



## Содержание

Введение . . . . .	6
Список использованных источников к введению . . . . .	10
<b>Глава 1. Структура электромагнитного поля многочастотных антенных решеток при пространственном формировании импульсных сигналов. . . . .</b>	<b>12</b>
1.1. Формирование последовательностей импульсных сигналов многочастотными антенными решетками . . . . .	12
1.2. Структура поля многочастотных антенных решеток в зонах Фраунгофера и Френеля . . . . .	22
1.2.1. Математическая модель для расчета поля МЧАР . . . . .	22
1.2.2. Зависимость ширины сектора сканирования МДН для решетки с автоэлектронным сканированием от относительной ширины полосы частот и дальности . . . . .	28
1.2.3. Исследование влияния ширины полосы сигнала на скорость сканирования МДН МЧАР, сферичность волнового фронта и положение фазового центра . . . . .	35
1.2.4. Разновидности линейных МЧАР и особенности их ПВР. . . . .	47
1.2.5. Прямоугольная МЧАР с двухкоординатным (растровым) сканированием МДН. . . . .	51
1.3. Формирование СШП-сигналов и видеоимпульсов линейными, плоскими и конформными МЧАР . . . . .	63
1.4. Выводы . . . . .	75
Список использованных источников к главе 1 . . . . .	76
<b>Глава 2. Формирование мощных широкополосных и сверхширокополосных импульсных сигналов методом пространственно-временного преобразования. . . . .</b>	<b>78</b>
2.1. Метод пространственно-временного преобразования многочастотного сигнала . . . . .	78
2.2. Экспериментальные исследования метода пространственно-временного преобразования многочастотного сигнала . . . . .	86

2.3. Оценка энергетических потерь при формировании мощных ШП импульсных сигналов методом пространственно-временного преобразования. . . . .	91
2.4. Исследование конструкций сверхразмерных волноводов. . . . .	94
2.4.1. Пространственно-временной преобразователь с $H$ -секториальным сверхразмерным волноводом. . . . .	94
2.4.2. Пространственно-временной преобразователь с $E$ -секториальным сверхразмерным волноводом. . . . .	104
2.5. Выводы. . . . .	108
Список использованных источников к главе 2. . . . .	109

**Глава 3. Предложения по практической реализации многочастотных антенных решеток и пространственно-временных преобразователей. . . . .**

3.1. Предложения по практической реализации многочастотных антенных решеток. . . . .	111
3.1.1. Крупноапертурный инжектор плазмы на основе линейной многочастотной антенной решетки. . . . .	111
3.1.2. Экспериментальный образец многочастотной решетки с широкополосным сигналом. . . . .	114
3.1.3. Устройство постановки заградительной помехи для подавления радионавигационных систем роя малоразмерных дронов. . . . .	117
3.2. Предложения по применению различных конструкций пространственно-временных преобразователей в устройствах формирования мощных ШП и СШП импульсных сигналов. . . . .	120
3.2.1. Экспериментальный образец пространственно-временного преобразователя для формирования последовательностей мощных ШП-импульсов. . . . .	120
3.2.2. Пространственно-временной преобразователь $L$ -диапазона. . . . .	123
3.2.3. Пространственно-временной преобразователь с плоской приемной решеткой. . . . .	126
3.2.4. Пространственно-временной преобразователь на основе МЧАР с растровым сканированием. . . . .	135
3.2.5. Пространственно-временной преобразователь на основе ФАР отражательного типа. . . . .	143

3.2.6. Пространственно-временной преобразователь проходного типа в качестве облучателя двухзеркальной антенны . . . . .	144
3.2.7. Пространственно-временные преобразователи на основе зонированной зеркальной антенны . . . . .	149
3.3. Выводы . . . . .	155
Список использованных источников к главе 3 . . . . .	156
<b>Глава 4. О возможностях создания перспективных РЛС со сверхширокополосным зондирующим сигналом на основе многочастотных антенных решеток . . . . .</b>	<b>159</b>
4.1. Анализ состояния и проблемы создания перспективных РЛС со сверхширокополосным зондирующим сигналом . .	159
4.2. РЛС с пространственным формированием СШП-сигнала на основе многочастотных антенных решеток . . . . .	161
4.3. О возможностях снижения уровня боковых лепестков в диаграмме направленности МЧАР . . . . .	172
4.3.1. Нелинейная обработка сигналов АФАР . . . . .	172
4.3.2. Мультипликативная обработка сигнала многочастотной антенной решетки . . . . .	183
4.4. Проблемы создания РЛС со сверхширокополосным зондирующим сигналом с размещением приемо- передающих элементов многочастотной АФАР на мультикоптерах . . . . .	186
4.5. Выводы . . . . .	197
Список использованных источников к главе 4 . . . . .	198
Заключение . . . . .	200
Список используемых сокращений . . . . .	202

## Введение

В настоящее время антенные решетки (АР) являются наиболее распространенным и быстро развивающимся типом антенных систем, используемых в современных радиоэлектронных средствах (РЭС). По мере расширения перечня задач, стоящих перед разработчиками РЭС, таких как высокоскоростной обзор пространства, реализация широкоугольного сканирования диаграммы направленности (ДН) при излучении сверхширокополосных (СШП) и сверхкороткоимпульсных (СКИ) сигналов, а также генерация мощных (до сотен мегаватт) ШП- и СШП-радиоимпульсов, предъявляются новые требования к антенным системам. Возможности существующих АР не позволяют обеспечить эффективное решение указанных задач.

Используемый в настоящее время термин «многочастотные антенные решетки», как правило, связан с размещением разночастотных решеток в одном излучающем раскрыве. Такие решетки также называют совмещенными или многочастотными совмещенными [1]. Их характерной особенностью является независимое формирование ДН на каждой частоте. В книге представлены многочастотные антенные решетки (МЧАР) и устройства на их основе, разработанные авторами. В отличие от совмещенных антенных решеток эти решетки построены по принципу «один излучатель — одна спектральная компонента многочастотного (МЧ) сигнала», поэтому основные параметры МЧАР являются функциями пространственных координат и времени, что является принципиальным отличием МЧАР от традиционных антенных решеток. Скорость изменения параметров МЧАР во времени определяется максимальной шириной полосы МЧ-сигнала. Это свойство МЧАР обуславливает возможность реализации высокоскоростного сканирования ДН, а также возможность совместить функции излучающей системы и пространственного ШП и СШП импульсного модулятора. Такое построение является возможной альтернативой существующим способам генерации и излучения ШП- и СШП-сигналов. В книге также показана принципиальная возможность создания устройств формирования мощных (до единиц гигаватт) импульсных

сигналов, перспективных РЛС с СШП-сигналами и устройств для высокоскоростного обзора пространства на основе МЧАР.

Следует отметить, что линейные эквидистантные решетки с разночастотными сигналами применялись для реализации электронного сканирования в приемной антенной системе, созданной в рамках проекта MOSAR [2] (Modulation Scanned Array — решетка с модуляционным сканированием) фирмы *General Electric* и работы по сверхбыстрому обзору пространства с использованием пространственно-многоканальных линейных антенных систем [3]. Однако в этих работах показана возможность сканирования ДН только в одной плоскости, а проблемы формирования излучения ШП- и СШП-сигналов не рассматривались.

Для определения СШП-сигналов в книге использовано определение, введенное в [4], в соответствии с этим определением к СШП относятся системы и сигналы, для которых выполняется неравенство  $0,25 < \eta \leq 1$ , которое определяется как

$$\eta = \frac{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}}{f_{\text{в}} + f_{\text{н}}}, \quad (1)$$

где  $f_{\text{в}}$  и  $f_{\text{н}}$  — верхняя и нижняя границы полосы частот. В случае если  $0,01 < \eta \leq 0,25$ , сигналы являются широкополосными (ШП), если  $\eta \leq 0,01$  — узкополосными [4]. Из этого определения следует, что системы, излучающие короткие радиоимпульсы с частотой заполнения, в несколько раз превышающей ширину спектра, являются узкополосными. Однако такие системы обладают практически всеми свойствами СШП-систем, поэтому такие системы и сигналы в литературе называют короткоимпульсными или сверхкороткоимпульсными [5]. Импульсный СШП-сигнал представляет собой короткий импульс без высокочастотного заполнения (СКИ, видеоимпульс) или короткий отрезок периодического колебания, состоящий из одного-трех периодов. Иногда такие сигналы называют сигналами без несущей частоты.

Традиционно для классификации этих сигналов использовалось понятие относительной ширины полосы частот:

$$\delta = \frac{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}}{f_0}, \quad (2)$$

где  $f_0 = (f_{\text{в}} + f_{\text{н}}) / 2$  — центральная частота спектра сигнала, которая для СШП-сигналов сравнима с полосой сигнала  $f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$  [6].

Для узкополосных и ШП-радиосигналов  $f_0$  имеет смысл несущей частоты. Переходя от выражения (1) к выражению (2), можно считать сигналы, для которых выполняется неравенство  $\delta \leq 0,02$ , узкополосными,  $0,02 < \delta \leq 0,5$  — широкополосными,  $0,5 < \delta \leq 2$  — сверхширокополосными.

СКИ-сигналы могут использоваться в системах радиолокации, позволяющих идентифицировать объекты, находящиеся под покровом листвы и под поверхностью земли, в средствах скрытой и помехоустойчивой радиосвязи и контроля окружающего пространства. Для средств связи, построенных на основе СКИ, характерна совместимость с обычными средствами связи и существенно меньшая экологическая нагрузка на окружающую среду.

Использование мощных импульсных СШП- и СКИ-сигналов позволит обеспечить качественный скачок в развитии радиолокационных систем с формированием портретов лоцируемых объектов, а также систем радиоэлектронного подавления (РЭП).

Актуальность СШП- и СКИ-проблематики можно подчеркнуть часто цитируемым заключением американских специалистов: «Страна, первой вышедшая на широкое применение технологий сверхширокополосной короткоимпульсной электродинамики, получит качественное преимущество перед другими» [7].

Для генерации мощных ШП-, СШП- и СКИ-сигналов могут использоваться различные приборы, как традиционные, электровакуумные и твердотельные [8, 9, 11, 13, 14], так и релятивистские [8, 9]), а также приборы на основе взрывомагнитных генераторов [8]. При этом увеличение мощности и уменьшение длительности импульса может достигаться применением метода компрессии, при котором энергия генератора, накопленная в резонаторе, выводится в фидер с помощью коммутатора за время, меньшее времени накопления. Компрессия импульсов применяется как для вакуумных приборов [10], так и для твердотельных [12, 14].

Следует отметить ряд общих проблем использования СШП- и СКИ-генераторов в современных РЭС. Во-первых, это проблема согласования генераторов с антенной в сверхширокой полосе частот. Во-вторых, проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) с собственными РЭС, обусловленная случайным спектром импульсных сигналов и высоким уровнем внеполосного излучения на выходе релятивистских приборов и генераторов СКИ-видеоимпульсов.

Применение МЧАР позволяет решить проблему согласования генератора (усилителя) с антенной при формировании СШП-и СКИ-импульсов и обеспечить решение задачи ЭМС, так как для генерации последовательностей импульсов используются взаимно когерентные генераторы с детерминированным спектром.

**В первой главе** приведены результаты исследований структуры электромагнитного поля многочастотных антенных решеток при пространственном формировании импульсных сигналов в зоне Фраунгофера, а также особенностей структуры поля в зоне Френеля. Исследовано влияние ширины полосы сигнала на скорость автоэлектронного сканирования мгновенной диаграммы направленности (МДН) линейной МЧАР, сферичность волнового фронта и положение фазового центра. Авторами разработана прямоугольная МЧАР с растровым сканированием МДН, которая позволяет реализовать двухкоординатное автоэлектронное сканирование ДН и обеспечить равномерную засветку сектора пространства. Показана возможность пространственного формирования СШП импульсных сигналов линейными, плоскими и конформными МЧАР со случайным распределением частот сигналов по элементам апертуры.

**Во второй главе** показана возможность формирования мощных радиоимпульсов методом пространственно-временного преобразования (ПВП) многочастотного сигнала. Метод предполагает осуществлять накопление энергии в линиях задержки в течение времени сканирования ДН с последующим излучением этой энергии за время, определяемое шириной спектра излучаемого импульса, то есть шириной спектра МЧАР. Максимальный коэффициент накопления равен отношению периода сканирования к ширине главного лепестка диаграммы направленности. Приведены результаты экспериментальных исследований метода ПВП, в частности результаты измерения величины потерь энергии при преобразовании, полученные калориметрическим методом на высоком уровне мощности.

**Третья глава** посвящена практической реализации устройств на основе МЧАР и пространственно-временных преобразователей МЧ-сигнала.

Показана возможность применения МЧАР в радиотехнических системах, в частности в крупноапертурном инжекторе плазмы, экспериментальном макете МЧАР со случайным распределением частот сигналов по элементам апертуры и устройстве с высокоскоростным растровым сканированием ДН, предназначенным для



обзора пространства и постановки заградительной по пространству помехи.

Разработаны предложения по применению различных конструкций пространственно-временных преобразователей в устройствах формирования мощных ШП и СШП импульсных сигналов, в частности в экспериментальном образце пространственно-временного преобразователя с  $H$ -секториальным сверхразмерным волноводом. Предложены различные конструкции пространственно-временных преобразователей: на основе ФАР отражательного типа; с использованием МЧАР с растровым сканированием; а также вариант использования пространственно-временного преобразователя в качестве облучателя крупноапертурной двухзеркальной антенны. Для формирования СШП-радиоимпульсов разработаны устройства на основе зонированных зеркальных антенн с накопителем энергии на пространственных линиях задержки. В качестве облучателя этих антенн могут использоваться как линейные МЧАР, так и решетки с растровым сканированием ДН.

В четвертой главе показана возможность создания РЛС на основе МЧАР с формированием сигнального портрета лоцируемого объекта. Исследована возможность использования методов нелинейной обработки сигналов приемо-передающих МЧАР для снижения уровня боковых лепестков в ДН. Разработан метод мультипликативной обработки сигналов, показана возможность его реализации в МЧАР для снижения уровня боковых лепестков в ДН и в зондирующем сигнале. Разработаны предложения по пространственному позиционированию и фазовой синхронизации приемо-передающих элементов МАФАР, размещенных на мультикоптерах.

## Список использованных источников к введению

1. Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки / Под ред. Л.И. Пономарева. — М.: Радиотехника, 2009.
2. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. — Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под ред. К.Н. Трофимова. Том 2. Радиолокационные антенные устройства. Под ред. П. И. Дудника. — М.: Сов. радио, 1977. — С. 199.

3. Вовшин Б. М. Сверхширокополосная радиолокация воздушных объектов с безынерционным обзором пространства: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.14. — Москва, 2005. — 418 с.
4. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности. — Вестник МГТУ, 1998, № 4. С. 128—133.
5. Иммореев И.Я., Синявин А.Н. Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны, выпуск 1 (47), 2001. С. 8—16.
6. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. — М.: Радио и связь, 1989. — 192 с.
7. Головачев М.В., Кочетов А.В., Миронов О.С., Панфилов П.С., Сарычев В.А., Хомяков И.М. Структура экспериментального образца сверхширокополосного короткоимпульсного радиолокатора // II Всероссийские Армандовские чтения «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред». — Муром, 2012.
8. Быстров Р.П., Дмитриев В.Г., Потапов А.А., Перунов Ю.М., Черепенин В.А. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. — М.: изд. центр Российской акад. естественных наук. 2014, том 6, № 2. С. 129—169.
9. Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. — М.: Наука, 2004. — 704 с.
10. Диденко А.Н. СВЧ-энергетика: Теория и практика / А.Н. Диденко; отв. ред. Я.Б. Данилевич. — М.: Наука, 2003. — 446 с.
11. Грехов И.В., Месяц Г.А. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов // Успехи физических наук. 2005. Том 175, № 7. С. 735 — 744.
12. Афанасьев А. В., Демин Ю. А., Иванов Б. В., Ильин В. А., Лучинин В. В., Сергушичев К. А., Смирнов А. А., Кардо-Сысоев А. Ф. Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2015, вып. 3.
13. Грехов И.В., Люблинский А.Г., Белякова Е.И. Мощный диодный наносекундный размыкатель тока на основе р-кремния (р-SOS) // Журнал технической физики, 2016, том 86, вып. 3.
14. Смирнов А. А. Карбидокремниевые размыкатели тока и генераторы субнаносекундных импульсов напряжения на их основе: диссертация ... кандидата технических наук: 05.27.01 / Смирнов Артем Анатольевич [место защиты — Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет ЛЭТИ им. В.И. Ульянова (Ленина)]. — Санкт-Петербург, 2015.

# ГЛАВА I

## СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ МНОГОЧАСТОТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННОМ ФОРМИРОВАНИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

### 1.1. Формирование последовательностей импульсных сигналов многочастотными антенными решетками

Возможность формирования импульсной последовательности из отдельных спектральных компонентов, как и разложения такой последовательности на отдельные спектральные компоненты, хорошо известна (ряды Фурье). При этом новое качество получается при излучении спектральных компонентов системой излучателей, размещенных в пространстве. В результате, помимо импульсной последовательности, становится возможным формирование диаграммы направленности (ДН) этой системы. Сигналы, возбуждающие элементы, должны быть взаимнокогерентными, то есть формироваться от общего опорного генератора. Длительность этих сигналов должна быть не менее одного периода повторения импульсов формируемой последовательности. Такая антенная система была названа многочастотной антенной решеткой (МЧАР) [1, 2].

МЧАР строится по принципу «один спектральный компонент — один элемент антенной решетки (АР)». Схема МЧАР, приведенная на рис. 1.1, состоит из блока формирования когерентной сетки частот (1), излучающих элементов (2), управляемых фазовращателей (3), блока управления фазовращателями (4). Генерация взаимнокогерентных

разночастотных сигналов (дискретной сетки частот) осуществляется путем их формирования от общего опорного генератора. Каждая последующая частота сигнала с выхода блока формирования когерентной сетки частот больше предыдущей:  $f_{n+1} > f_n$ ;  $n = 1 \dots N$ , где  $N$  — количество частот излучаемого многочастотного (МЧ) сигнала. Элементы решетки могут располагаться вдоль прямой линии, находиться на плоскости или образовывать конформный раскрыв.

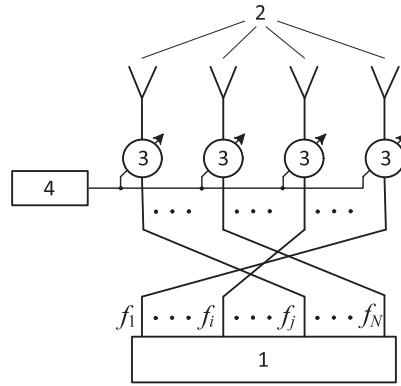


Рис. 1.1. Структурная схема многочастотной антенной решетки

Возбуждение элементов решетки разночастотными сигналами обуславливает изменение во времени фазового распределения по апертуре. Максимальная скорость такого изменения определяется полосой МЧ-сигнала. Очевидно, что величина интенсивности суммарного сигнала, излучаемого МЧАР, будет зависеть как от пространственных координат, так и от времени, что является принципиальным отличием МЧАР от традиционных антенных решеток.

Рассмотрим систему изотропных взаимно когерентных излучателей, занимающую произвольный объем, каждый элемент которой излучает один спектральный компонент МЧ-сигнала с единичной амплитудой (рис. 1.2). Введем систему координат, центр которой совпадает с центром излучающей системы. Пусть точка  $S(x', y', z')$  излучает сигнал с единичной амплитудой, частотой  $\omega(x', y', z')$  и начальной фазой  $\Psi(x', y', z')$ .

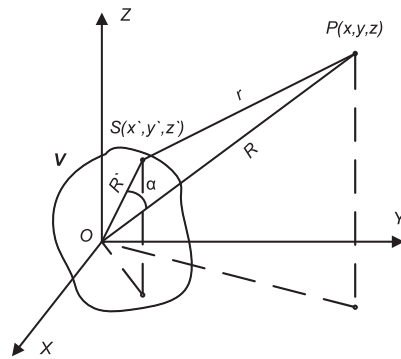


Рис. 1.2. Излучающая система из изотропных излучателей, расположенная внутри объема  $V$

Тогда при одинаковой линейной поляризации сигналов, излучаемых отдельными элементами, напряженность поля в скалярном приближении в некоторой точке наблюдения  $P$ , расположенной в изотропной среде, будет пропорциональна величине

$$E = \int_V \exp(j(\omega(x', y', z')t - k(x', y', z')r + \Psi(x', y', z'))) dV, \quad (1.1)$$

где  $k(x', y', z')$  — волновое число;  $r$  — расстояние между точками  $S$  и  $P$ , которое может быть выражено в виде

$$r = \sqrt{R^2 + R'^2 - 2RR' \cos \alpha}, \quad (1.2)$$

где  $R, R'$  — расстояния от центра системы координат до точек  $P$  и  $S$  соответственно;  $\alpha$  — угол между направлениями  $OS$  и  $OP$ , а точка  $O$  — начало координат.

Если  $R > R'$ , расстояние  $r$  может быть представлено в виде ряда

$$r = R - R' \cos \alpha + \frac{R'^2}{2R} \sin^2 \alpha - \frac{R'^3}{2R^3} \cos \alpha \sin^2 \alpha + \dots \quad (1.3)$$

На основании (1.1) и (1.3) можно определить границу дальней зоны многочастотного излучателя, задавшись максимальной величиной фазовой ошибки  $\pi/8$  :

$$\text{Max}_V \left( k(x', y', z') \frac{R'^2}{R} \right) < \frac{\pi}{4}. \quad (1.4)$$

В дальней зоне выражение (1.1) может быть представлено в виде

$$E = \int_V \exp(j\omega(x', y', z')t) \times \exp(jk(x', y', z')R \cos \alpha) \times \exp(-jk(x', y', z')R) \times \exp(j\Psi(x', y', z')) dV. \quad (1.5)$$

Очевидно, что три последних множителя в подынтегральном выражении определяют ДН многочастотной излучающей системы при  $t = 0$ . Через некоторый промежуток времени  $dt$  к сигналу, излучаемому каждым локальным излучателем, добавится фазовый сдвиг, равный  $\omega(x', y', z') dt$ , в результате чего ДН всей излучающей области изменится. Таким образом, ДН многочастотного излучателя зависит от пространственных координат и от времени. Зависимость ДН от времени является основным отличием МЧАР от монохромных фазированных антенных решеток. Поэтому для МЧАР имеет смысл говорить только о мгновенной диаграмме направленности (МДН), существующей в течение времени когерентности. В течение этого времени, которое обратно пропорциональ-

но ширине полосы многочастотного сигнала, параметры МЧАР будем считать установившимися, следовательно, основные характеристики антенны можно определить исходя из геометрии антенны и средней частоты многочастотного сигнала по соотношениям, полученным для традиционных ФАР. Поэтому МЧАР отличаются от традиционных ФАР временем когерентности, которое для традиционных ФАР практически не ограничено.

В случае плоской излучающей системы первый, третий и четвертый множители подынтегрального выражения (1.5) определяют зависимость амплитуды и фазы сигнала от времени в точке наблюдения, расположенной на расстоянии по нормали к плоскости излучателя. При изменении угла  $\alpha$  каждый спектральный компонент сигнала получает сдвиг фазы, равный  $k(x', y', z')R' \cos \alpha$ . То есть форма огибающей сигнала меняется в зависимости от направления, в котором происходит излучение. Поэтому полную характеристику последовательностей импульсных сигналов, сформированных МЧАР, дают только пространственно-временное распределение (ПВР) и пространственное распределение (ПР) интенсивности или напряженности электромагнитного поля.

ПВР — это зависимость величины интенсивности или напряженности сигнала, излучаемого МЧАР, от азимутального угла и от времени на окружности радиуса, причем центр излучающей апертуры совпадает с центром этой окружности.

ПР — это зависимость интенсивности или напряженности сигнала, излучаемого МЧАР, от угла и расстояния от апертуры в фиксированный момент времени.

Для примера рассмотрим линейную МЧАР с эквидистантной расстановкой элементов и линейным изменением частоты вдоль ее раскрыва, состоящую из изотропных элементов (рис. 1.3). Каждый элемент

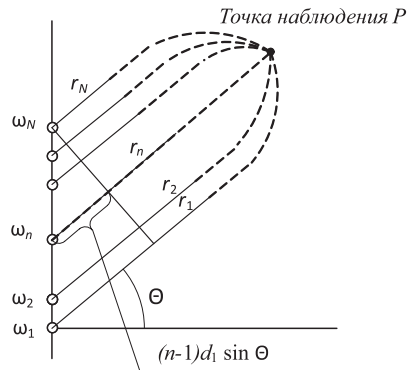


Рис. 1.3. Линейная эквидистантная МЧАР с линейным изменением частоты вдоль ее раскрыва

этой решетки излучает сигнал с частотой  $\omega_n = \omega_1 + (n-1)\Delta\omega$ , где  $n$  — номер элемента  $n = 1 \dots N$ ;  $\omega_1 = 2\pi f_1$  — циклическая частота сигнала, излучаемого первым элементом;  $\Delta\omega = 2\pi \Delta f$  — дискрет циклической частоты спектра. Лучи, исходящие из элементов решетки к точке наблюдения, находящейся в дальней зоне антенны, будем считать параллельными (рассматриваем поле решетки в зоне Фраунгофера).

Расстояние от  $n$ -го элемента решетки до точки наблюдения можно определить как  $r_n = r_1 - (n-1)d_1 \sin \Theta$ , где  $r_1$  — расстояние от 1-го элемента решетки до точки наблюдения,  $d_1$  — расстояние между соседними элементами,  $\Theta$  — угол между нормалью к оси решетки и направлением на точку наблюдения. Будем считать, что все излучатели создают в точке наблюдения сигнал с одинаковой амплитудой —  $E_1$ . Тогда напряженность поля в точке наблюдения может быть представлена в виде

$$E = E_1 \sum_{n=1}^N \exp(j[(\omega_1 + \Delta\omega(n-1))t - (k_1 + \Delta k(n-1))(r_1 - (n-1)d_1 \sin \Theta)]), \quad (1.6)$$

где  $k_1$  — волновое число сигнала, излучаемого 1-м элементом;  $\Delta k = \frac{\Delta\omega}{c}$  — дискрет волнового числа.

Выражение (1.6) можно преобразовать в выражение (1.7):

$$E = E_1 \exp(j(\omega_1 t - k_1 r_1)) \sum_{n=1}^N \exp\{j[\Delta\omega(n-1)t - \Delta k(n-1)r_1 + k_1(n-1)d_1 \sin \Theta + \Delta k(n-1)^2 d_1 \sin \Theta]\}. \quad (1.7)$$

При узкополосном сигнале ширина полосы излучаемых частот  $\Delta\omega(N-1)$  много меньше самой низкой частоты спектра  $\omega_1$ , то есть  $\Delta k(N-1) \ll k_1$ , поэтому четвертым слагаемым в выражении 1.7, стоящим в квадратных скобках, можно пренебречь:

$$E = E_1 \exp(j(\omega_1 t - k_1 r_1)) \sum_{n=1}^N \exp(j(n-1)[\Delta\omega t - \Delta k r_1 + k_1 d_1 \sin \Theta]). \quad (1.8)$$

Выполнив ряд преобразований, которые производятся, при выводе множителя линейной одночастотной решетки, например в [3], получим:

$$E = E_1 \exp \left[ j \left( \omega_0 t - k_0 r + \Delta k D \frac{N-1}{2} \sin \Theta \right) \right] \times \frac{\sin \left( \frac{N}{2} (\Delta \omega t - \Delta k r + k_0 d_1 \sin \Theta) \right)}{\sin \left( \frac{1}{2} (\Delta \omega t - \Delta k r + k_0 d_1 \sin \Theta) \right)}, \quad (1.9)$$

где  $\omega_0 = \omega_1 + \Delta \omega \frac{N-1}{2}$  — центральная (средняя) циклическая частота спектра;  $k_0 = k_1 + \Delta k \frac{N-1}{2}$  — волновое число на центральной (средней) частоте спектра;  $r = r_1 - d_1 \frac{N-1}{2}$  — расстояние от центра решетки до точки наблюдения;  $D = d_1 (N-1)$  — размер решетки.

Выражение под знаком экспоненты определяет фазу сигнала в точке наблюдения, а амплитуду определяет множитель узкополосной МЧАР, который является функцией трех переменных (угла  $\Theta$ , расстояния  $r$  и времени  $t$ ) в отличие от монохромных решеток, у которых множитель является только функцией от угла  $\Theta$ . В теории антенн, как правило, используют нормированное абсолютное значение множителя решетки:

$$|f(\Theta, r, t)| = \left| \frac{\sin \left( \frac{N}{2} (\Delta \omega t - \Delta k r + k_0 d_1 \sin \Theta) \right)}{N \sin \left( \frac{1}{2} (\Delta \omega t - \Delta k r + k_0 d_1 \sin \Theta) \right)} \right|. \quad (1.10)$$

Вводя для фиксированной дальности обозначение для разности фаз между соседними элементами МЧАР —  $\psi(r = r_{const}, t) = \Delta k r_{const} - \Delta \omega t$ , получим классическую форму для множителя линейной эквидистантной (равномерной) решетки [3]:

$$|f(\Theta, r = r_{const}, t)| = \left| \frac{\sin \left( \frac{N}{2} (k_0 d_1 \sin \Theta - \psi(r = r_{const}, t)) \right)}{N \sin \left( \frac{1}{2} (k_0 d_1 \sin \Theta - \psi(r = r_{const}, t)) \right)} \right|. \quad (1.11)$$

Однако в отличие от множителя моночастотной решетки множитель МЧАР является функцией от времени  $\psi(r = r_{const}, t)$ . Именно поэтому мы говорим о МДН — диаграмме направленности в фиксированный момент времени  $|f(\Theta, r = r_{const}, t = t_{const})|$ . Более



того, в фиксированный момент времени  $t_{const}$  МДН зависит от дальности, поэтому полное описание поля МЧАР дает только ПР, которое может быть представлено в виде функции двух координат (угла и дальности) в момент времени  $t_{const} - |f(\Theta, r, t = t_{const})|$ , при этом формула (1.11) описывает ПВР —  $|f(\Theta, r = r_{const}, t)|$ .

Ширина главного лепестка МДН узкополосной МЧАР по уровню половинной мощности при большом количестве элементов может быть рассчитана с помощью выражения [3]

$$\Delta\Theta = 0,886 \frac{\lambda_0}{D \sin \Theta}, \quad (1.12)$$

где  $\lambda_0$  — длина волны средней частоты МЧ-сигнала.

В точке пространства с полярными координатами  $(r_0, \Theta_0)$  МЧАР формирует импульсный сигнал с огибающей вида

$$|f(t, \eta)| = \frac{\left| \sin\left(\frac{N}{2}(\Delta\omega t - \xi)\right) \right|}{\left| N \sin\left(\frac{1}{2}(\Delta\omega t - \xi)\right) \right|}, \quad (1.13)$$

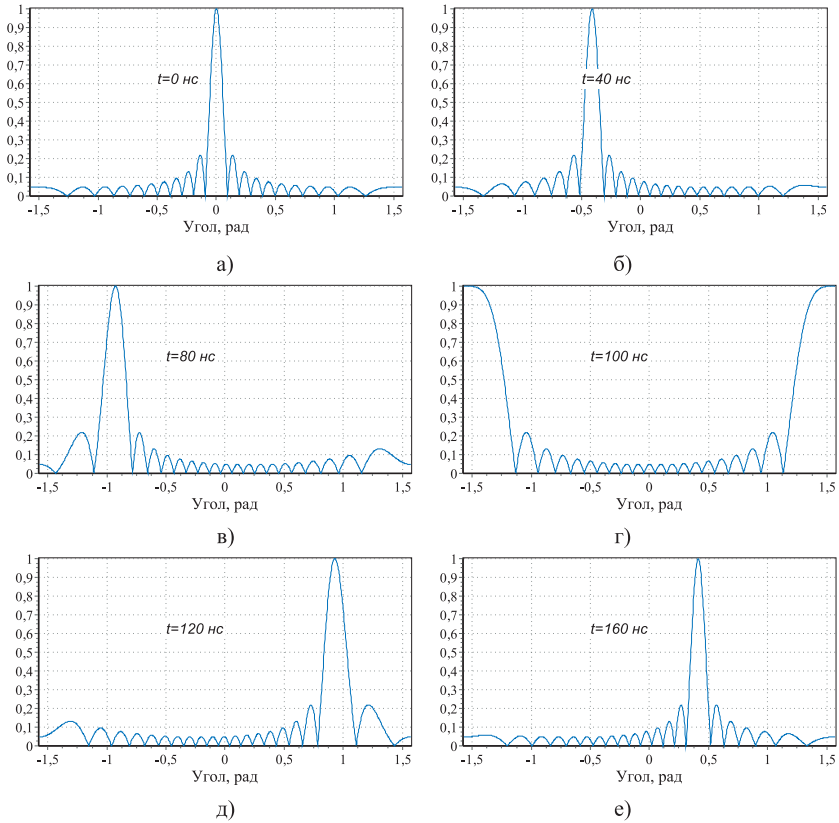
где  $\xi = \Delta k r_0 + k_0 d_1 \sin \Theta_0$ .

Длительность импульса по уровню половинной мощности составит  $t_u = 0,886 \frac{2\pi}{(N-1)\Delta\omega} = 0,886 \frac{1}{(N-1)\Delta f} = 0,886 \frac{1}{\Delta F}$ , где  $\Delta F$  —

ширина спектра при периоде огибающей  $T = \frac{2\pi}{\Delta\omega} = \frac{1}{\Delta f}$ .

На рис. 1.4 (а—д) представлены МДН в зоне Фраунгофера на дальности 1000 м в различные моменты времени для МЧАР, излучающей сигнал в диапазоне частот 9950—10050 МГц и состоящей из 21 элемента с расстоянием между соседними элементами 0,015 м (половина средней длины волны). Из рисунка видно, что происходит автоэлектронное сканирование МДН, по другой терминологии, МЧАР осуществляет безынерционный обзор пространства [4]. Очевидно, что период сканирования равен периоду формируемого сигнала  $T = 200$  нс.

Определим скорость автоэлектронного сканирования. Функция (1.10) имеет максимум при  $k_0 d_1 \sin \Theta = \Delta k r - \Delta\omega t$ . Дифференцируя обе части равенства по времени, получаем выражение для скорости сканирования максимума МДН (скорости изменения положения максимума в пространстве) —  $V_{ск}$ :



**Рис. 1.4.** Мгновенная диаграмма направленности МЧАР в различные моменты времени: а)  $t = 0$ ; б)  $t = 40$  нс; в)  $80$  нс; г)  $100$  нс; д)  $120$  нс; е)  $160$  нс

$$\frac{d\Theta}{dt} k_0 d_1 \cos \Theta = -\Delta\omega,$$

$$V_{\text{ск}} = \frac{d\Theta}{dt} = -\frac{\Delta\omega}{k_0 d_1 \cos \Theta} = -\frac{\delta c}{D \cos \Theta} \text{ [рад/с]}, \quad (1.14)$$

где  $\delta = \frac{\Delta F}{F_0}$  — относительная ширина полосы частот МЧ-сигнала;  
 $F_0$  — средняя частота спектра. Знак «минус» в выражении (1.14)

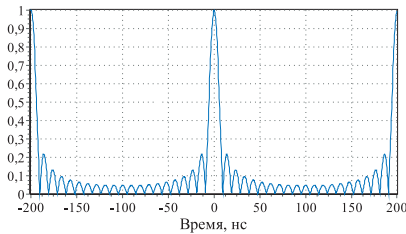


Рис. 1.5. Огибающая сигнала МЧАР

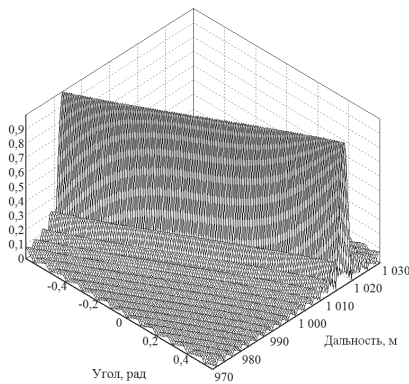


Рис. 1.6. Пространственное распределение напряженности сигнала МЧАР

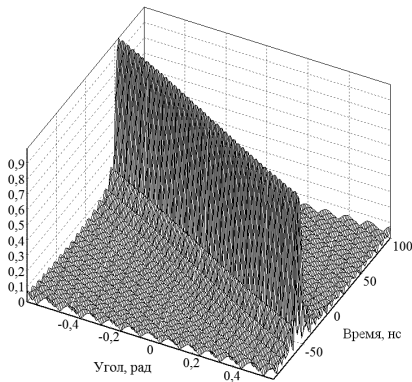


Рис. 1.7. Пространственно-временное распределение напряженности сигнала МЧАР

показывает, что сканирование происходит в направлении, противоположном направлению возрастания частоты вдоль раскрыва МЧАР. Скорость сканирования может достигать значительных величин. Так, для рассматриваемой решетки при относительной ширине полосы частот всего 0,01 (узкополосный сигнал) скорость сканирования на нормали к оси решетки равна  $10^7$  рад/с.

Огибающая сигнала рассматриваемой МЧАР в течение двух периодов в точке, лежащей на нормали к оси решетки, проходящей через центр решетки, в зоне Фраунгофера на дальности 1000 м показана на рис. 1.5.

На рис. 1.6 показано ПР в момент времени  $t_0 = 0$  в диапазоне углов  $\Theta = \pm 0,6$  рад и диапазоне дальностей 970—1030 м.

На рис. 1.7 показано ПВР на дальности  $r_0 = 1000$  м в диапазоне углов  $\Theta = \pm 0,6$  рад и диапазоне времен  $t = \pm 100$  нс.

Выражение (1.11) имеет максимумы при  $\Delta\omega t - \Delta kr + k_0 d_1 \sin \Theta = 2\pi i + C$ , где  $i$  — целое число,  $C$  — постоянная величина. Таким образом, максимумы ПР ( $t = t_{const}$ ) и ПВР ( $r = r_{const}$ ) образуют

семейства синусоид, что показано на рис. 1.8 (а, б) для ПР и рис. 1.9 (а, б) для ПВР в изометрии и в изолиниях (линиях одинакового уровня) на дальности  $r_0 = 1000$  м в диапазоне углов  $\pm\pi$  от нормали к оси решетки. Для того чтобы получить максимум сигнала на нормали к оси решетки, проведенной через центр решетки ( $\Theta = 0$ ), требуется ввести сдвиг фаз между сосед-

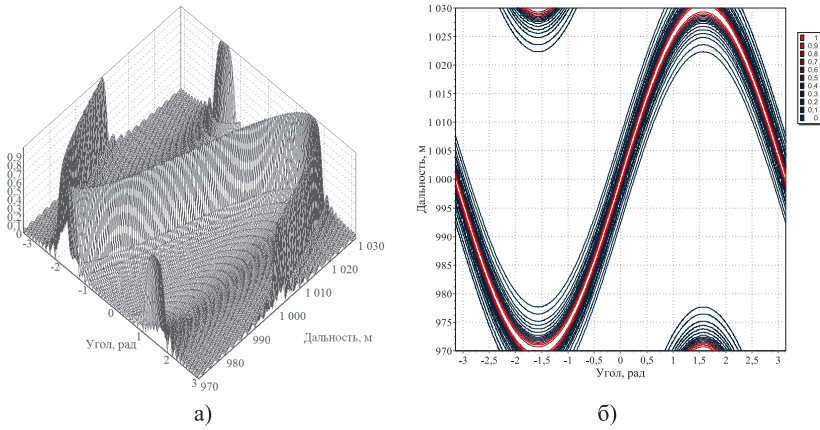


Рис. 1.8. ПР МЧАР: а) в виде поверхности; б) в виде изолиний

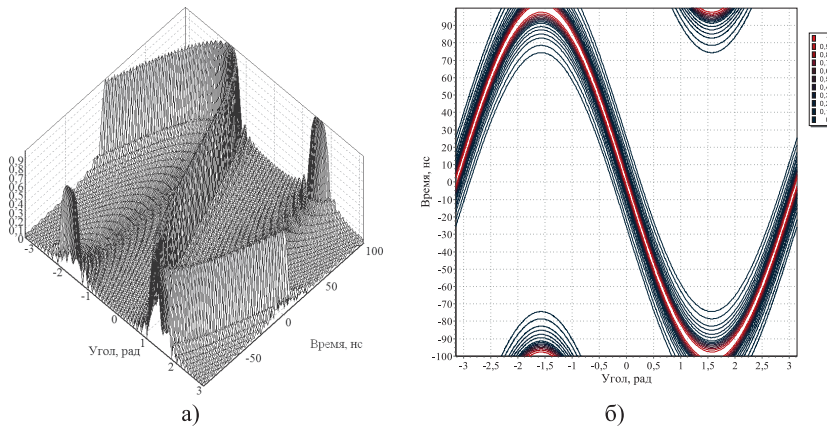


Рис. 1.9. ПВР МЧАР: а) в виде поверхности; б) в виде изолиний

ними элементами  $\Psi_0 = \Delta kr = -C$ . Тогда в числителе и знаменателе (1.11) под знаком синуса следует использовать выражение  $\Delta\omega t - \Delta kr + k_0 d_1 \sin \Theta + \Psi_0$ .

При узкополосном сигнале можно считать, что диаграмма направленности каждого  $n$ -го элемента решетки  $F_{эл}(\Theta, \omega_n)$  практически не зависит от частоты и равна парциальной ДН элемента на средней частоте спектра  $F_{эл}(\Theta, \omega_0)$ .

В результате исследований установлено, что поле линейной эквидистантной МЧАР в дальней зоне при узкополосном сигнале, как и поле решетки, работающей в монохроматическом режиме, можно рассчитать как произведение множителя решетки (1.11) на ДН одного элемента МЧАР на средней частоте МЧ-сигнала  $F_{эл}(\Theta, \omega_0)$ .

## 1.2. Структура поля многочастотных антенных решеток в зонах Фраунгофера и Френеля

### 1.2.1. Математическая модель для расчета поля МЧАР

Приведенные в первой главе выражения для расчета поля МЧАР, которые используются в теории антенных решеток, позволяют понять механизм формирования сигнала МЧАР и оценить скорость автоэлектронного сканирования ДН. Однако они описывают частный случай архитектуры МЧАР — линейную решетку, работающую в узкой полосе частот, с эквидистантной расстановкой элементов и линейным изменением частоты вдоль раскрыва. В общем случае для расчета поля МЧАР требуется использовать численные методы.

Напряженность поля, формируемого монохромной или узкополосной антенной в полярных координатах, может быть представлена в виде [5]

$$E = 120\pi H = A \frac{e^{-jkr}}{r} \dot{F}(\Theta, \varphi),$$

где  $H$  — напряженность магнитного поля;  $r, \Theta, \varphi$  — полярные координаты;  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  — волновое число;  $\lambda$  — длина волны;  $A = 30kh_0 I$  —