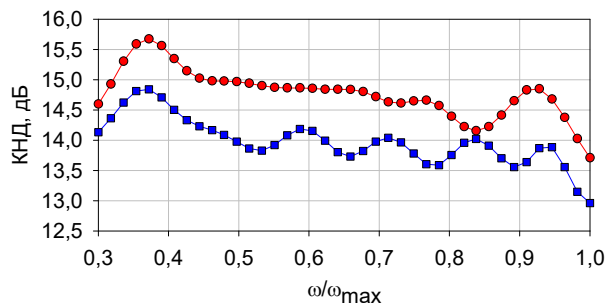
(а)



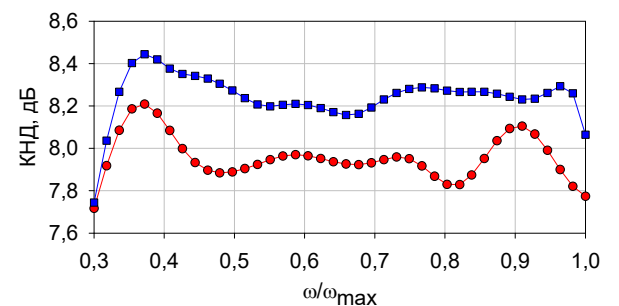
(б)

Рисунок 4.4 – Отклонение ширины ДН от заданного значения

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$



(а)



(б)

Рисунок 4.5 – КНД

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

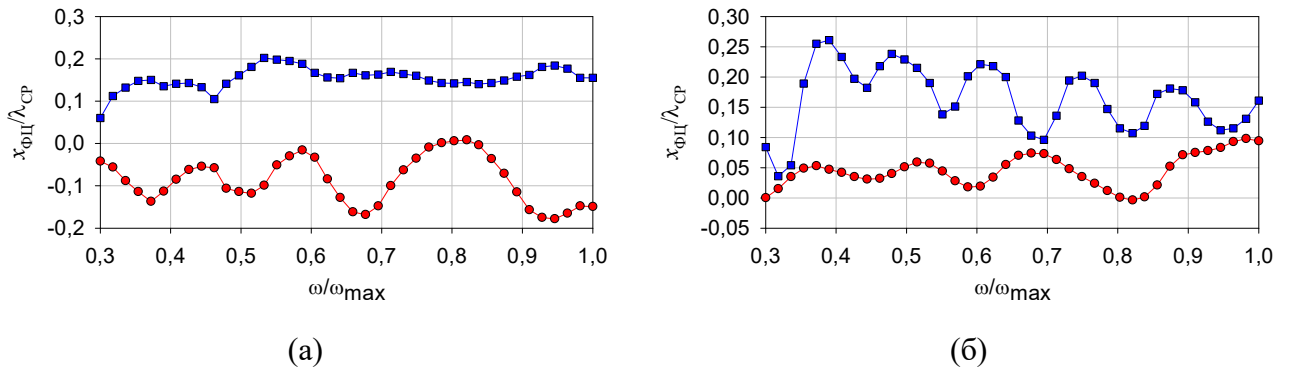


Рисунок 4.6 – Положение ФЦ

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

Отклонение ширины ДН ($\Delta\theta_{ДН}$) от заданного значения $2\theta_{0,5}$ при различных значениях угла направления максимума ДН θ_0 сравнивается на рисунке 4.4. Из рисунка видно, что диапазон отклонений не превышает $1,6^\circ$ и $1,7^\circ$ при $\theta_0 = 0^\circ$ и $\theta_0 = 20^\circ$ для обоих методов. Если сократить полосу исследуемых частот до $\omega / \omega_{\max} \in [1/3; 1]$, то для предлагаемого метода диапазон отклонений ширины ДН от заданного значения сократится в два раза до $0,8^\circ$.

ДН, полученные различными методами, имеют практически одинаковый уровень КДН, что видно из рисунка 4.5. Различие в КНД не превышает 1,2 дБ для угла отклонения максимума ДН $\theta_0 = 0^\circ$, и 0,6 дБ для угла $\theta_0 = 20^\circ$.

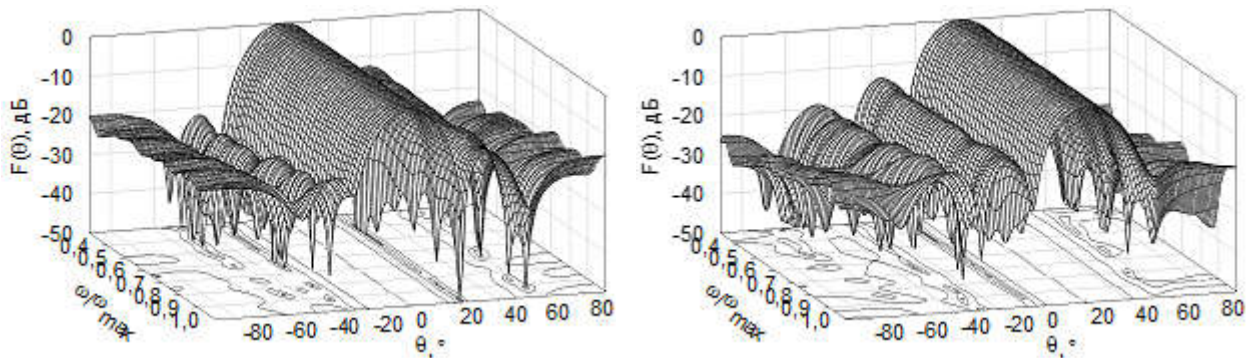
Относительное изменение положение ФЦ (нормированное на длину волны, соответствующую средней частоте из полосы частот $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$) по частоте показано на рисунке 4.6. Из рисунка видно, что при использовании обоих методов удается добиться небольшого отклонение положения ФЦ.

4.2. Численные эксперименты по синтезу «нулей» в ДН частотно-независимой ЦФАР

Как было отмечено в п. 3.3 для формирования частотно-независимых «нулей» возможно применение расчета ВК КИХ-фильтров по выражению (3.28) либо применение БПФ к необходимой частотной зависимости АФР (3.29). Таким образом, будем далее кратко называть эти предложенные методы как «прямой» и «БПФ-АФР».

В последующих экспериментах будем формировать «нули» ДН в двух направлениях: $\theta_1 = 60^\circ$ и $\theta_2 = -30^\circ$.

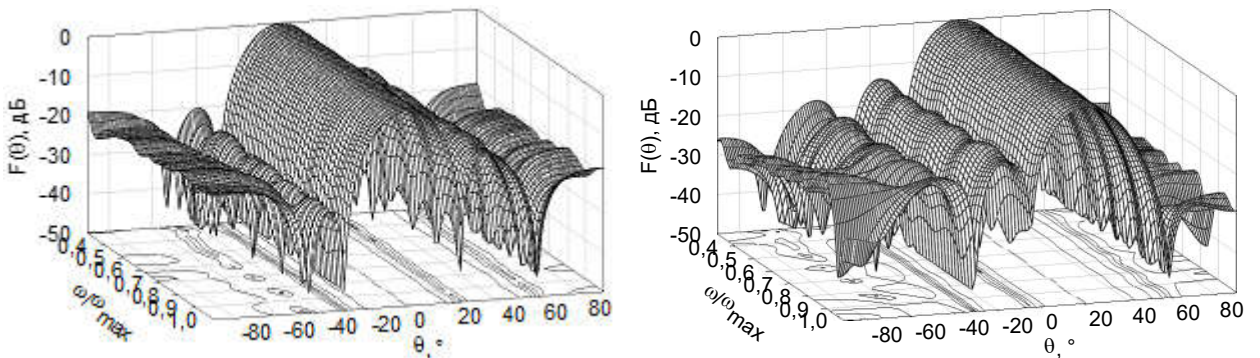
На рисунках 4.7 – 4.9 показаны ДН с частотно-независимыми «нулями», полученные различными методами при углах отклонения максимума ДН $\theta_0 = 0^\circ$ и $\theta_0 = 20^\circ$. Так как ранее было сказано, что ДН имеют частотно-независимые свойства в одной полосе нормированных частот $\omega / \omega_{\max} \in [0,3; 1]$, то ДН изобразим в этих частотных пределах. При использовании прямого метода синтеза «нулей» выберем нормированную частоту $\omega / \omega_{\max} = 0,65$ для составления системы уравнений (3.26).



(a)

(б)

Рисунок 4.7 – ДН с синтезированными нулями прямым методом

(a) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$ 

(a)

(б)

Рисунок 4.8 – ДН с синтезированными нулями методом БПФ-АФР

(a) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

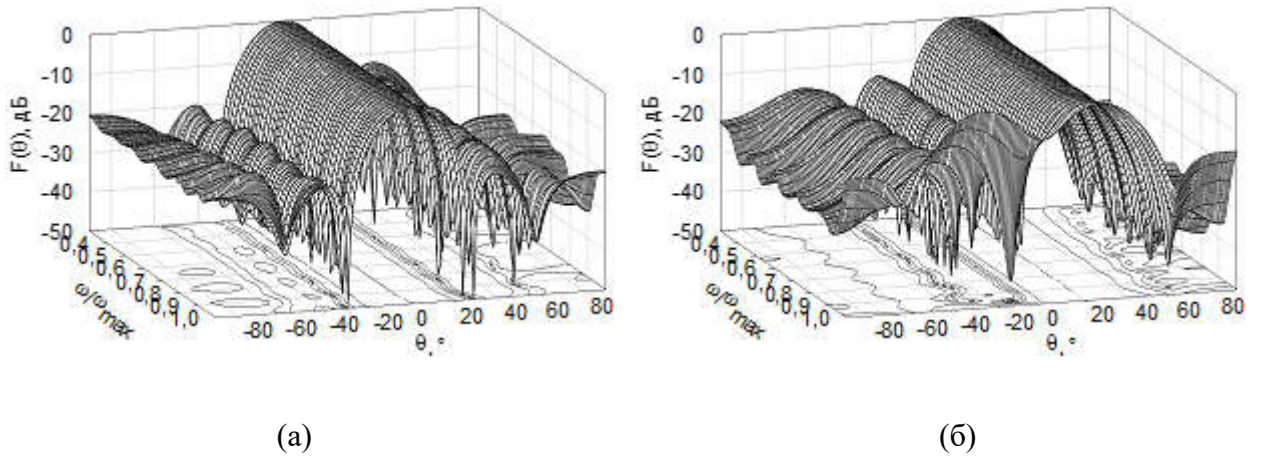


Рисунок 4.9 – ДН с синтезированными нулями методом BS-FIB

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

Обозначения на рисунках 4.10 – 4.12:

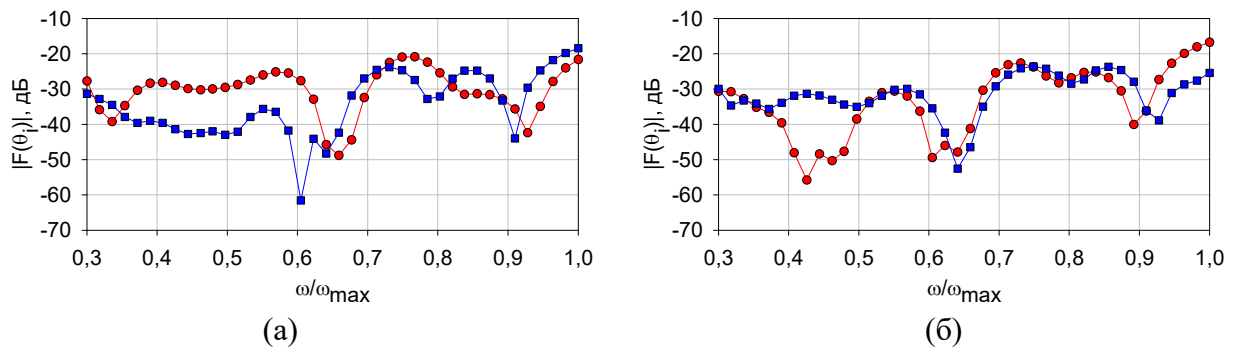
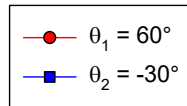


Рисунок 4.10 – Уровень «нулей», синтезированных прямым методом

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

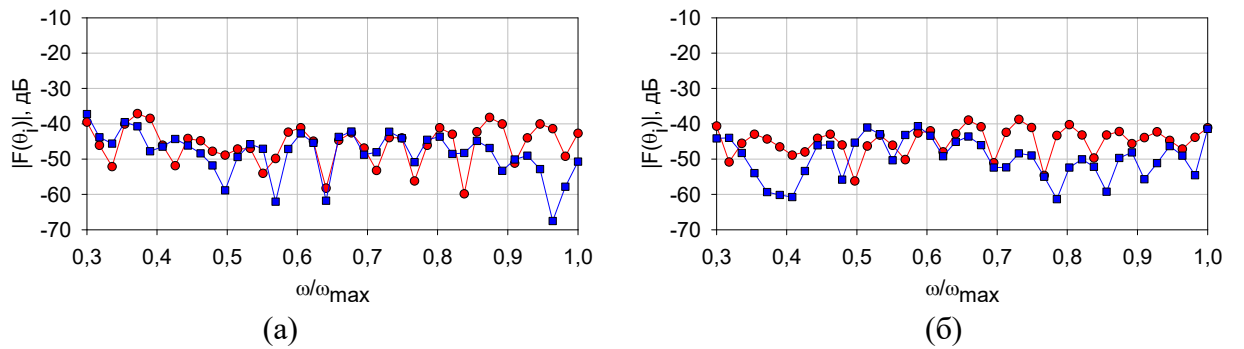


Рисунок 4.11 – Уровень «нулей», синтезированных методом БПФ-АФР

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

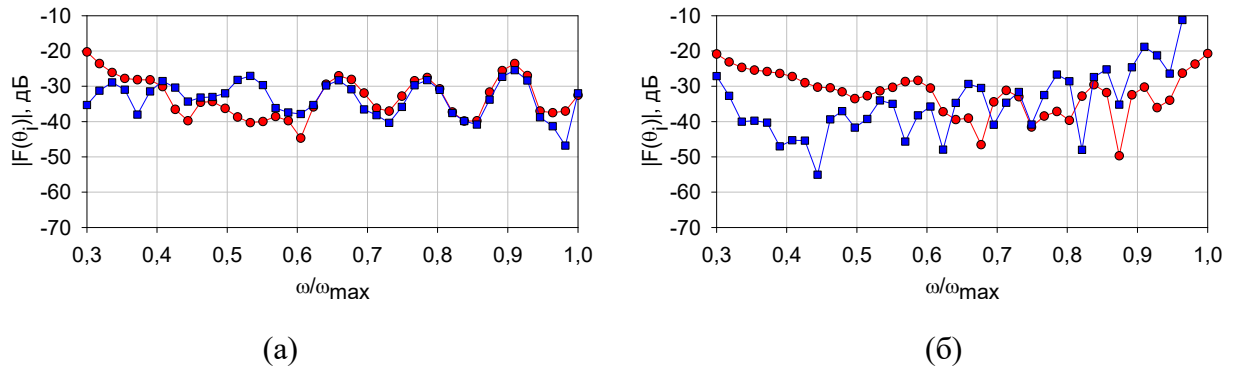


Рисунок 4.12 – Уровень «нулей», синтезированных методом BS-FIB

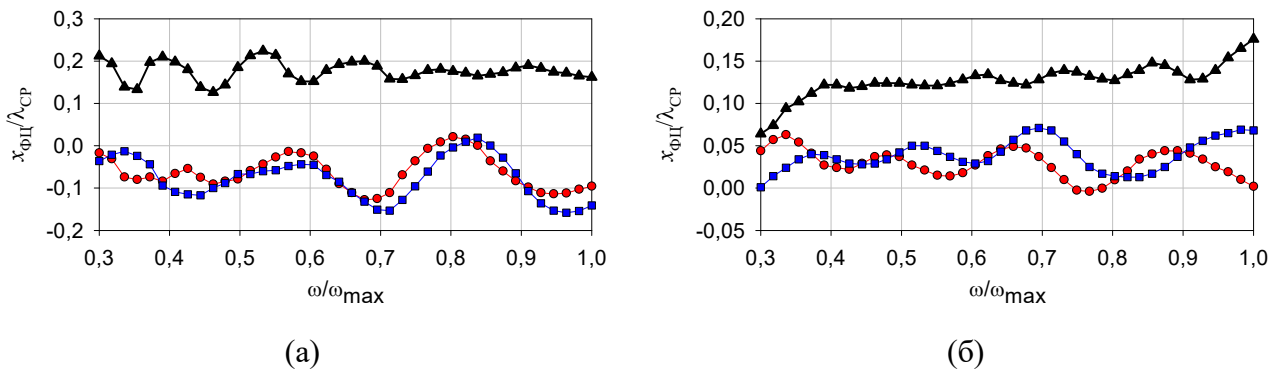
(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$ 

Рисунок 4.13 – Положение ФЦ при синтезе «нулей»

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$ —●— прямой метод —■— ДПФ-АФР —▲— BS-FIB

Таблица 4.1 – Средние значения «нулей» ДН

метод \ θ_i	$\theta_0 = 0^\circ$		$\theta_0 = 20^\circ$	
	$\theta_1 = 60^\circ$	$\theta_2 = -30^\circ$	$\theta_1 = 60^\circ$	$\theta_2 = -30^\circ$
Прямой	-30,4 дБ	-34,4 дБ	-33,4 дБ	-31,7 дБ
БПФ-АФР	-45,8 дБ	-48,3	-44,9 дБ	-49,8 дБ
BS-FIB	-33,0 дБ	-33,5 дБ	-31,9 дБ	-33,5 дБ

В таблице 4.1 приведены средние значения ДН в области «нулей», синтезированных в ДН частотно-независимых ЦФАР различными методами. Из рисунков 4.10 – 4.12 и данной таблицы видно, что минимальные значения «нулей» удастся сформировать при помощи метода БПФ-АФР, но такой метод требует нахождения преобразования Фурье. Прямой метод и метод BS-FIB дают схожие результаты, при этом прямой метод не требует применения преобразования Фурье.

На рисунке 4.13 показано относительное изменение положение ФЦ, полученное при использовании различных методов синтеза «нулей» в ДН

частотно-независимых ЦФАР. Как видно из сравнения рисунков 4.6 и 4.13, положение ФЦ в исходной ДН и ДН с «нулями» в заданных направлениях совпадает.

4.3. Оценка производительности методов синтеза «нулей»

В данном разделе проведено сравнение требуемого количества операций сложения и умножения для выполнения прямого метода синтеза «нулей» и метода BS-FIB. Также, дана оценка необходимого количества операций для выполнения предложенного метода частотно-независимого ЦДФ и метода FFT-FIB.

Для синтеза «нулей» методом BS-FIB требуется создание L ортогональных ДН, при этом $L > K$ (K – количество синтезируемых «нулей»). Для создания одной ДН необходимо выполнить двумерное преобразование Фурье, например, с помощью алгоритма БПФ. Количество операций сложений и умножений, необходимое для выполнения БПФ составляет

$$2N_1(2N_1 \log_2 N_1) = 4N_1^2 \log_2 N_1,$$

где N_1 – размерность двумерного БПФ, $N_1 \geq 3J$, J – количество элементов АР в маске ДН [27]. В работе [47] использована размерность двумерного БПФ равная $2N$ (N – количество элементов в АР). В работе [31] показано, что условие $N_1 \geq 3J$ не всегда отражает оптимальный выбор размерности двумерного БПФ, а может меняться как в большую, так и в меньшую сторону в зависимости от выбранной полосы рабочих частот ЦФАР. Таким образом, для дальнейшего сравнения количества операций, требуемых каждым из методов, выберем $N_1 = N$.

Для расчета коэффициентов КИХ-фильтров с помощью предложенного метода частотно-независимого ЦДФ требуется $2NM$ операций.

Для синтеза «нулей» прямым методом и методом BS-FIB необходимо решение задачи линейного программирования. В разделе 4.2 для этого использовался метод наименьших квадратов, в основе которого лежит обращение матрицы. Количество арифметических операций при обращении матрицы для метода BS-FIB составляет L^3 , а для прямого метода – $(K + 1)^3$.

Итоговое количество операций сложения и умножения для метода BS-FIB:

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

Количество коэффициентов КИХ-фильтров для прямого метода будем полагать равным количеству элементов ЦФАР, тогда итоговое количество операций сложения и умножения для прямого метода:

$$Q_{пр} = 2N^2(K+1) + (K+1)^3.$$

Таким образом, для обоих методов полагаем количество элементов ЦФАР равным количеству элементов КИХ-фильтров, количество «нулей» $K = 2$, количество ортогональных ДН $L = 5$, чтобы провести оценку необходимого количества операций сложения и умножения при выполнении синтеза «нулей». На рисунке 4.14 показан график зависимости отношения количества арифметических операций для обоих методов от количества антенных элементов ЦФАР.

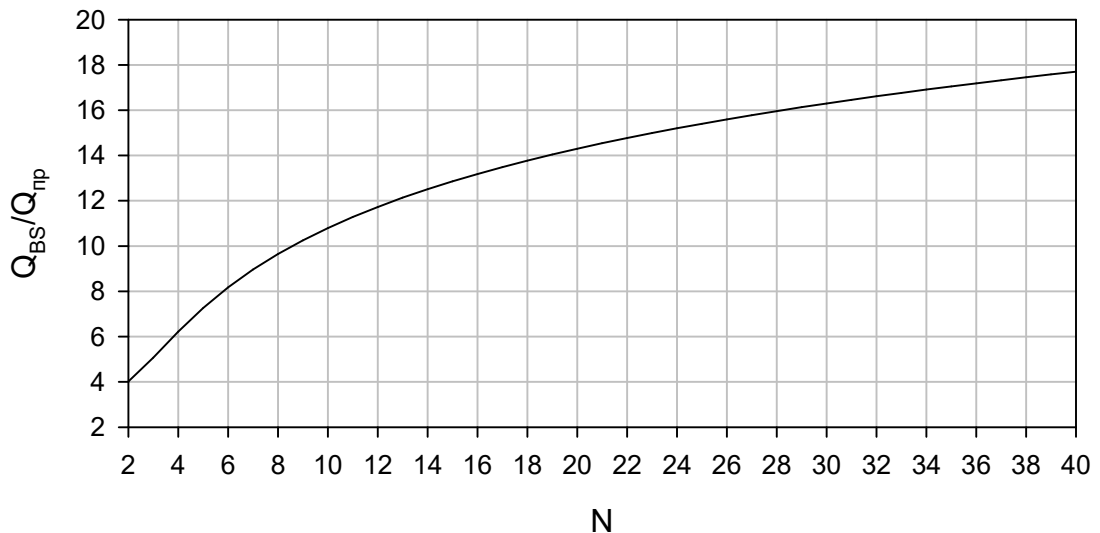


Рисунок 4.14 – Необходимое количество операций сложения и умножения

Как видно из рисунка 4.14, при $N \geq 10$ (и $M \geq 10$) количество арифметических операций для выполнения прямого метода становится на порядок меньше, чем для метода BS-FIB.

Проведем сравнение прямого метода синтеза «нулей» с методом BS-FIB при одинаковом количестве требуемых операций сложения и умножения. Тогда для

прямого метода следует принять $N = M = 40$, а для метода BS-FIB – $N = M = 12$, при этом $Q_{BS}/Q_{пр} \approx 1$. На рисунке 4.15 показан полученный уровень «нулей» ДН.

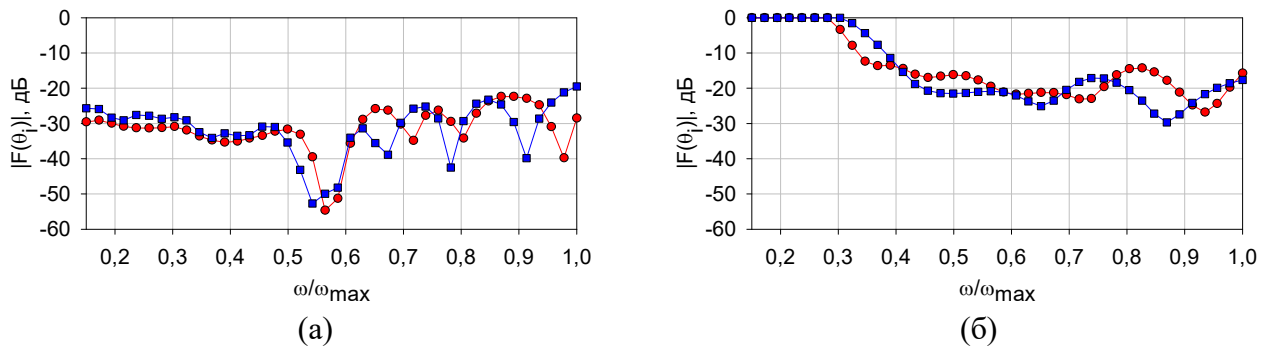


Рисунок 4.15 – Уровень «нулей» ДН при $Q_{BS}/Q_{пр} \approx 1$

(а) метод БПФ-АФР, (б) метод BS-FIB

—●— $\theta_1 = 60^\circ$ —■— $\theta_2 = -30^\circ$

ДН ЦФАР, полученные при различных N , имеют частотно-независимые свойства в разных полосах частот. Так для ДН ЦФАР, полученной с помощью прямого метода, полоса нормированных частот составила $\omega / \omega_{\max} \in [0,15; 1]$, а для ДН ЦФАР с применением метода BS-FIB полоса нормированных частот составила $\omega / \omega_{\max} \in [0,4; 1]$.

Таким образом, предложенный прямой метод синтеза при одинаковом количестве требуемых арифметических операций обеспечивает большую полосу рабочих частот ЦФАР и более глубокий уровень «нулей» ДН.

4.4. Влияние характеристик приемного тракта на ДН ЦФАР

В ЦФАР широко распространено использование приемо-передающих модулей [109]. В состав модулей могут входить различные аналоговые устройства, такие как малозумящие усилители, аттенюаторы, преобразователи частоты, схемы автоматической регулировки усиления и т.д. Кроме того, прием сигналов не возможен без применения антенных элементов. Элементы, образующие аналоговые каналы ЦФАР не являются идентичными в силу технологии их производства (допуски при изготовлении), внешних условий (температура, влажность и т.д.), а также частотные характеристики аналоговых трактов могут

изменяться с течением времени [110, 111]. 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.

Кроме того, прием сигналов в ЦФАР связан с процессом их оцифровки. Аналоговые сигналы проходят через блок АЦП, т.е. подвергаются квантованию и дискретизации и далее обрабатываются в цифровом виде. При этом возникают шумы (ошибки) связанные с разрядностью представления данных в АЦП, шумы округления (конечная разрядность при вычислениях), шумы при установке весовых коэффициентов (ошибки при дискретизации), которые также могут быть учтены в виде случайных флуктуаций АФР в апертуре ЦФАР.

Рассмотрим влияние случайных ошибок АФР на ДН частотно-независимой ЦФАР с помощью статистической теории антенн [112].

Запишем ДН ЦФАР с КИХ-фильтрами в виде (2.1):

$$\dot{F}_0(\theta, \omega) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n(\omega) \exp \left[j \frac{\omega}{c} x_n \sin(\theta) \right], \quad (4.2)$$

В выражении (4.2) функция $\dot{w}_n(\omega)$ для ЧХ КИХ-фильтров выступает в виде АФР в апертуре ЦФАР.

При наличии случайных флуктуаций в АФР, его можно представить в следующем виде [113]:

$$\delta \dot{w}_n(\omega) = \dot{w}_n(\omega) \cdot (1 + A_n) \exp(j\psi_n), \quad (4.3)$$

где A_n – случайные флуктуации в амплитудном распределении, ψ_n – случайные флуктуации в фазовом распределении.

Также в анализ добавим наличие ошибок позиционирования элементов в апертуре ЦФАР. Тогда, их координаты можно записать как:

$$\delta x_n = x_n + \tilde{x}_n, \quad (4.4)$$

где \tilde{x}_n – случайные ошибки установки элементов.

Будем считать, что математические ожидания амплитудных и фазовых флуктуаций и ошибок позиционирования элементов равны нулю, т.е. $M(A_n) = M(\psi_n) = M(\tilde{x}_n) = 0$. В общем случае эти случайные величины могут быть распределены по любому из законов распределения, но при дальнейшем анализе будем полагать закон распределения нормальным.

С учетом (4.3) и (4.4) выражение для ДН ЦФАР (4.2) можно записать в следующем виде:

$$\dot{F}(\theta, \omega) = \sum_{n=1}^N \dot{w}_n(\omega)(1 + A_n) \exp \left[j \frac{\omega}{c} (x_n + \tilde{x}_n) \sin(\theta) + \psi_n \right].$$

Далее запишем выражение для ДН по мощности:

$$\begin{aligned} \dot{F}(\theta, \omega) = & \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N \dot{w}_n(\omega) \dot{w}_i^*(\omega) (1 + A_n)(1 + A_m) \exp \left[j \frac{\omega}{c} (x_n - x_i) \sin(\theta) \right] \times \\ & \times \exp \left[j \frac{\omega}{c} (\tilde{x}_n - \tilde{x}_i) \sin(\theta) \right] \exp [j(\psi_n - \psi_m)]. \end{aligned}$$

Найдем среднюю ДН ЦФАР по множеству реализаций АФР со случайными флуктуациями и ошибками позиционирования элементов.

Как известно [114], характеристическая функция случайной величины $\eta = \exp(j\nu\xi)$ есть её среднее значение, ν – произвольное, вещественное число, ξ – случайная величина. Характеристическая функция совокупности M случайных величин, распределенных по нормальному закону, имеет вид [114, 112]:

$$\Theta(\nu_1, \dots, \nu_M) = \exp \left[j \sum_{k=1}^M \mu_k \nu_k - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \sigma_i \sigma_k \rho_{i,k} \nu_i \nu_k \right],$$

где μ_i – математическое ожидание (среднее значение) i -ой случайной величины, σ_i – её среднеквадратичное отклонение, $\rho_{i,k} = \frac{\text{cov}(\xi_i, \xi_k)}{\sigma_i \sigma_k}$ – коэффициент корреляции между случайными величинами ξ_i и ξ_k , $\text{cov}(\xi_i, \xi_k)$ – ковариация случайных величин ξ_i и ξ_k , $i, k = \overline{1, M}$.

Характеристическая функция для совокупности двух случайных величин ξ_1 и ξ_2 имеет вид:

$$\Theta(v_1, v_2) = \exp \left[j(\mu_1 v_1 + \mu_2 v_2) - \frac{1}{2} (\sigma_1^2 v_1^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2 v_1 v_2 + \sigma_2^2 v_2^2) \right]. \quad (4.5)$$

Найдем математическое ожидание величины $(1 + A_n)(1 + A_m)$:

$$M \left[(1 + A_n)(1 + A_m) \right] = M (1 + A_n + A_m + A_n A_m) = 1 + M (A_n A_m),$$

здесь $M(A_n A_m) = M_{1,2}$ совпадает со смешанным вторым моментом, т.е. ковариацией случайных величин A_n и A_m , т.к. $M(A_n) = M(A_m) = 0$. Коэффициент корреляции

$$\rho = \frac{M_{1,2}}{\sigma_1 \sigma_2} \quad [114], \text{ поэтому можно записать } M_{1,2} = \sigma_1 \sigma_2 \rho.$$

Будем полагать, что среднеквадратичные отклонения (СКО) всех типов флуктуаций постоянны по апертуре ЦФАР, т.е. $\sigma_{Ai} = \sigma_{Ak} = \sigma_A$, $\sigma_{\psi i} = \sigma_{\psi k} = \sigma_{\psi}$, $\sigma_{xi} = \sigma_{xk} = \sigma_x$.

Теперь запишем выражение для средней по мощности ДН ЦФАР:

$$\begin{aligned} \overline{|\dot{F}(\theta, \omega)|^2} &= \exp \left[-\sigma_{\psi}^2 - \sigma_x^2 \left(\frac{\omega}{c} \sin(\theta) \right)^2 \right] \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N \dot{w}_n(\omega) \dot{w}_i^*(\omega) \exp \left[j \frac{\omega}{c} (x_n - x_i) \sin(\theta) \right] \times \\ &\times \left[1 + \sigma_A^2 \rho_A(n, i) \right] \exp \left[\sigma_{\psi}^2 \rho_{\psi}(n, i) \right] \exp \left[\sigma_x^2 \rho_x(n, i) \left(\frac{\omega}{c} \sin(\theta) \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Будем считать, что коэффициенты корреляции зависят только от расстояния между элементами АР [112] и имеют следующий вид:

$$\rho(n, i) = \exp \left[-\frac{|x_n - x_i|}{\chi} \right],$$

где χ – радиус корреляции (расстояние между элементами ЦФАР, на котором наблюдается статистическая взаимосвязь между флуктуациями АФР или ошибками позиционирования).

При $\chi \rightarrow 0$, т.е. при отсутствии корреляции флуктуаций в соседних каналах

ЦФАР $\rho(n,i) = \delta(n,i)$, где $\delta(n,i)$ – символ Кронекера. Для упрощения выражения (4.6) применим разложение в ряд Маклорена к экспонентам во второй строке, при этом ограничимся только линейными членами ряда, т.к. $\frac{\sigma^{2i}}{i!} \delta^i(n,m) \rightarrow 0$ при $i \rightarrow \infty$ и учитывая, что при малых σ_A^2 , σ_ψ^2 и σ_x^2 произведения $\sigma_A^2 \sigma_\psi^2 \rightarrow 0$, $\sigma_\psi^2 \sigma_x^2 \rightarrow 0$, $\sigma_A^2 \sigma_x^2 \rightarrow 0$ и $\sigma_A^2 \sigma_\psi^2 \sigma_x^2 \rightarrow 0$. Тогда, средняя по мощности ДН ЦФАР запишется в следующем виде:

$$\overline{|\dot{F}(\theta, \omega)|^2} = \exp \left[-\sigma_\psi^2 - \sigma_x^2 \left(\frac{\omega}{c} \sin(\theta) \right)^2 \right] \left(|\dot{F}_0(\theta, \omega)|^2 + \sigma_\Sigma^2 \sum_{n=1}^N |\dot{W}_n(\omega)|^2 \right), \quad (4.7)$$

где $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_A^2 + \sigma_\psi^2 + \sigma_x^2 \left(\frac{\omega}{c} \sin(\theta) \right)^2$.

КНД идеальной ДН:

$$D = \frac{2 |\dot{F}_0(\theta_0, \omega)|^2}{\int_0^\pi |\dot{F}_0(\theta, \omega)|^2 \sin \theta \, d\theta}.$$

КНД средней ДН:

$$D = \frac{2 \overline{|\dot{F}(\theta_0, \omega)|^2}}{\int_0^\pi \overline{|\dot{F}(\theta, \omega)|^2} \sin \theta \, d\theta}.$$

Отношение КНД средней ДН к КНД идеальной, т.е. относительное снижение КНД за счет флуктуаций АФР и позиционирования элементов ЦФАР:

$$\Delta D = \frac{\bar{D}}{D} = \frac{\overline{|\dot{F}(\theta_0, \omega)|^2} \int_0^\pi |\dot{F}_0(\theta, \omega)|^2 \sin \theta \, d\theta}{|\dot{F}_0(\theta_0, \omega)|^2 \int_0^\pi \overline{|\dot{F}(\theta, \omega)|^2} \sin \theta \, d\theta}.$$

В работе автора [113] получено более простое выражение для снижения КДН без учета ошибок позиционирования антенных элементов ЦФАР.

Далее будут показаны результаты, полученные с помощью выражений, записанных выше. В работе [115] приводятся результаты разработки приемопередающего модуля С-диапазона частот. При дальнейшем моделировании зададим параметры диапазона частот и флуктуаций АФР из работы [115]:

- диапазон рабочих частот 4–6 ГГц;
- СКО по фазе $4,2^\circ$;
- СКО по амплитуде 10%.

СКО ошибок позиционирования элементов ЦФАР примем равным $0,05\lambda_{cp} = 1,5$ мм.

Определим снижение КНД для предложенного и FFT-FIB методов частотно-независимого ЦДФ. Установим количество элементов ЦФАР $N = 16$, количество коэффициентов КИХ-фильтров $M = 32$. На рисунке 4.16 показаны графики зависимости относительного снижения КНД ΔD от частоты при углах отклонения максимума ДН $\theta_0 = 0^\circ$ и $\theta_0 = 20^\circ$.

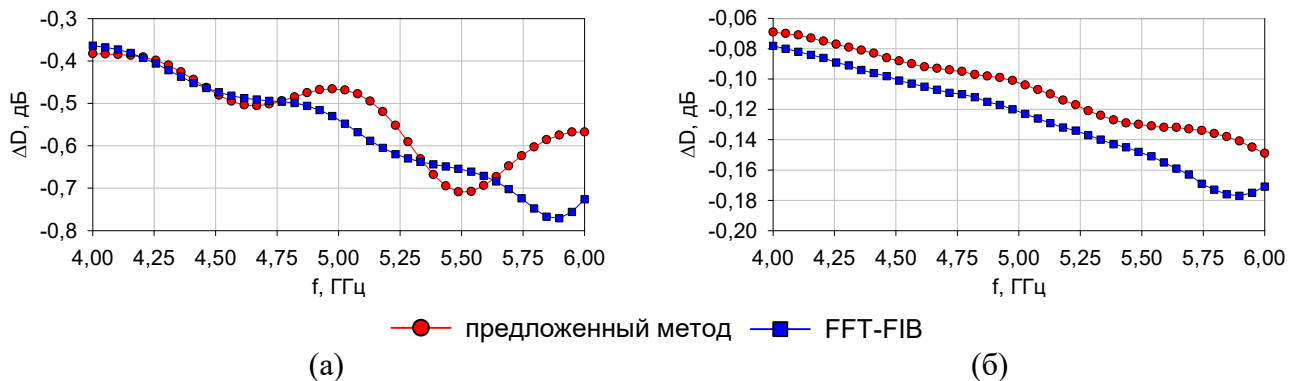


Рисунок 4.16 – Относительное снижение КНД

(а) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

Как видно из рисунка выше, снижение КНД из-за воздействий флуктуаций не превышает 0,8 дБ для обоих методов.

Случайные флуктуации АФР в апертуре ЦФАР и ошибки позиционирования антенных элементов будут влиять на уровень синтезируемых «нулей» в ДН ЦФАР. На рисунках 4.17–4.19 показаны полученные уровни «нулей» ДН различными методами с учетом влияния ошибок АФР и позиционирования антенных элементов в ЦФАР и без учета влияния ошибок. В таблице 4.1 приведены средние значения ДН в области «нулей», синтезированных в ДН частотно-независимых ЦФАР

различными методами. Направление главного лепестка ДН ЦФАР составляло $\theta_0 = 0^\circ$, количество элементов ЦФАР $N = 16$, количество коэффициентов КИХ-фильтров $M = 32$.

Таблица 4.2 – Средние значения «нулей» ДН

метод	θ_1	$\theta_1 = 60^\circ$		$\theta_2 = -30^\circ$	
		идеальная ДН	средняя ДН	идеальная ДН	средняя ДН
Прямой		-30,4 дБ	-21,4 дБ	-27,8 дБ	-22,0 дБ
БПФ-АФР		-44,6 дБ	-22,4 дБ	-50,1 дБ	-24,3 дБ
BS-FIB		-31,8 дБ	-21,2 дБ	-37,4 дБ	-23,9 дБ

Обозначения на рисунках 4.17–4.19:

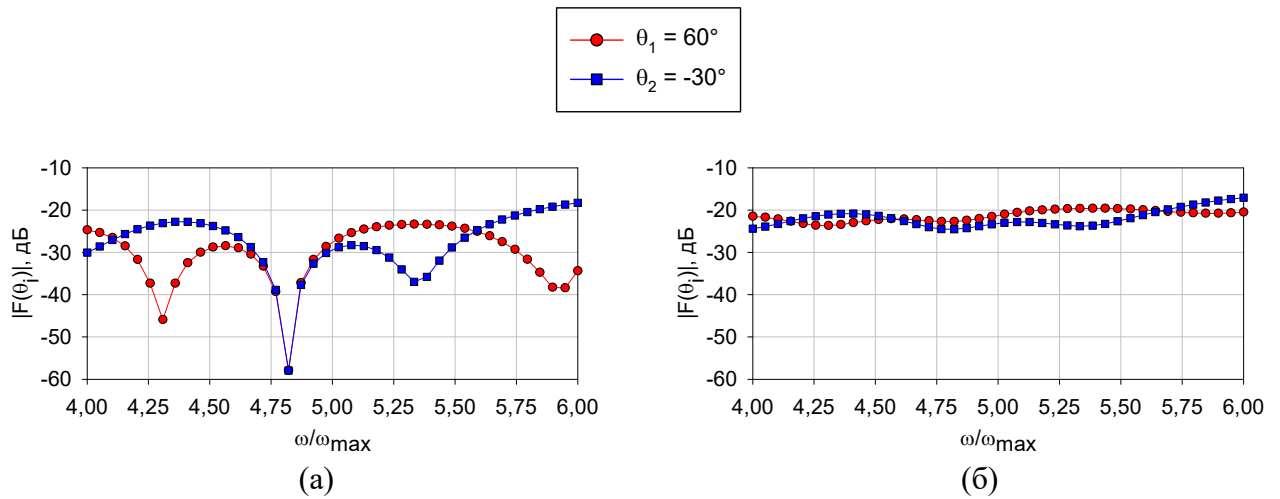


Рисунок 4.17 – Уровень «нулей», синтезированных прямым методом

(а) отсутствие ошибок, (б) присутствие ошибок

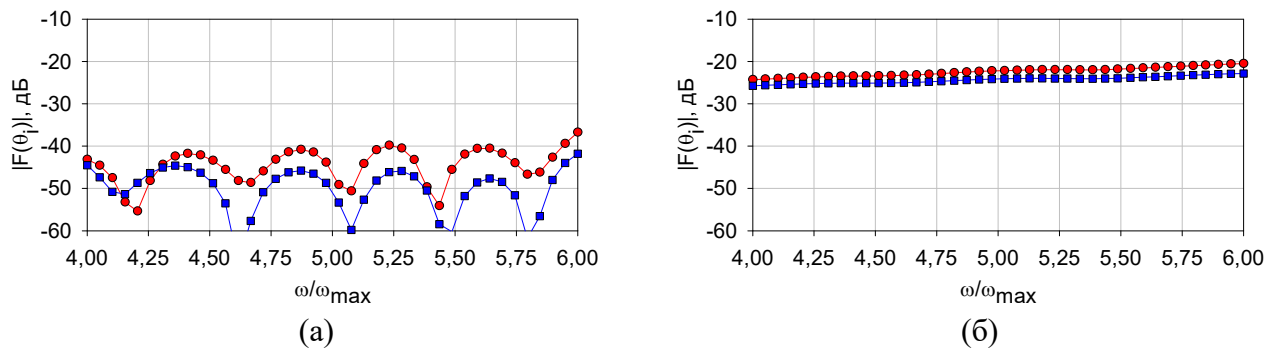
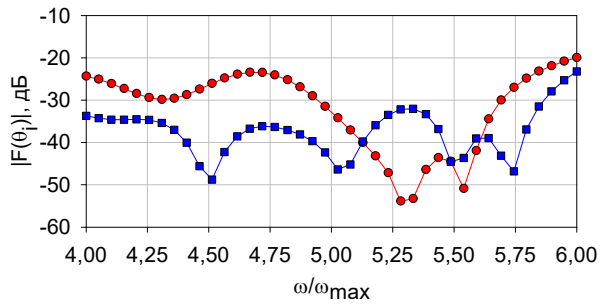
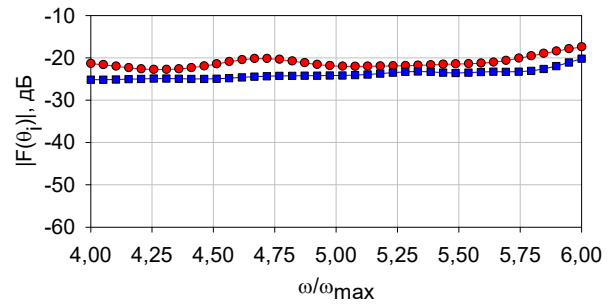


Рисунок 4.18 – Уровень «нулей», синтезированных методом БПФ-АФР

(а) отсутствие ошибок, (б) присутствие ошибок



(a)



(б)

Рисунок 4.19 – Уровень «нулей», синтезированных методом BS-FIB

(a) $\theta_0 = 0^\circ$, (б) $\theta_0 = 20^\circ$

Из рисунков 4.17–4.19 и таблицы 4.2 видно, что при выбранных значениях СКО ошибок уровень ДН в направлении синтезированных «нулей» значительно возрастает. Таким образом, при частотно-независимом ЦДФ необходимы устройства, которые будут «выравнивать» характеристики каналов друг относительно друга. В качестве таких устройств могут выступать адаптивные корректирующие фильтры (эквалайзеры).

4.5. Экспериментальное исследование метода синтеза «нулей» с помощью компенсационной ДН

Измерение ДН ЦФАР выполнялось в безэховой камере ФГАОУ ВО СФУ. Схема эксперимента приведена на рисунке 4.20 [116].

В качестве тестового сигнала был выбран сигнал ГЛОНАСС L2 стандартной точности. Сигнал, формируемый имитатором, поступает на передающую антенну. Сигналы с приемной ЦФАР, в которой происходит цифровое формирование лучей в заданном направлении, поступают в навигационный приемник. Управление имитатором, приемником и поворотной платформой осуществлялось при помощи персонального компьютера. Измерения ДН ЦФАР производились при помощи поворотной платформы.

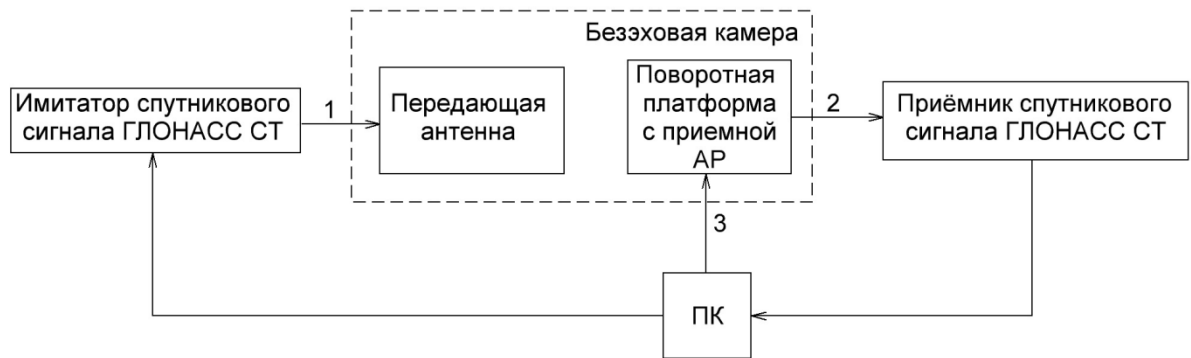
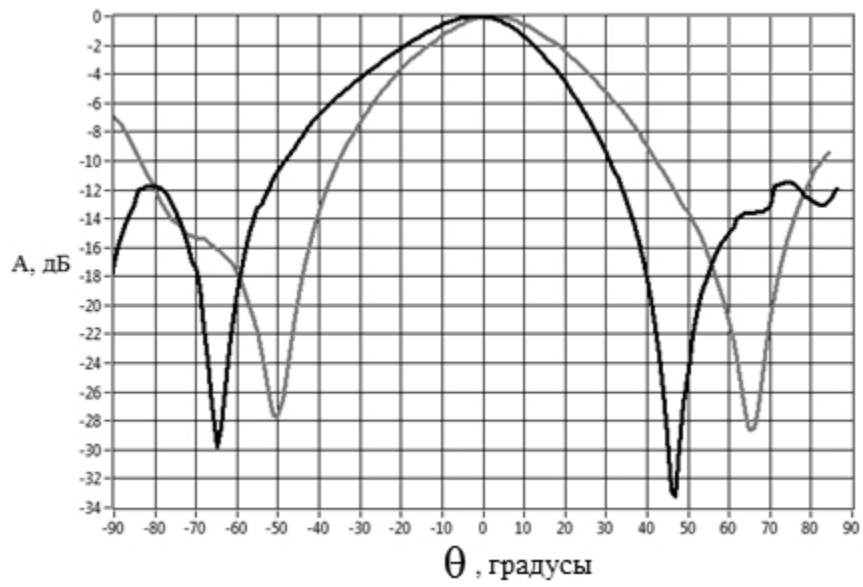


Рисунок 4.20 – Схема измерения ДН двухэлементной ЦФАР

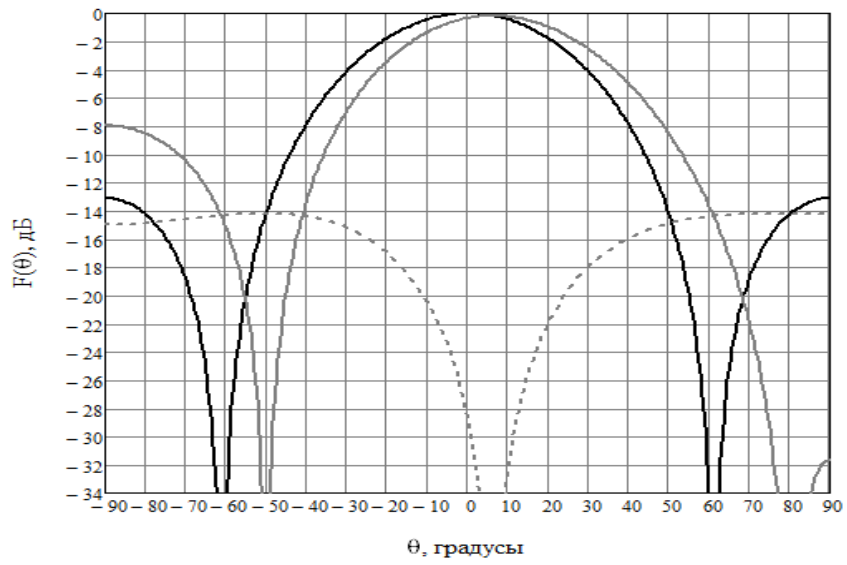
1- кабель, соединяющий передающую антенну и имитатор, 2 – кабель, соединяющий АР и приёмник, 3 - управление поворотной платформой

Исследование метода формирования «нулей» в ДН проводилось для 2-х элементной ЦФАР с расстоянием между элементами $0,55 \lambda$. АФР для формирования «нулей» в ДН рассчитывалось по формуле (3.2). На рисунке 4.21 приведен пример ДН с «нулем» в направлении $\theta = -50^\circ$.

Как видно из рисунка 4.21, в эксперименте не удалось получить «нулевое» значение ДН в заданном направлении. Это связано с тем, что в расчетах не учитывалось взаимное влияние элементов ЦФАР, неидентичности амплитудных и фазовых характеристик аналоговых трактов, отражения сигнала от опорных элементов ЦФАР и пр. Для формирования более глубокого «нуля» в ДН потребовалось экспериментально уточнить значение коэффициента нормировки \hat{F}_p .



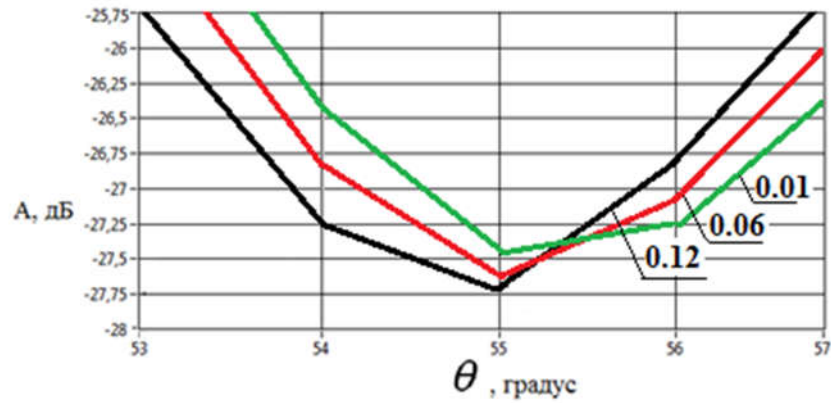
(a)



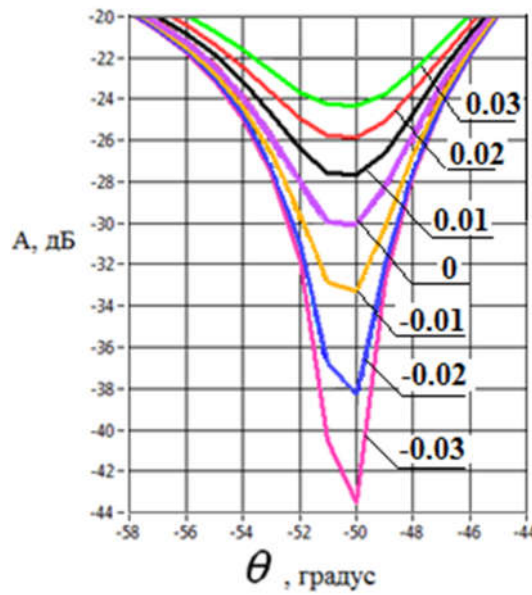
(б)

Рисунок 4.21 – Измеренная (а) и расчетная (б) ДН ЦФАР

— Исходная ДН
 — Результирующая ДН



(a)



(б)

Рисунок 4.22 – ДН при изменении действительной (а) и мнимой (б) части коэффициента нормировки

Для оценки влияния коэффициента нормировки \dot{F}_p на уровень «нуля» в заданном направлении были выполнены эксперименты: с изменением действительной и мнимой частей коэффициента нормировки. На рисунке 4.22 приведены результаты измерения уровня ДН в направлении $\theta = -50^\circ$. В данном эксперименте действительная часть коэффициента оказала значительно меньшее влияние на уровень «нуля» в ДН. Таким образом, при практической реализации данного метода ЦДФ АФР, рассчитываемое по формуле (3.2), требует некоторого уточнения для получения более глубоких «нулей». Следует отметить, что данный метод может быть использован при стационарных условиях расположения помех и ЦФАР.

4.6. Выводы

В данной главе были представлены результаты экспериментальных исследований ЦФАР. Исследование характеристик частотно-независимых ЦФАР проведено с помощью численных экспериментов.

Предложенный метод расчета ВК КИХ-фильтров для частотно-независимого ЦДФ сравнивался с существующим методом FIB-FFT. Как показали численные эксперименты, оба метода позволяют получить похожие частотно-независимые ДН. 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, а, следовательно, его вычислительная сложность меньше.

Проведены численные эксперименты по синтезу «нулей» в ДН частотно-независимых ЦФАР. В предыдущей главе были предложены два способа 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. Показано, что положение ФЦ частотно-независимой ЦФАР сохранятся при использовании методов синтеза «нулей».

Экспериментальное исследование метода синтеза «нулей» в ДН узкополосной ЦФАР показало, что АФР, рассчитываемое по формуле (3.2), требует экспериментального уточнения для получения глубоких провалов. Так же, следует отметить, что данный метод может быть использован при стационарных условиях расположения помех и ЦФАР.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований были решены поставленные задачи, конечной целью которых являлась разработка методов частотно-независимого ЦДФ с возможностью сканирования максимума ДН, обладающих низкой вычислительной сложностью. Представленные в данной работе экспериментальные и теоретические результаты имеют высокую практическую значимость в области создания широкополосных частотно-независимых ЦФАР.

В ходе выполнения работы получены следующие результаты:

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

2. Частотно-независимое ЦДФ может быть осуществлено с помощью временных (ЦФАР 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 проведены численные эксперименты по исследованию характеристик ЦФАР с использованием предложенных методов, позволяющих осуществлять сканирование ДН в широкой полосе частот

5. Выполнено сравнение характеристик с ЦФАР, в которых используются известные методы ЦДФ. Исследование показало, что разработанные методы 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 СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- ААР – адаптивная антенная решетка;
- АР – антенная решётка;
- АФР – амплитудно-фазовое распределение;
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь;
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
- БПФ – быстрое преобразование Фурье;
- ВК – весовые коэффициенты;
- ДН – диаграмма направленности;
- КИХ-фильтр – фильтр с конечной импульсной характеристикой;
- КНД – коэффициент направленного действия;
- КМ – корреляционная матрица;
- ЛПАР – логопериодическая антенная решетка;
- СКО – среднеквадратичное отклонение;
- УБЛ – уровень боковых лепестков;
- ФЦ – фазовый центр;
- ФЧХ – фазо-частотная характеристика;
- ЦДФ – цифровое диаграммоформирование;
- ЦФАР – цифровая фазированная антенная решётка;
- ЧХ – частотная характеристика;
- TDL – tapped delay line;
- SDL – sensor delay line;

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Monzingo R.A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Arrays. SciTech Publishing, Inc., 2004. 552 pp.
2. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
3. Щесняк С.С., Попов М.П. Адаптивные антенны. СПб: ЛВИКА имени А.Ф. Можайского, 1995. 611 с.
4. Григорьев В.А. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-ух частях. Часть 1 / Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулющин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. СПб.: Университет ИТМО, 2016. 179 с.
5. Григорьев В.А. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-ух частях. Часть 2 / Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулющин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. СПб.: Университет ИТМО, 2016. 118 pp.
6. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
7. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: ЛГУ, 1983. 240 с.
8. Пистолькорс А. А. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
9. Applebaum S.P., Chapman D.J. Adaptive Arrays with Main Beam Constraints // IEEE Transaction of Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, september 1976. pp. 650-662.
10. Applebaum S.P. Adaptive arrays // IEEE Transaction of Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, september 1976. pp. 585-597.
11. Frost O.L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing // Proceedings of the IEEE, Vol. 60, No. 8, 1972. pp. 926-935.

12. Немов А.В. Цифровые антенные решетки: новое качество спутниковых радионавигационных систем. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. 160 с.
13. Van Trees H.L. Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: John Wiley & Sons, 2002. 1470 pp.
14. Johnson D. H., Dudgeon D. E. Array signal processing: concepts and techniques. Simon & Schuster, Inc, 1992. 533 pp.
15. Van Veen B.D., Buckley K.M. Beamforming: a versatile approach to spatial filtering // IEEE ASSP Magazine , Vol. 5, No. 2, 1988. pp. 4-24.
16. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы. М.: Радиотехника, 2013. 208 с.
17. Баланис К., Иоанидес П. Введение в смарт-антенны; Под ред. Попова В.В., Парнеса М.Д. М.: Техносфера, 2012. 200 pp.
18. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
19. Benesty J., Pan C., Chen J. Fundamentals of differential beamforming. Springer Singapore, 2016. 129 pp.
20. Hixson E.L., Au K.T. Wide-Bandwidth Constant-Beamwidth Acoustic Array // The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 48, 1970. P. 117.
21. Smith R. Constant beamwidth receiving arrays for broad band sonar systems // Acustica, Vol. 23, No. 1, 1970. pp. 21-26.
22. Lee T.-S. Efficient wideband source localization using beamforming invariance technique // IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, No. 6, 1994. pp. 1376-1387.
23. Yan S. Optimal design of FIR beamformer with frequency invariant patterns // Applied Acoustics, Vol. 67, No. 6, 2006. pp. 511-528.
24. Yan S., Ma Y., Hou C. Optimal array pattern synthesis for broadband arrays // The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 122, No. 5, 2007. pp. 2686-2696.

25. Nishikawa K., Yamamoto T., Oto K., Kanamori T. Wideband beamforming using fan filter // 1992 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. San Diego, CA, USA. 1992. pp. 533-536.
26. Nishikawa K., Ohno H., Tang X., Kanamori T., Naono H. A design method of 2D FIR fan filters for wideband beam forming by means of 2D Fourier series approximation // Electronics and Communications in Japan (Part III: Fundamental Electronic Science), Vol. 85, No. 7, 2002. pp. 38-49.
27. Sekiguchi T., Karasawa Y. Wideband beamspace adaptive array utilizing FIR fan filters for multibeam forming // IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 48, No. 1, 2000. pp. 277-284.
28. Ghavami M. Wideband smart antenna theory using rectangular array structures // IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 50, No. 9, 2002. pp. 2143-2151.
29. Lui W., Wu R., Langley R. J. Design and Analysis of Broadband Beamspace Adaptive Arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 12, 2007. pp. 3413-3420.
30. Liu W., Weiss S., McWhirter J. G., Proudler I. K. Frequency Invariant beamforming for two-dimensional and three-dimensional arrays // Signal Processing, Vol. 87, No. 11, 2007. pp. 2535-2543.
31. Zhang W., Su T. Reference beam pattern design for frequency invariant beamforming based on fast Fourier transform // Sensors, Vol. 16, No. 10, 2016. pp. 1554-1570.
32. Liu Y., Chen L., Zhu C., Ban Y.L., Guo Y.J. Efficient and Accurate Frequency-Invariant Beam Pattern Synthesis Utilizing Iterative Spatiotemporal Fourier Transform // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 8, No. 68, 2020. pp. 6069-6079.
33. Benesty J., Chen J., Huang Y., Dmochowski J. On Microphone-Array Beamforming From a MIMO Acoustic Signal Processing Perspective // IEEE

- Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Vol. 15, No. 3, March 2007. pp. 1053-1065.
34. Huang G., Benesty J., Chen J. On the design of frequency-invariant beampatterns with uniform circular microphone arrays // IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Vol. 25, No. 5, 2017. pp. 1140-1153.
 35. Huang G., Chen J., Benesty J. Insights into frequency-invariant beamforming with concentric circular microphone arrays // IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Vol. 25, No. 12, 2018. pp. 2305-2318.
 36. Moazzen I., Harrison S., Agathoklis P., Driessen P. A nested microphone array for broadband audio signal processing // 2013 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM). Victoria, Canada. August 27-29, 2013. pp. 377-382.
 37. Haykin S., Ray Liu K. J. Handbook on array processing and sensor networks. John Wiley & Sons, Inc, 2010. 924 pp.
 38. Chiariotti P., Martarelli M., Castellini P. Acoustic beamforming for noise source localization – Reviews, methodology and applications // Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 120, 2019. pp. 442-448.
 39. Смaрышев М. Д. Об использовании комбинированных приемников и антенн в корабельной гидроакустике // Гидроакустика, № 25, 2016. С. 5-15.
 40. Boudreau G., Panicker J., Guo N., Chang R., Wang N., Vrzic S. Interference coordination and cancellation for 4G networks // IEEE Communications Magazine, Vol. 47, No. 4, April 2009. pp. 74-81.
 41. Voskresenskiy D. I., Ovchinnikova E. V., Kondrateva S. G., Shmachilin P. A. Onboard active antenna arrays with digital signal processing. Prospects of development // 2011 21th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo). Sevastopol, Ukraine. September 12-16, 2011. pp. 17-18.

42. Thompson D., Yeary M., Fulton C., McGuire B. Optimized Beam Steering Approach for Improved Sidelobes in Phased Array Radars Using a Minimal Number of Control Bits // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63, No. 1, January 2015. pp. 106-112.
43. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С. Бортовые цифровые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи. 2-е изд. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. 197 с.
44. Добычина Е. М., Малахов Р. Ю. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем // Научный вестник МГТУ ГА, № 186, 2012. С. 176-183.
45. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
46. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. 2-е изд. М.: Энергия, 1975. 528 с.
47. Liu W., Weiss S. Wideband beamforming: concepts and techniques. John Wiley & Sons Ltd, 2010. 304 pp.
48. Ганзий Д.Д., Русаков П.В., Трошин Г.И. Адаптивные антенные системы. М.: Радиотехника, 2019. 272 с.
49. Xiao X., Zhao S., Jones D. L., Chng E. S., Li H. On time-frequency mask estimation for MVDR beamforming with application in robust speech recognition // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). New Orleans, LA, USA. 2017. pp. 3246-3250.
50. Cho K., Nam K.W., Lee J.C., Hong S.H., Kwon S.Y., Han J., Kim D., Lee S., Kim I.Y. A comparison of frequency-invariant beamforming algorithms for hearing aids: Differential microphone-based beamformers and the broadband beamformer // Biomedical Engineering Letters, Vol. 4, No. 2, 2014. pp. 166-175.
51. Haykin S., Ray Liu K. J. Handbook on array processing and sensor networks. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2010. 269-302 pp.
52. Do-Hong T., Demmel F., Russer P. Wideband direction-of-arrival estimation using frequency-domain frequency-invariant beamformers: an analysis of performance //

- IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, No. 8, 2004. pp. 383-385.
53. Shefeng Yan, Yuanliang Ma. Design of FIR beamformer with frequency invariant patterns via jointly optimizing spatial and frequency responses // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 4, 18-23 March 2005. pp. 789-792.
 54. Alrmap M.A., Weiss S. Filter bank based fractional delay filter implementation for widely accurate broadband steering vectors // Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP), 15-18 Dec. 2013. pp. 332 - 335.
 55. Zhang W., Chen Z. Design of Frequency Invariant Wideband Beamformer with Real and Symmetric FIR Filters // Defence Science Journal, Vol. 62, No. 4, 2012. pp. 243-247.
 56. Uthansakul M., Bialkowski M.E. A wideband smart antenna employing spatial signal processing // Journal of Telecommunications and Information Technology, Vol. 1, 2007. pp. 13-17.
 57. Chen H. H., Chan S. C., Ho K. L. Adaptive Beamforming Using Frequency Invariant Uniform Concentric Circular Arrays // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 54, No. 9, September 2007. pp. 1938-1949.
 58. Fang E. et al. Frequency Invariant Beamforming for a Small-Sized Bi-Cone Acoustic Vector-Sensor Array // Sensors, Vol. 20, No. 3, 2020. pp. 661-684.
 59. Pal P., Vaidyanathan P.P. Frequency invariant MVDR beamforming without filters and implementation using MIMO radar // International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Taipei, Taiwan. 2009. pp. 2081-2084.
 60. Liu W. Adaptive wideband beamforming with sensor delay-lines // Signal Processing, Vol. 89, 2009. pp. 876-882.
 61. Neinhuis M., Solbach K. Finite impulse response-filter-based RF-beamforming network for wideband and ultra-wideband antenna arrays // IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 5, No. 7, 2011. pp. 844-851.

62. Uysal F., Dunn Z., Yeary M., Rincon R. Application of waveform weighting for a frequency- invariant transmit beampattern // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 31, No. 12, 2016. pp. 4-12.
63. Rosen O., Cohen I., Malah D. FIR-based symmetrical acoustic beamformer with a constant beamwidth // Signal Processing, Vol. 130, 2017. pp. 365-376.
64. Liu W., McLernon D., Ghogho M. Frequency Invariant Beamforming Without Tapped Delay-Lines // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07. April 2007. Vol. 2. pp. 997-1000.
65. Zhang X., Ser W., Muralidhar K. Uniform circular broadband beamformer with selective frequency and spatial invariant region // IEEE Proceedings of International Symposium on Circuits and Systems. Taipei, Taiwan. 2009. pp. 2201-2204.
66. Wang Y., Yang Y. A flexible method for designing frequency-invariant beamformers with circular sensor arrays // IEEE Access, Vol. 6, 2018. pp. 57073-57084.
67. Allen B., Ghavami M. Adaptive Array Systems. Fundamentals and Applications. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2005. 280 pp.
68. Liu T.-C., Van Veen B. A Modular Structure for Implementation of Linearly Constrained Minimum Variance Beamformers // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, Vol. 39, No. 10, october 1991. pp. 2343-2346.
69. El-Keyi A., Champahne B. Adaptive Linearly Constrained Minimum Variance Beamforming for Multiuser Cooperative Relaying Using the Kalman Filter // IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, Vol. 9, No. 2, february 2010. pp. 641-651.
70. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
71. Compton R.T., Jr. Adaptive Antennas: Concepts and Performance. Prentice-Hall, 1988. 448 pp.

72. Gobert J. Adaptive Beam Weighting // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, september 1976. pp. 744-749.
73. Takao K., Fujita M., Nishi T. An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint // IEEE Transaction of Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, september 1976. pp. 662-669.
74. Zhao Y., Liu W., Langley R.J. Adaptive Wideband Beamforming with Response Variation Constraints // 18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010). Aalborg, Denmark. August 23-27, 2010. pp. 2077-2081.
75. Van Veen B.D. Adaptive Convergence of Linearly Constrained Beamformers Based on the Sample Covariance Matrix // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, Vol. 39, No. 6, june 1991. pp. 1470-1473.
76. Джиган В.И. Многолучевая адаптивная антенная решетка // Известия ЮФУ. Технические науки, Т. 127, № 2, февраль 2012. С. 23-29.
77. Erokhin A.A., Salomatov Yu.P, Gafarov E.R., Ushakov V.N. Simple pre-steering constraints for wideband LCMV-beamformer // 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Tomsk. 2019. pp. 1-4.
78. Henderson H. V., Searle S. R. On deriving the inverse of a sum of matrices // SIAM Review, Vol. 23, No. 1, January 1981. pp. 53-60.
79. Steyskal H. Synthesis of antenna patterns with prescribed nulls // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 30, No. 2, 1982. pp. 273-279.
80. El-Azhary I., Afifi M.S., Excell P.S. A simple algorithm for sidelobe cancellation in a partially adaptive linear array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 10, 1988. pp. 1482-1486.
81. Chatterjee S., Chatterjee S., Majumdar A. Edge element controlled null steering in beam-steered planar array // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 16, 2017. pp. 2521-2524.

82. Vendik O.G., Kozlov D.M. Phased Antenna Array With a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, 2012. pp. 648-650.
83. Вендик О.Г., Калинин С.А., Козлов Д.С. Фазированная антенная решетка с управляемой формой диаграммы // *Журнал технической физики*, Т. 83, № 10, 2013. С. 117-121.
84. Богословский А.В., Разиньков С.Н. Синтез нулей диаграмм направленности антенных решеток для излучения узкополосных и импульсных сигналов с высокими коэффициентами направленного действия // *Вестник воронежского государственного технического университета*, Т. 8, № 2, 2012. С. 32-37.
85. 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.
86. Han C., Wang L. Array pattern synthesis using particle swarm optimization with dynamic inertia weight // *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2016, 2016. pp. 1-7.
87. Shpak D.J. A method for the optimal pattern synthesis of linear arrays with prescribed nulls // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No. 3, 1996. pp. 286-294.
88. Liu W., Weiss S. Design of frequency invariant beamformers for broadband arrays // *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 56, No. 2, 2008. pp. 855-860.
89. Weiss S., Hadley M., Wilcox J. Implementation of a flexible frequency-invariant broadband beamformer based on Fourier properties // *IEEE Sensor Signal Processing for Defence Conference*. London, UK. 2017.
90. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.
91. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Связь, 1979. 416 с.

92. 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.
93. Nocedal J., Wright S. Numerical optimization. Springer Science & Business Media, 2006. 664 pp.
94. 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.
95. 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, Т. 63, № 10, 2020. С. 608-619.
96. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1974. 536 с.
97. Калинин Ю.Н. Измерение координат фазового центра антенны // Антенны, № 4 (203), 2014. С. 54-62.
98. Alshammary A. Frequency invariant beamforming using sensor delay line // Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference (SIECPC). Riyadh, Saudi Arabia. Dec 2011. pp. 1-5.
99. 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.
100. 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.
101. Глинченко А.С. Цифровая обработка сигналов. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005. 482 с.

102. 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 дл.
103. 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.
104. 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.
105. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 5-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. 560 с.
106. 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.
107. Ерохин А.А. Синтез «нулей» в диаграмме направленности частотно-независимой антенной решетки // Письма в журнал технической физики, Т. 47, № 7, 2021. С. 35-37.
108. 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.
109. Шишов Ю. А., Губанов Д. В., Вахлов М. Г. Калибровка приемно-передающих модулей крупноапертурной активной фазированной антенной решетки // Вопросы радиоэлектроники, Т. 11, 2021. С. 30-36.

110. Nishimori K., Cho K., Takatori Y., Hori T. A new calibration method of adaptive array for TDD systems // IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium. Januar 1999. Vol. II. pp. 1444-1447.
111. Nishimori K., Cho K., Takatori Y., Hori T. Automatic calibration method of adaptive array for FDD systems // Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE. 2000. Vol. II. pp. 910 - 913.
112. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Советское радио, 1960. 384 с.
113. 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.
114. Левин Б.Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М.: Советское радио, 1957. 494 с.
115. Будняев В.А., Кравченко И.В., Снегур Д.А., Тумко В.В., Филиппов И.Ф., Вертегел В.В. Моделирование маломощной части приемо-передающих модулей С-диапазона для АФАР в виде монолитной интегральной схемы // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, Т. 6, № 2, 2019. С. 25-37.
116. 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.

Приложение А. Акты внедрения результатов работы

Экз. № 1

УТВЕРЖДАЮ
 Проректор по научной работе
 СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
 В.А. Тупик
 «2» 02 2021 г.
 М.П.



АКТ


об использовании результатов диссертационной работы «Методы цифрового диаграммоформирования для широкополосных антенных решеток» Ерохина Алексея Александровича в НИОКР НИИ радиотехники и телекоммуникаций СПбГЭТУ «ЛЭТИ» (г. Санкт-Петербург)

НИИ радиотехники и телекоммуникаций (НИИРТ) ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина)» настоящим актом подтверждает, что в ходе выполнения НИОКР, проводимых НИИРТ, использованы следующие результаты диссертационной работы Ерохина А.А.:

- математические модели цифровой фазированной антенной решетки с временной и пространственной задержками сигналов;
- алгоритмы формирования «нулей» диаграммы направленности в направлении помех.

Эффективность использования характеризуется достижением новых качеств антенной системы за счёт применения в фазированной антенной решетке методов цифрового частотно-независимого диаграммоформирования с возможностью сканирования главного лепестка диаграммы направленности.

Директор НИИРТ
 д.т.н., профессор

 В. Н. Ушаков/

УТВЕРЖДАЮ
 Заместитель генерального конструктора
 по разработке космических систем,
 общему проектированию и управлению КА
 А.В. Кузовников
 2021 г.



АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
 «Методы цифрового диаграммоформирования для широкополосных антенных
 решеток» Ерохина Алексея Александровича в НИОКР
 АО «Информационные спутниковые системы» им. Академика М.Ф. Решетнёва**

Настоящим актом подтверждается использование в ОКР АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева» результатов диссертационной работы Ерохина А.А.

Предложенная в диссертационной работе методика синтеза диаграммы направленности антенной решетки с нулями в заданных направлениях позволяет осуществлять подавление мешающих сигналов при стационарных условиях их расположения, при этом фаза сигналов, принимаемых главным лепестком диаграммы направленности цифровой фазированной антенной решетки, не изменяется при использовании данной методики.

Результаты диссертационной работы использованы в ходе выполнения НИОКР «Разработка технического проекта и макета беззапросной измерительной системы помехоустойчивой (БИС-НП)», в которой была разработана помехоустойчивая цифровая фазированная антенная решетка. Принятые решения позволили обеспечить устойчивую работу макета навигационной аппаратуры в диапазонах $L1$ и $L2$ при отношении широкополосная помеха/сигнал более 90 дБ при сохранении точностных параметров определения псевдоскорости и псевдодальности (по коду и по фазе).

Начальник лаборатории 105

Д.И. Марарескул

« 08 » 2021 г.

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе
ФГАОУ ВО «Сибирский
Федеральный университет»

Барышев Р. А.

02 2021 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Ерохина А. А. «Методы цифрового диаграммоформирования для широкополосных антенных решеток»

Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационной работы Ерохина Алексея Александровича в ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Ерохиным А. А. разработаны программы ЭВМ для моделирования цифровых фазированных антенных решеток при выполнении гранта РФФИ «Методы цифрового диаграммоформирования для частотно-инвариантных систем пространственно-временной обработки сигналов» по договору № 19-37-90029\19.

На основе созданных моделей разработаны и исследованы алгоритмы сверхширокополосного формирования диаграмм направленности.

Преимущества разработанных алгоритмов заключается в следующем:

– алгоритм, основанный на применении временных задержек, требует проведения расчетов по двум выражениям и позволяет находить действительные коэффициенты КИХ-фильтров, что снижает его вычислительную сложность; при этом количество необходимых арифметических операций уменьшается более, чем в четыре раза по сравнению с существующим методом синтеза в пространстве лучей;

– при использовании алгоритма, основанного на применении пространственных задержек с использованием логопериодических антенных элементов, необходим один весовой коэффициент в каждом канале антенной решетки; коэффициент не зависит от частоты, что позволяет получить частотно-независимую диаграмму направленности.

Руководитель департамента науки
и инновационной деятельности СФУ

/ Казаков В. С.

Приложение Б. Документы, подтверждающие право на интеллектуальную собственность

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020615187

Компьютерная модель дуговой частотно-независимой АР
с использованием ЛПА

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Сибирский федеральный университет» (СФУ) (RU)*

Авторы: *Ерохин Алексей Александрович (RU), Гафаров Евгений Раисович (RU)*

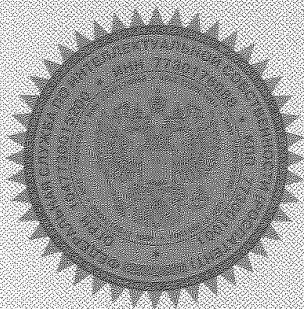
Заявка № 2020613658

Дата поступления 27 марта 2020 г.

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ 18 мая 2020 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ильев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020618717

Программа для расчета характеристик
частотно-независимых АР с КИХ-фильтрами

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования «Сибирский
федеральный университет» (СФУ) (RU)*

Автор: *Ерохин Алексей Александрович (RU)*



Заявка № 2020617956

Дата поступления 20 июля 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 04 августа 2020 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020619579

Синтез нулей ДН частотно-независимой АР в заданных
направлениях

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования «Сибирский
федеральный университет» (СФУ) (RU)*

Автор: *Ерохин Алексей Александрович (RU)*

Заявка № 2020617955

Дата поступления 20 июля 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 18 августа 2020 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев

