

**ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

**М.Н. Ясечко  
А.И. Дохов  
М.Г. Иванец  
О.В. Тесленко**

**МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ФОКУСИРОВКИ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ  
НА РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА**

**Монография**

Под редакцией кандидата технических наук  
М.Н. Ясечка

Харьков  
2015

УДК 621.396.677.494: 537.533.3

ББК 32.845; 32.86-01

М 64

Рекомендовано к печати ученым советом  
Харьковского национального университета радиоэлектроники  
(Протокол № 12 от 28.05.2015 года)

Рецензенты:

*докт. техн. наук проф. Зима И.И. – главный научный сотрудник научно-исследовательской части Харьковского национального университета радиоэлектроники;*

*докт. техн. наук проф. Барышев И.В. – профессор кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского "ХАИ";*

*докт. техн. наук проф. Худов Г.В. – начальник кафедры тактики радиотехнических войск Харьковского университета Воздушных Сил им. И. Кожедуба.*

**М64 Ясечко М.М., Дохов А.И., Иванец М.Г., Тесленко О.В.**

Методы формирования и фокусировки электромагнитного излучения для воздействия на радиоэлектронные средства / М.Н. Ясечко, Дохов А.И., М.Г. Иванец, О.В. Тесленко / Под ред. М.Н. Ясечко. – Харьков: ХУПС, 2015. – 220 с.

**ISBN**

Монография содержит краткие обобщение и систематизацию с единой позиции методов создания ЭМИ с использованием перспективных антенных систем. Большинство собранного научного материала монографии излагается исходя из личного исследования авторов, которые опубликованы в диссертационных работах и авторских трудах. Классифицированы методы фокусировки ЭМИ при управлении параметрами сигналов излучателей. Проведены исследования пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре. Представлены метод расчета и анализа пространственно-временных и энергетических характеристик короткоимпульсной ЗА с учетом облучателя в виде ТЕМ-рупора, обеспечивающей требуемые параметры СШП сигналов, метод анализа режимов работы линии передачи облучателя ЗА в виде системы ТЕМ-рупоров. Проведено обоснование требований к временным и энергетическим характеристикам ЭМИ, обеспечивающего функциональное поражение радиоэлектронные средств.

Для преподавателей, научно-технических сотрудников, очных и заочных аспирантов вузов, НИИ и конструкторских бюро радиоэлектронного профиля.

УДК 621.396.677.494: 537.533.3

ББК 32.845; 32.86-01

**ISBN**

© М.Н. Ясечко, А.И.Дохов, М.Г. Иванец, О.В. Тесленко, 2015

# ПАМЯТИ УЧИТЕЛЯ ГЕННАДИЯ ВАЛЕНТИНОВИЧА ЕРМАКОВА



У Геннадия Валентиновича не было работ незначительных. Каждая из его статей и книг проникнута биением мысли. Одна из фундаментальных научных разработок, проведенных Г.В. Ермаковым, была посвящена проблеме создания принципиально нового средства борьбы с малоразмерными летательными аппаратами, где ученый обосновал и использовал понятия функционального подавления и поражения, с использованием многочастотных пространственно-временных и сверхширокополосных сигналов. Этот труд сразу привлек внимание научного сообщества.

Оценивая огромные заслуги подлинного классика, следует обратить внимание и на личностные качества профессора Ермакова. Он был открытым, доброжелательным, высоко порядочным и при этом обладал принципиальностью и самостоятельностью собственных мнений и оценок.

Данная монография – это дань уважения его благодарных учеников, последователей, тех, кто жил и трудился с ним рядом, как **Учителю** с большой буквы.

## СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ .....	8
ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ.....	10
ВВЕДЕНИЕ .....	11
<b>РАЗДЕЛ 1</b>	
<b>АНАЛИЗ И ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К СРЕДСТВАМ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ .....</b>	<b>14</b>
1.1 Анализ тактических задач, решаемых БПЛА, состава и характеристик радиоэлектронных систем.....	14
1.2 Анализ существующих методов, способов и средств функционального поражения входящих в состав БПЛА радиоэлектронных систем.....	20
1.3 Анализ воздействий ЭМИ на радиоэлектронные системы БПЛА .....	25
1.4 Физические процессы в РЭА при воздействии мощных коротких импульсов.....	34
1.4.1 Экспериментальные исследования ФП радиоэлектронных систем с использованием СШП сигналов.....	38
1.5 Обоснование требований к средствам функционального поражения радиоэлектронных систем .....	42
1.5.1 Обоснование требований к временным параметрам ЭМИ .....	43
1.5.2 Обоснование требований к энергетическим параметрам ЭМИ .....	46
1.6 Анализ возможности применения многочастотных пространственно- временных сигналов, излучаемых цилиндрическими ФАР с круговой поляризацией, для функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА. ....	50
Выводы по первому разделу .....	64
<b>РАЗДЕЛ 2</b>	
<b>РАЗРАБОТКА МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МНОГОЧАСТОТНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ. ....</b>	<b>56</b>
2.1 Метод расчета вероятности ФП радиоэлектронных средств при использовании многочастотных пространственно–временных сигналов....	57

2.2 Результаты расчета вероятности ФП полупроводниковых элементов ...	63
2.3 Анализ дискретности и точности установки параметров законов пространственно-фазо-частотного управления сигналами в средствах ФП радиоэлектронных средств .....	67
2.3.1 Основные предположения при проведении статистического анализа характеристик МЧ ПВС, излучаемых цилиндрическими ФАР средств ФП.....	68
2.3.2 Оценка погрешности расположения фазовых центров излучателей в цилиндрических ФАР средств ФП .....	69
2.3.3 Влияние дискретности и точности установки начальных фаз и несущих частот по апертуре цилиндрических ФАР.....	73
2.4 Анализ энергетических характеристик средств ФП с цилиндрическими ФАР при использовании равнодискретных V-образных распределений частот по апертуре.....	81
Выводы по второму разделу .....	84

### **РАЗДЕЛ 3**

#### **РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЙ ПО ПОСТРОЕНИЮ ФОРМИРУЮЩИХ КАНАЛОВ СРЕДСТВА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ .....**

3.1 Рекомендации по построению формирующих каналов цилиндрических ФАР с равнодискретными V-образными распределениями частот по апертурам для средств ФП радиоэлектронных средств .....	85
3.2 Расчет энергетических параметров МЧ ПВС, необходимых для ФП радиоэлектронных средств.....	90
3.3 Разработка алгоритма работы средства ФП радиоэлектронных средств	92
Выводы по третьему разделу .....	97

### **РАЗДЕЛ 4**

#### **АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ, ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННО-ФИДЕРНОЙ СИСТЕМЫ СШП РТС.....**

4.1. Оценка энергетических и пространственных характеристик антенной системы РТС специального назначения .....	98
4.2. Обзор конструкций антенн систем для излучения СШП сигналов.....	101
4.2.1. Зеркальные антенны.....	102
4.2.2. Антенные решетки.....	103
4.3. Линии передачи при использовании СШП сигналов.....	106

4.4. Обзор методов расчета пространственно-временных характеристик СШП антенных систем.....	107
4.5. Обоснование расчетной конструкции СШП антенной системы для ФП радиоэлектронных средств.....	113
4.6. Метод определения ДН СШП зеркальной антенны с учетом взаимодействия рефлектора и облучателя в приближении физической оптики.....	118
4.7. Интегральные представления для плотности поверхностного тока для тонких незамкнутых экранов .....	124
4.8. Определение пространственно-временных характеристик облучателя зеркальной антенны .....	130
4.9. Результаты численных расчетов пиковой ДН облучателя зеркальной антенны.....	140
4.10. Результаты численных расчетов пиковой ДН зеркальной антенны с учетом облучателя .....	145
4.11. Проверка достоверности результатов численных расчетов ДН зеркальной КИА .....	153
4.12. Анализ режимов работы антенно-фидерной системы РТС специального назначения.....	157
Выводы по четвертому разделу .....	161

## **РАЗДЕЛ 5**

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЧ ПВС, ИЗЛУЧАЕМОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ, В ЗОНЕ ФРАУНГОФЕРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РАВНОДИСКРЕТНОГО ОДНОСТУПЕНЧАТОГО И МНОГОСТУПЕНЧАТОГО V-ОБРАЗНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ЧАСТОТ ПО АПЕРТУРЕ.....**

5.1 Обоснование выбора цилиндрической ФАР для средства ФП. Расчет рабочей зоны цилиндрической ФАР .....	164
5.1.1 Полоса пропускания ФАР .....	165
5.1.2 Расчет рабочей зоны цилиндрической ФАР .....	167
5.2 Основные расчетные соотношения для определения структуры поля сфокусированных радиоимпульсов, излучаемых цилиндрической ФАР.....	168
5.3 Оценивание пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зонах Френеля и Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре.....	180

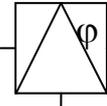
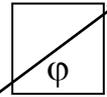
5.4 Разработка рекомендаций по изменению временной структуры МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого V-образного распределения частот.....	188
5.5 Оценивание пространственно–временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре .....	190
Выводы по пятому разделу .....	198
<b>РАЗДЕЛ 6</b>	
<b>ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СШП СИГНАЛА. СИСТЕМНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ СШП СИГНАЛОВ.....</b>	
6.1. Учет влияния подстилающей поверхности.....	200
6.1.1. Рассеяние импульсного сигнала в слоисто-однородном полупространстве.....	200
6.1.2. Искажение спектра СШП сигнала при отражении от земной поверхности.....	203
6.2. Системный подход к задачам ЭМС при проектировании СШП РТС.....	208
6.3. Рекомендации по выбору пространственно-временных характеристик СШП сигналов для ФП РЭС .....	209
6.3.1. Рекомендации по выбору временных характеристик последовательности СШП сигналов с учетом селективных свойств РЭС .....	209
6.3.2. Рекомендации по выбору пространственно-временных характеристик сигналов СШП РТС функционального поражения.....	213
Выводы по шестому разделу .....	215
<b>ВЫВОДЫ.</b> .....	216

## ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АР** – антенная решетка;
- АФС** – антенно-фидерная система;
- АЧС** – амплитудно-частотный спектр;
- БАК** – беспилотный авиационный комплекс;
- БПЛА** – беспилотный летательный аппарат;
- ВАХ** – вольтамперная характеристика;
- ВТО** – высокоточное оружие;
- ДН** – диаграмма направленности;
- ГИН** – генератор импульсного напряжения;
- ЗА** – зеркальная антенна;
- ИК** – инфракрасный;
- ИМС** – интегральная микросхема;
- КИА** – короткоимпульсная антенна;
- КНД** – коэффициент направленного действия;
- КПД** – коэффициент полезного действия;
- КСВ** – коэффициент стоячей волн;
- КУ** – коэффициент усиления;
- МЧ ПВС** – многочастотный пространственно-временной сигнал;
- МСИ** – многопозиционная система излучателей;
- МЧ** – многочастотный;
- ПВС** – пространственно-временной сигнал;
- ПВХ** – пространственно-временная характеристика;
- ПРР** – противорадиолокационная ракета;
- ПФВ** – пространственно-фазо-временное;
- ПФЧ** – пространственно-фазо-частотное;
- ПФЧВ** – пространственно-фазо-частотно-временное;
- ПЧХ** – пространственно-частотная характеристика;
- ПЭВМ** – персональная электронно-вычислительная машина;
- РЛС** – радиолокационная станция;
- РТС** – радиотехническая система;
- РЭА** – радиоэлектронная аппаратура;
- РЭС** – радиоэлектронная система;
- СВН** – средство воздушного нападения;
- СВЧ** – сверхвысокочастотный;
- СШП** – сверхширокополосный;
- ТТХ** – тактико-технические характеристики;

**УКВ** – ультракоротковолновый;  
**ФАР** – фазированная антенная решетка;  
**ФПП** – функциональное подавление и поражение;  
**ЦМС** – цифровые микросхемы;  
**ЦУ** – целеуказание;  
**ЦФАР** – цилиндрическая ФАР;  
**ЭВМ** – электронно-вычислительная машина;  
**ЭМИ** – электромагнитный импульс;  
**ЭМС** – электромагнитная совместимость;  
**ЭПР** – эффективная площадь рассеивания;  
**CMOS** – complementary metal-oxide semiconductor (комплементарный металлооксидный полупроводник);  
**ТЕМ** – transverse electromagnetics (поперечная электромагнитная волна).

## ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ

	Модулятор фазовый		Делитель частоты
	Генератор синусоидальных колебаний		Умножитель частоты
	Фильтр полосовой		Вентиль СВЧ ферритовый
	Фазовращатель регулируемый		Усилитель инвертор
	Модулятор импульсно-частотный		Дискриминатор частотный

## ВВЕДЕНИЕ

Каждое государство, в том числе и Украина, должно заботиться о поддержании уровня готовности своих Вооруженных Сил к немедленному отражению любой агрессии, что требует разработки и создания качественно новых, относительно дешевых, эффективных систем вооружения, созданных на основе последних достижений науки и техники. При этом основным направлением является качественное совершенствование вооружения, модернизация и продление ресурса существующих образцов военной техники. Одним из перспективных направлений является создание РТС, работающих на новых принципах и осуществляющих, в свою очередь, функциональное поражение (ФП) бортовых радиоэлектронных систем (РЭС) БПЛА, аэробаллистических, гиперзвуковых и малозаметных аэродинамических носителей высокоточного оружия. Эффективно вопросы ФП РЭС могут решаться путем воздействия на их радиоэлектронные элементы электромагнитным излучением (ЭМИ). В первую очередь, к таким поражаемым радиоэлектронным элементам относятся полупроводниковые приборы и микросхемы приемных устройств, спецвычислителей и компьютеров бортовых РЭС.

Такие средства ФП обеспечивают высокую эффективность воздействия и вывода из строя радиоэлектронных элементов автоматизированных систем управления, связи, контроля, разведки, систем подрыва боеприпасов. При этом предпочтение отдается воздействию мощными короткими (наносекундными) импульсами, что обусловлено малым временем срабатывания современных входных устройств защиты, составляющим, например, для антенных переключателей величину порядка 10 нс и менее.

В настоящее время известны три основных, принципиально отличающихся направления создания средств ФП с малой длительностью мощных воздействующих импульсов:

- 1) на основе фокусировки ЭМИ в передающих ФАР и многопозиционной системе излучателей;
- 2) на основе излучения СШП сигналов видеоимпульсного типа наносекундной длительности;
- 3) на основе релятивистских генераторов СВЧ импульсного радиоизлучения.

В данном труде частично рассмотрены первые два направления. Средства ФП, создаваемые в рамках первого направления обладают условной скрытностью, свойствами ЭМС и могут быть реализованы с использо-

ванием существующих освоенных промышленностью генераторных и антенно-фидерных устройств. Они позволяют обеспечить одним образцом меньшую мощность по сравнению с образцами, разрабатываемыми в рамках второго и третьего направлений.

РЭС ФП второго направления могут обеспечить наибольшую мощность на один образец, однако требуют создания принципиально новых генераторных и антенно-фидерных устройств и оценки ЭМС. Отметим, что сегодня они также могут создаваться на современной элементной базе. Для повышения мощности и достижения необходимых значений пиковой плотности потока мощности в области пространства, где находится движущаяся поражаемая цель (объект), при ограничениях на мощность отдельного источника излучения можно использовать СШП антенные решетки.

Таким образом, авторами в большинстве случаев независимо предложены и опубликованы ряд различных методов фокусировки ЭМИ с помощью короткоимпульсной зеркальной антенны с облучателями в виде ТЕМ-рупора и цилиндрической ФАР. Обобщение и компоновка данных исследований с целью борьбы с БПЛА ранее не публиковались. Поэтому целью работы является показать практическую возможность создания средств борьбы с БПЛА на основе фокусировки коротких импульсов зеркальной антенной и ЦФАР.

Поставленная цель достигается путем решения взаимно обусловленных и дополняющих друг друга вопросов.

1. Анализ и обоснование требований к временным и энергетическим характеристикам ЭМИ, сформированного ЦФАР, обеспечивающего функциональное поражение РЭС БПЛА.

2. Анализ технических характеристик армейских БПЛА.

3. Обоснование выбора СШП сигнала видеоимпульсного типа ультракороткой длительности для ФП.

4. Исследование пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре, а также разработка метода расчета поля сфокусированной последовательности МЧ ПВС, обеспечивающего ФП РЭС БПЛА.

5. Разработка метода накопления повреждений для определения вероятности функционального поражения полупроводниковых элементов РЭС БПЛА при использовании МЧ ПВС.

6. Разработка метода расчета и анализ пространственно-временных и энергетических характеристик короткоимпульсной зеркальной антенны с учетом облучателя в виде ТЕМ-рупора, обеспечивающей требуемые параметры СШП сигналов.

7. Анализ электрических характеристик (КПД, КСВ) фидерного тракта.

8. Исследование влияния детерминированных изменений электрических и конструктивных параметров ЦФАР и законов управления формированием МЧ ПВС на структуру излучаемого поля, обеспечивающего ФП РЭС БПЛА.

9. Математическое моделирование и определение вероятности ФП полупроводниковых элементов.

10. Разработка рекомендаций по построению формирующих каналов ЦФАР с равнодискретными V-образными распределениями частот по апертуре для средств ФП РЭС БПЛА.

11. Разработка системных требований к пространственно-временным характеристикам СШП сигналов для ФП РЭС БПЛА.

Из вышесказанного следует, что на современном этапе, для осуществления ФП РЭС, являющихся основными элементами, как систем дистанционного управления, так и носителей высокоточного оружия современных систем вооружения, требуется создание специализированных и многофункциональных РТС специального назначения на основе мощного ЭМИ наносекундной длительности.

Работа по написанию монографии выполнялась следующим образом: М.Н. Ясечко выполнено редактирование монографии в целом и написаны введение, раздел 1 (п. 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5), раздел 2, раздел 3; М.И. Иванцом – раздел 1 (п. 1.4, п.п. 1.4.1), раздел 4, 5; О.В. Тесленко – раздел 1 (п. 1.6), раздел 2 (п. 2.7).

Авторы искренне благодарны доктору технических наук профессору Г.В.Ермакову за замечания и предложения при написании материала в целом, доктору технических наук профессору Г.В. Худову, доктору технических наук профессору И.И. Зиме, а также доктору технических наук профессору Барышеву И.В. за труд и внимательность при рецензировании всей монографии.

## РАЗДЕЛ 1

### АНАЛИЗ И ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К СРЕДСТВАМ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

В разделе проанализированы тактико-технические характеристики радиоэлектронных систем современных БПЛА, выполняющих разведывательные функции и предназначенные для обнаружения и определения координат стационарных и подвижных объектов поражения. Отмечается, что с учетом невысокой относительной стоимости БПЛА, нецелесообразностью с точки зрения системотехнического критерия «эффективность-стоимость» использования ракет для уничтожения беспилотных разведчиков, необходимо искать новые нетрадиционные методы уничтожения войсковых БПЛА – средств наблюдения, разведки и наведения.

Определено, что основными процессами, приводящими к деградации элементов, являются тепловой вторичный пробой, токовый вторичный пробой и электрическое «защелкивание», которое проявляется в CMOS-микросхемах.

Даны количественные оценки требуемых энергетических характеристик сигналов для ФП различных элементов РЭА. Проанализированы экспериментальные исследования ФП вычислительной техники на примере персонального компьютера на базе 286 процессора (8-12 МГц).

Проанализированы методы, используемые для ФП радиоэлектронных систем БПЛА, оценены их достоинства и недостатки.

Обосновано направление противодействия радиоэлектронным системам БПЛА на основе фокусирования многочастотных пространственно-временных сигналов.

#### **1.1 Анализ тактических задач, решаемых БПЛА, состава и характеристик радиоэлектронных систем**

В настоящее время во многих странах мира все большее внимание уделяется созданию перспективных управляемых средств наблюдения и разведки. Например, в США, на период с 1997 г. по 2003 г., на воздушную разведку ассигновалось 11 млрд. долл., из которых 33% было выделено на пилотируемую разведку, 26% – на беспилотную, 23% – на наземные системы обработки данных и управления, 18% – на перспективные исследо-

вания и разработки.<sup>1,2,3</sup> В предположении, что пилотируемые самолеты-разведчики ограниченно способны преодолеть «сильную» систему ПВО, оценки подавляющего большинства экспертов сходятся на том, что основная ставка в разведывательных операциях в войнах и военных конфликтах XXI века будет делаться на применение относительно дешевых БПЛА, которые, находясь далеко в тылу противника, имеют гораздо большие зоны наблюдения. Благодаря меньшей дистанции до цели, на них устанавливаются более разнообразные средства наблюдения, среди которых главную роль играют оптоэлектронные (включая тепловизионные) и радиолокационные станции видовой разведки. Принципиально новым качественным показателем беспилотной разведки, основанным на последних американских достижениях в области самолетостроения и двигателестроения, стало сверхдлительное патрулирование в воздушном пространстве противника, которое уже измеряется не часами, а сутками<sup>4</sup>.

Проведенный краткий анализ основных БПЛА армии различных государств и их разведывательных возможностей позволяет говорить о том, что в настоящее время «беспилотники» можно считать одним из важнейших средств повышения боевых возможностей соединений, частей и подразделений различных видов и родов войск. БПЛА могут вести воздушную разведку для обнаружения и определения координат стационарных и подвижных объектов поражения и т.д.

По данным на начало 2015 г., в вооруженных силах различных государств находилось 162 типа БПЛА, а серийно выпускалось более 200 типов БПЛА. Среди созданных и разрабатывавшихся на рассматриваемый период БПЛА насчитывается почти 300 оригинальных конструкций. Основные характеристики некоторых американских и израильских войсковых БПЛА представлены в таблице 1.1<sup>5</sup>.

В последние годы определилась очевидная необходимость примене-

---

<sup>1</sup> Зубров В. Авиационные средства поражения для беспилотных летательных аппаратов / Виктор Зубров, Игорь Сергеев // Зарубежное военное обозрение. – 2003. – №7. – С. 50 – 54.

<sup>2</sup> Алексеев А. П. Анализ боевого применения авиации США в ходе операции "Решительная сила" / А. П. Алексеев // Зарубежное военное обозрение. – 2001. – № 1. – С. 20 – 26.

<sup>3</sup> Ростич Р. Разработка в США перспективных беспилотных летательных аппаратов для ВМС / Р. Ростич // Зарубежное военное обозрение. – 2003. – № 7. – С. 61 – 67.

<sup>4</sup> Павлушенко М. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития / Павлушенко М., Евстафьев Г., Макаренко И. – Москва: Права человека, 2004. – 612 с.

<sup>5</sup> Анализ возможностей, состояния и перспектив развития малоразмерных воздушных средств наблюдения, разведки и наведения / М.Г. Иванец, Д.М. Литовченко, В.В. Воинов [и др.] // Системи обробки інформації.– 2008. – № 6(73). – С. 50 – 54.

ния комплексов с БПЛА. К этому вынуждает, во-первых, необходимость существенного снижения времени прохождения разведывательной информации к потребителю и командной информации от органов управления к комплексу с БПЛА, во-вторых, необходимость организации гибкого взаимодействия органов управления и огневых средств с информационными средствами воздушного базирования, в-третьих, необходимость обеспечения применения и функционирования воздушных разведывательных комплексов.

Первоочередными задачами комплексов с БПЛА являются: воздушная разведка и информационное обеспечение применения огневых и ударных средств СВ, включая наблюдение поля боя, артиллерийскую разведку, обеспечение целеуказания, корректирование артиллерийского огня, лазерную «подсветку», доразведку объектов ударов (рис. 1.1). В числе других задач следует отметить воздушную ретрансляцию в системе связи тактического звена управления и постановку помех средствам связи в тактической глубине обороны противника.

Таблица 1.1 - БПЛА армии США и Израиля

БПЛА	Основные ТТХ							Бортовая аппаратура
	Общая длина, м	Диаметр корпуса, м	Размах крыла, м	Взлетная масса, кг	Скорость, км/ч	Высота, м	Продолжительность полета, ч	
<b>БПЛА для СВ армии США</b>								
“Хантер”	6,89	-	8,9	726	165	5000	6,5	Телевизионная камера, ИК-система передней полусферы
Q-7A	3,75	0,34	4,27	138	128	5000	6	Комбинированная электронно-оптическая и ИК-система
“Шедоу200”								
“Шедоу400”	3,82	-	5,15	203	121	5200	12	Комплект по определению заказчика
“Шедоу600”	5,18	0,46	7,47	264	121	5200	12	Комбинированная электронно-оптическая и ИК-система
<b>БПЛА для СВ армии Израиля</b>								
“Пионер”	4,24	0,37	5,12	210	177	5000	6,5	Телевизионная камера, ИК-система передней полусферы
“Рейнджер”	4,6	5,7	-	274	220	5000	5	Электронно-оптическая система и система интерферометрического наблюдения
“Микро В”	2,74	0,21	3,66	50	185	2400	5	Телевизионная ПЗС-камера, ИК-система передней полусферы
“Снайпер”	3,78	0,52	5,21	155	175	4600	6	Телевизионная камера, ИК-система передней полусферы
“Аи Вью”	2,93	-	3,96	104	185	1500	6	Приборы для получения изображения в любое время суток
“Bird Eye II”	-	-	-	20	110	-	-	Телевизионная камера, ИК-система передней полусферы
“Bird Eye 400”	-	-	-	4,1	110	-	1	Телевизионная камера, ИК-система передней полусферы

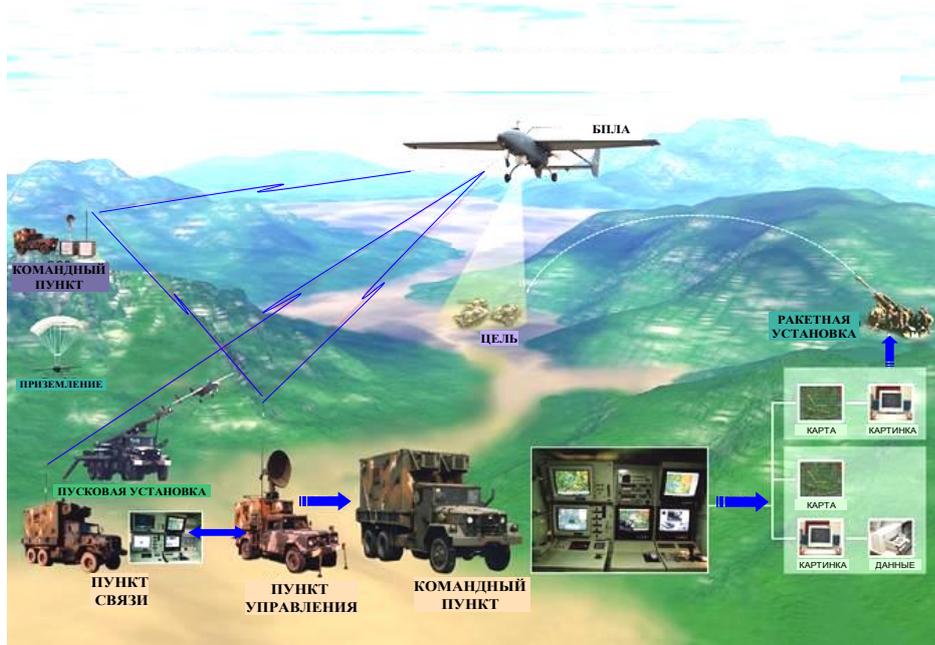


Рисунок 1.1 – Схема применения БПЛА при выполнении тактической разведки для ударных средств

В качестве примера рассмотрим БПЛА производства государства Израиль, относящиеся к категории “Micro” и “Mini”, которые выполняют задачи по ведению тактической разведки и разведки поля боя в реальном масштабе времени.

Основу беспилотного авиационного комплекса на базе микро-БПЛА “Bird-Eye 400” составляют до трех БПЛА со сменными комплектами полезной нагрузки. БАК размещается в двух рюкзаках (наземная станция управления и БПЛА с полезной нагрузкой) и обслуживается двумя военнослужащими (командир и оператор). В БАК реализована концепция непосредственного обеспечения подразделения информацией с БПЛА в режиме реального времени даже во время движения при помощи последовательно соединенных мониторов. БПЛА комплекса способны находиться в воздухе 1 час и действовать в радиусе 10 км.

Основу БАК на базе мини-БПЛА “I-View Mk 50” составляют два БПЛА со сменными комплектами полезной нагрузки. БАК размещается на базе одного автомобиля повышенной проходимости и обслуживается двумя военнослужащими (командир и оператор).

БПЛА комплекса способны находиться в воздухе до 6 часов и действовать в радиусе 10 км.

Обнаружение данных категорий “беспилотников” в радиолокационном диапазоне спектра затруднено, т.к. они выполнены из легких компо-

зитных материалов<sup>6</sup>.

В бортовом комплексе навигации и управления, современных БПЛА, функцию измерения состояния системы (т.е. координаты месторасположения, скорости, высоты, вертикальной скорости, углов ориентации, а также угловых скоростей и ускорений) выполняет малогабаритная инерциальная интегрированная система. Имея в своем составе триады инерциальных датчиков (микромеханических гироскопов и акселерометров), а также барометрический высотомер и трехосный магнитометр, и комплексируя данные этих датчиков с данными приемника GPS, система вырабатывает полное навигационное решение по координатам и углам ориентации<sup>7</sup> (рис. 1.2).

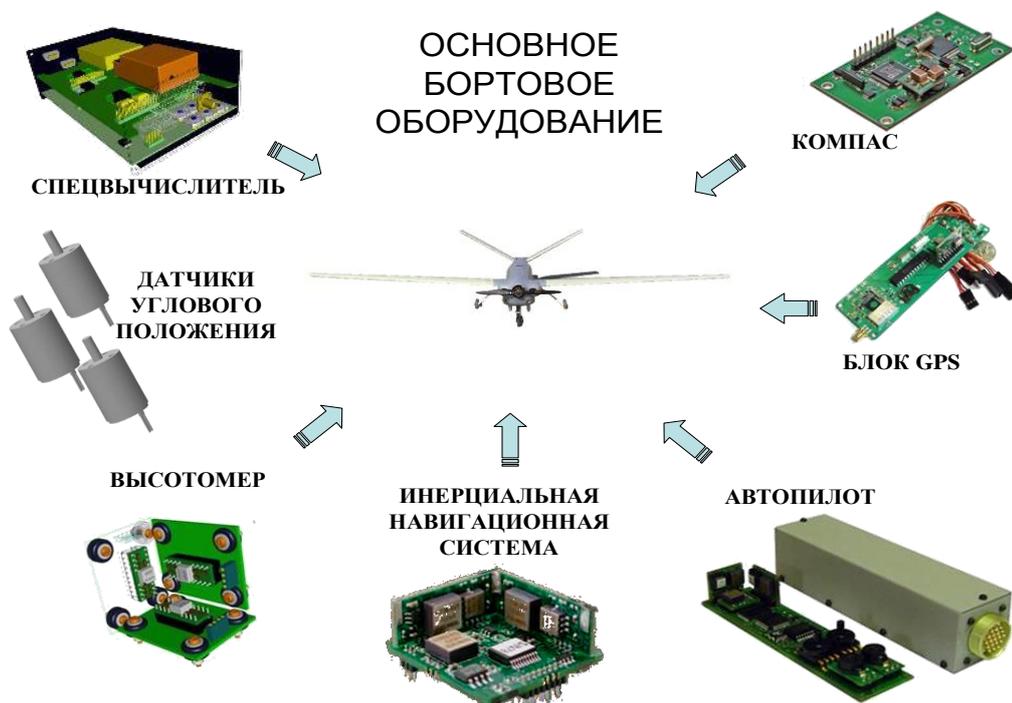


Рисунок 1.2 – Основное бортовое оборудование современных БПЛА

Анализ литературы показывает, что при разработке радиолиний для передачи видеоизображений с борта БПЛА следует опираться на требования доступных стандартов НАТО, в которых аккумулирован лучший мировой опыт в соответствующей области<sup>8</sup>. Учитывая это, для формирования видеоизображений на борту БПЛА целесообразно использовать видеока-

<sup>6</sup> Павлушенко М. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития / Павлушенко М., Евстафьев Г., Макаренко И. – Москва: Права человека, 2004. – 612 с.

<sup>7</sup> Автопилот БПЛА с инерциальной интегрированной системой – основа безопасной эксплуатации беспилотных комплексов : материалы Первого Международного форума – выставки ["Беспилотные системы в интересах ТЭК"], (Москва, 9–13 янв. 2007) / Министерство промышленности и энергетики РФ, Центральный выставочный комплекс «Экспоцентр». – М.: ЦВК «Экспоцентр», 2007. – 132 с.

<sup>8</sup> Модернизация зенитного артиллерийского комплекса «Шилка»// Артиллерийское и стрелковое вооружение / Орлов В.Н., Павленко А.В., Мицитис А.В. и др. К.: ГНТЦ АСВ, 1999. – С. 118 – 124.

меры высокой четкости с прогрессивной разверткой и квадратными пикселями. Причем лучший выбор – камеры с разрешением Full HD 1920×1080×(50р) 60р или 1920×1080×(24р) 30р. Для минимизации требований к пропускной способности канала связи необходимо сжимать видеoinформацию, а при выборе качества изображений опираться на параметры указанных в STANAG 4609 уровней MISM-L10M – MISM-L9H. Соответственно, для передачи таких видеопотоков с разрешением 1920×1080×(24р) 30р понадобится минимальная пропускная способность 20 Мбит/с для одного источника сигнала.

Кроме этого указывается, что в радиолиниях "БПЛА – наземные абоненты" целесообразно использовать OFDM-сигналы. Диапазон частот OFDM-сигналов стандарта DVB-S лежит в пределах диапазона частот спутниковых каналов связи (10,3 ... 11,8 ГГц), полоса одного радиоканала по уровню -30 дБ достигает 20 МГц. Предельный радиус зоны обслуживания одной центральной станции в условиях прямой видимости при мощности передатчика БПЛА 50 мВт и интенсивности осадков до 40 мм/ч заявлен в пределах 50 ... 60 км<sup>9</sup>.

В качестве радиолинии связи для управления и корректировки полета БПЛА, целесообразно использовать передатчики дециметрового диапазона длин волн. Однако при использовании дециметрового диапазона длин волн для ФП БПЛА возникают проблемы с ЭМС. Кроме этого габаритные размеры антенной системы средства ФП БПЛА дециметрового диапазона не позволяют их использовать в мобильных комплексах.

Поэтому для дальнейшего анализа предлагается использовать диапазон частот 10 ... 12 ГГц, как наиболее вероятный при использовании в радиолиниях передачи видеoinформации на пункт управления разведывательных БПЛА.

Борьба с СВН, включая БПЛА, должна вестись всеми зенитными ракетными и артиллерийскими комплексами, которые имеются на вооружении, а также уничтожаться авиацией. Однако применение зенитных управляемых ракет для уничтожения БПЛА не всегда целесообразно в силу высокой стоимости ракет и низкой их эффективностью при поражении мало-размерных малозаметных целей. Следовательно, учитывая нецелесообразность с точки зрения системотехнического критерия «эффективность-стоимость» использования зенитных управляемых ракет для уничтожения

---

<sup>9</sup> Зайцев В.Г. Организация вооруженных сил иностранных государств и боевое применение радиоэлектронных систем управления войсками и оружием. Часть 2. Боевое применение систем РЭБ, связи и опознавания / В.Г. Зайцев. – Х., ВИРТА ПВО, 1982. – 342с.

БПЛА, а также в сложности их наведения, возникает необходимость в поиске новых технических путей противодействия БПЛА. В настоящее время одним из перспективных направлений считается создание ЭМО, представляющее собой воздействие мощного ЭМИ на РЭС<sup>10,11,12,13,14,15,16,17,18,19,20,21</sup>. Применение ЭМО может решить задачи, как функционального подавления, так и функционального поражения БПЛА.

## **1.2 Анализ существующих методов, способов и средств функционального поражения входящих в состав БПЛА радиоэлектронных систем**

Одним из перспективных направлений создания средств ФП является разработка многофункциональных РТС с передающими фазированными антенными решетками, обеспечивающими фокусирование ЭМИ в заданную точку пространства. При этом параметрами, управляющими формиро-

---

<sup>10</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. – Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

<sup>11</sup> Ермаков Г.В. Увеличение пропускной способности радиолокационного канала при использовании многочастотных пространственно-временных сигналов: тези доповідей (Т.2) Всеукраїнської науково-технічної конференції ["Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні"] / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко / Міністерство освіти і науки України, Нац. аерокосмічний університет ("Харківський авіаційний інститут") (13-14 квітня 2010 року) – Х.: НАКУ "ХАІ", 2010. – С. 242.

<sup>12</sup> Кравченко В.И. Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко. – Х.: Изд-во НТУ «ХПИ», 2008. – 185 с.

<sup>13</sup> Кравченко В.И. Оружие на нетрадиционных физических принципах: Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко. – Х.: Изд-во – "НТМТ", 2009. – 266 с.

<sup>14</sup> Особенности воздействия мощных электромагнитных помех на радиоприемные средства / Д.Б. Кучер, С.В.Тараненко, А.И. Харланов, и др. // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – Х.: ХУ ПС, 2009. – Вып. ЗНП-1(19). – С. 85-87.

<sup>15</sup> Особенности генерирования мощных электромагнитных помех спиральным взрывомагнитным генератором / Д.Б. Кучер, С.В.Тараненко, А.И. Харланов, Ю.М. Бусяк // Системи обробки інформації. – Х.: ХУ ПС, 2009. – Вып. 4(78). – С. 86-90.

<sup>16</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

<sup>17</sup> Коробко А.И. Принудительный останов двигателей внутреннего сгорания движущихся автомобилей с помощью сверхмощного генератора импульсного электромагнитного поля субнаносекундного диапазона «Автоарестор БД» / А.И. Коробко // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том VI. Международная конференция «Электромагнитная совместимость». – Х.: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. С.173-174.

<sup>18</sup> Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В. В. Антипин, В. А. Годовицын, Д. В. Громов [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – № 1. – С. 37-53.

<sup>19</sup> Ермаков Г.В. Оценивание статистических характеристик временной структуры короткоимпульсных сигналов в линиях передачи информации / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Збірник наукових праць "Системи управління, навігації та зв'язку" ДП "Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління" (13-14 грудня 2010 року). – К., 2010. – С.265.

<sup>20</sup> Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / В. Д. Драбкин, А. И. Куприянов, В. Г. Пономарёв, Л. Н. Шустов. – М: Вузовская книга, 2007. – 468 с.

<sup>21</sup> Ермаков Г.В. Анализ возможностей применения выпуклых ФАР для фокусировки электромагнитного излучения / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Шоста наукова конференція "Новітні технології – для захисту повітряного простору" Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба (14-15 квітня 2010 року) – Х.: ХУПС, 2010. – С. 145-146.

ванием заданной структурой поля и достижением необходимых уровней мощности, являются не только амплитудное и фазовое распределение в апертуре ФАР, но также частотное и временное распределения. Необходимо также отметить, что в последнее время особый интерес у разработчиков для реализации ФП вызывают цилиндрические ФАР, обладающие рядом преимуществ перед плоскими<sup>22,23</sup>. В связи с этим, определенный интерес представляет обзор методов фокусирования ЭМИ с различными возможностями управления распределениями токов в апертуре ФАР.

Первоначально задача фокусирования возникла при проведении ближнезонных измерений диаграмм направленности крупноапертурных антенн. Используемые при этом пространственно-фазовые методы фокусировки ЭМИ в зоне Френеля позволили добиться достаточно хороших результатов<sup>24,25</sup>. Следующим шагом на пути развития средств и методов фокусировки были вопросы, связанные с созданием "электромагнитного снаряда"<sup>26,27</sup>.

Модификации традиционных методов управляемой фокусировки ЭМИ с использованием на их основе взаимосогласованного пространственного, амплитудного, фазового, частотного и временного управления параметрами сигналов по апертуре излучателей ФАР являются наиболее универсальными<sup>28,29,30</sup>. В то же время, основными их недостатками является необходимость разработки принципиально новых импульсных устройств формирования сигналов, алгоритмов совместного многостепенного управления параметрами сигналов и угловым положением диаграммы

---

<sup>22</sup> Ермаков Г.В. Анализ возможностей применения выпуклых ФАР для фокусировки электромагнитного излучения / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Шоста наукова конференція "Новітні технології – для захисту повітряного простору" Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба (14-15 квітня 2010 року) – Х.: ХУПС, 2010. – С. 145-146.

<sup>23</sup> Ермаков Г.В. Фокусировка электромагнитного излучения цилиндрической фазированной антенной решеткой с пространственно-фазо-частотным управлением / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ДП "ЦНДІ НУ", 2010. – Вып. СУНЗ-3(15). – С.58-62.

<sup>24</sup> Вольперт А.Р. К измерению диаграмм направленности сфокусированных антенных решеток в ближней зоне / А.Р. Вольперт // Антенны. Сб. НТО радиотехники и электросвязи им. А.С. Попова. – Москва: Связь, 1969. – Вып. 6. – С. 79-88.

<sup>25</sup> Саломонович А.Е. Об измерении параметров остронаправленных антенн в ближней зоне / А.Е. Саломонович, Б.В. Брауде, Н.А. Есепкина // Радиотехника и электроника. – 1969. – № 6. – С. 67-78.

<sup>26</sup> Содин Л. Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) / Л. Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36, № 5. – С. 1014-1022.

<sup>27</sup> Содин Л. Г. Импульсное излучение антенны с круглой апертурой, возбужденной единичным скачком тока (переходная диаграмма) / Л. Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1992. – Т. 37, № 10. – С. 1783-1787.

<sup>28</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. –Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

<sup>29</sup> Ziolkowski R. W. New Electromagnetic Directed Energy Pulses / R. W. Ziolkowski // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. – 1988. – Vol. 873. – P. 312-319.

<sup>30</sup> Felsen L. B. Discretized Beam Methods For Focused Radiation From Distributed Aperture / L. B. Felsen // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. – 1988. – Vol. 873. – P. 320-328.

направленности, а также большинства основных СВЧ элементов каналов передающих ФАР.

Известны методы фокусировки ЭМИ на основе взаимосогласованного пространственного, фазового и частотного (ПФЧ) или временного (ПФВ) управления излучаемыми сигналами в передающих плоских ФАР и многопозиционных системах излучателей (МСИ)<sup>31</sup>. Дополнительные степени свободы при управлении дают возможность не только формировать в пространстве мощные короткие пространственно-временные импульсы на радиочастоте, но и быстро (за усредненную длительность радиоимпульсов одиночных излучателей) сканировать сфокусированным потоком электромагнитного излучения вдоль заданных отрезков прямых. Однако синтезированные в квадратичные законы пространственно-фазового и пространственно-частотного управления излучаемыми сигналами еще сравнительно сложны в аппаратурной реализации, поскольку требуется использовать дополнительное пространственно-временное управление сигналами в каждом канале для ограничения области сканирования. Это приводит к увеличению габаритов и стоимости, как передающих плоских ФАР, так и МСИ.

Указанные обстоятельства определили необходимость дальнейшего развития методов фокусировки ЭМИ на основе взаимосогласованного ПФЧ управления излучаемыми сигналами, исключающих эффект дополнительного сканирования ПВС в заданной окрестности точки пространства, снижающих энергетические потери и упрощающих их реализацию. Такой метод фокусировки ЭМИ на основе более простых в реализации одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре передающих плоских ФАР и МСИ<sup>32,33</sup>.

К настоящему времени известны различные и рассматриваемые, как правило, независимо друг от друга, методы фокусировки электромагнитного излучения, реализуемые с помощью зеркальных антенн, ФАР и МСИ<sup>34,35,36,37,38</sup>. Наибольшие возможности и гибкость управления параметрами

---

<sup>31</sup> Gomozov V.I. Spatial-Frequency-Phase-Time Modulation of radio Pulses in transmitting PPA / V.I. Gomozov // Междунар. конф. "Теория и техника антенн" (МКТТА-95), Х., Украина, ноябрь 1995.

<sup>32</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. – Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

<sup>33</sup> Гомозов В. И. Метод формирования последовательностей сфокусированных пространственно-временных импульсов при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре плоских ФАР / В. И. Гомозов, А. В. Гомозов, С. В. Титов // Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. – 2002. – № 130. – С. 33-38.

<sup>34</sup> Ziolkowski R. W. New Electromagnetic Directed Energy Pulses / R. W. Ziolkowski // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. – 1988. – Vol. 873. – P. 312-319.

<sup>35</sup> Gomozov V.I. Spatial-Frequency-Phase-Time Modulation of radio Pulses in transmitting PPA / V.I. Gomozov // Междунар. конф. "Теория и техника антенн" (МКТТА-95), Х., Украина, ноябрь 1995.

<sup>36</sup> Содин Л. Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) / Л. Г. Содин // Ра-

сфокусированного ЭМИ обеспечиваются с помощью ФАР и МСИ. При этом возможны различные методы управления фокусировкой.

В литературе рассмотрена фокусировка ЭМИ в зоне Френеля зеркальных антенн и плоских ФАР конечных размеров на основе пространственно-фазового управления непрерывными монохроматическими и длинными простыми импульсными сигналами<sup>39,40,41</sup>. Показано, что в первой половине зоны Френеля плоских ФАР фокусировка ЭМИ реализуется путем установки преднамеренных квадратичных фазовых сдвигов или временных задержек с опережением к краям апертуры при одинаковых несущих частотах сигналов всех излучателей. В зеркальных антеннах на несущей частоте излучения она реализуется путем создания специальной формы поверхности отражающего зеркала или установки облучателя вне фокуса зеркала. Выявлен выигрыш за счет фокусировки в величине напряженности электрического поля по сравнению со случаем синфазного возбуждения в зеркальных антенн и ФАР до 15...30 дБ на расстояниях 0,01...0,1 относительно дальней границы зоны Френеля.

Пространственно-фазовое управление излучаемыми сигналами является одним из основных при всех других известных методах фокусировки ЭМИ. Важное его достоинство состоит в простоте технической реализации. Достоинством является также возможность фокусировки ЭМИ с фиксацией максимума уровня поля в заданной точке пространства. Основными недостатками являются необходимость наличия крупноапертурных антенн для фокусировки ЭМИ на больших дальностях, существенная зависимость протяженности сфокусированного ЭМИ от дальности до точки фокусировки и обеспечение фокусировки только в первой половине зоны Френеля.

В некоторых источниках<sup>42,43</sup> рассмотрена фокусировка коротких сиг-

---

диотехника и электроника. – 1991. – Т. 36, № 5. – С. 1014-1022.

<sup>37</sup> Седин Л. Г. Импульсное излучение антенны с круглой апертурой, возбужденной единичным скачком тока (переходная диаграмма) / Л. Г. Седин // Радиотехника и электроника. – 1992. – Т. 37, № 10. – С. 1783-1787.

<sup>38</sup> Felsen L. B. Discretized Beam Methods For Focused Radiation From Distributed Aperture / L. B. Felsen // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. – 1988. – Vol. 873. – P. 320-328.

<sup>39</sup> Вольперт А.Р. К измерению диаграмм направленности сфокусированных антенных решеток в ближней зоне / А.Р. Вольперт // Антенны. Сб. НТО радиотехники и электросвязи им. А.С. Попова. – Москва: Связь, 1969. – Вып. 6. – С. 79-88.

<sup>40</sup> Bickmore R.W. On focusing electromagnetic radiators. // Can. J. Phys. – 1957. – V. 35. – P. 1292-1298.

<sup>41</sup> Евсеев А.С. К вопросу и статистике поля сфокусированных систем / А.С. Евсеев // Антенны. Сб. НТО радиотехники, электроники и связи им. Попова. – М.: Связь, 1972. – Вып. 15. – С. 46-55.

<sup>42</sup> Седин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Седин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

<sup>43</sup> Felsen L. B. Discretized Beam Methods For Focused Radiation From Distributed Aperture / L. B. Felsen // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. – 1988. – Vol. 873. – P. 320-328.

налов на основе взаимосогласованного пространственного, амплитудного, фазового, частотного и временного управлений их параметрами с помощью плоских ФАР бесконечных размеров, а так же<sup>44</sup> – с помощью плоских ФАР конечных размеров. Рассмотрены исследования пространственно-временные и энергетические характеристики импульсов сфокусированного ЭМИ, условия обеспечения концентрации энергии в узкой пространственно-временной области<sup>45</sup>. Показано, что возбуждение антенны такими импульсами с фазовыми или временными задержками, квадратично зависящими от координат излучателей в плоскости ФАР, и с указанными амплитудной или частотной модуляциями позволяет обеспечить фокусировку ЭМИ на больших расстояниях с сохранением их формы в выбранной точке или заданном угловом направлении. Основным достоинством этих методов фокусировки является то, что в точке фокусировки возможно создание мощных коротких наносекундных импульсов ЭМИ. Основным недостатком является необходимость реализации принципиально новых сверхширокополосных устройств формирования сигналов и элементов каналов передающих ФАР.

В некоторых работах рассмотрены более эффективные методы фокусировки ЭМИ на основе взаимосогласованного пространственно-фазо-частотного и пространственно-фазо-частотно-временного (ПФЧВ) управления сигналами в плоских ФАР конечных размеров<sup>46</sup>. Эти методы лишены большинства недостатков и объединяют основные достоинства указанных выше методов. Основными их достоинствами являются обеспечение высокой концентрации энергии сфокусированных ЭМИ в узких пространственно-временных интервалах (вплоть до наносекундных) в первой половине зоны Френеля, сохранение их формы при распространении в заданном угловом направлении во второй половине зоны Френеля и в зоне Фраунгофера; несущественная зависимость протяженности вдоль направления распространения от размеров апертуры передающей ФАР и обеспечение высокой скорости сканирования сфокусированного ЭМИ (за время усредненной длительности импульсов излучателей) в пределах заданного в про-

---

<sup>44</sup> Воскресенский Д.И. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета) / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филиппов. – М.: Сов. радио, 1978. – 301 с.

<sup>45</sup> Содин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

<sup>46</sup> Формирование направленного пространственно-временного импульса путем пространственно-частотно-фазовой модуляции сигналов в каналах передающей ФАР / В.А. Александров, Ю.П. Бабков, В.И. Гомозов и др. // НТ сб. "Научные проблемы совершенствования радиоэлектронных средств и систем ПВО с использованием новых технических решений и принципов построения". – Х.: ВИРТА, 1991. – Вып. 28. С. 174-182.

странстве отрезка прямой. Вариант, для плоской ФАР конечных размеров с изотропными излучателями непрерывных монохроматических и простых импульсных сигналов синтезированы взаимосогласованные законы ПФЧ и ПФЧВ управления. Показано, что во второй половине зоны Френеля и в зоне Фраунгофера протяженность по времени импульса сфокусированного ЭМИ постоянна и обратно пропорциональна максимальному разнесу несущих частот сигналов излучателей по раскрытию ФАР. Для ФАР конечных размеров с изотропными излучателями импульсных сложных линейно-частотно-модулированных сигналов с малыми и средними значениями баз – дана оценка ряда параметров пространственно-временных характеристик фокусировки ЭМИ на основе взаимосогласованного ПФЧ управления. Показано, что в области сфокусированного ЭМИ исходная частотно-временная структура излучаемых сигналов при этом практически полностью сохраняется, а за пределами области фокусировки в зоне Френеля и заданного углового направления распространения в зоне Фраунгофера частотно-временная структура излучения имеет шумоподобный характер.

Рассмотрены методы фокусировки ЭМИ на основе взаимосогласованного ПФЧ и ПФЧВ управления сигналами в МСИ при произвольном распределении в пространстве источников излучения. Показана возможность формирования мощных локальных радиоимпульсов при совместной работе нескольких РЛС и синтезированы необходимые для этого законы взаимосогласованного ПФЧ и ПФЧВ управления таких источников излучения<sup>47</sup>.

Таким образом, проведенный обзор и краткий анализ работ по фокусировке ЭМИ в передающих плоских ФАР и МСИ показывает, что все известные в настоящее время методы фокусировки, несмотря на их многообразие, можно классифицировать по способам управления параметрами сигналов в передающих каналах.

### **1.3 Анализ воздействий ЭМИ на радиоэлектронные системы БПЛА**

Физической основой ЭМО является создание в районе цели мощного электромагнитного излучения, приводящего к деградиационным процессам в полупроводниковых приборах радиоэлектронной аппаратуры. При этом

---

<sup>47</sup> Формирование мощных радиоимпульсов в заданном объеме пространства при совместной работе нескольких РЛС для функционального подавления и поражения РЭС / В.А.Александров, Ю.П. Бабков, А.В. Гомозов, С.В. Заваржин // Темат. науч.-техн. сб. "Научные проблемы теории и техники радиотехнического вооружения и средств автоматизированного управления". – Х.: ВИРТА ПВО, 1992. – Вып. 31. – С. 180-191.

различают функциональное подавление и функциональное поражение. В первом случае понимается такое состояние, при котором наблюдается кратковременное или длительное нарушение работоспособности, связанное с обратимыми (восстанавливаемыми или частично восстанавливаемыми) отказами полупроводниковых элементов. Во втором случае – такое состояние, при котором после воздействия на нее электромагнитного излучения в аппаратуре возникают необратимые процессы, вследствие которых возникают отказы или неисправности полупроводниковых элементов, что приводит к неправильному ее функционированию или полной потере работоспособности.

Результатом воздействия ЭМИ на бортовое оборудование БПЛА, с целью решения задачи ФП, могут быть деградация наиболее чувствительных к энергетическим перегрузкам или к полемому пробую радиоэлектронных элементов<sup>48,49,50</sup>, в результате чего возникает необратимый выход из строя (при полной потере работоспособности) основных функциональных устройств передающей радиoliniи БПЛА (например, модулятора, состоящего из устройств автоматической регулировки усиления, смесителя, двухтактного усилителя, фильтров), процессоров и оперативных запоминающих элементов управляющих спецвычислителей или ПЭВМ<sup>51,52,53,54</sup>.

Вследствие малых размеров полупроводниковых переходов для рассеивания энергии на них при тепловом характере поражения (режим непрерывного или одноимпульсного воздействия с крутыми передними фронтами) требуется время воздействия, превышающее время тепловой релаксации, которое для полупроводниковых элементов СВЧ-диапазона

---

<sup>48</sup> Ясечко М.М. Огляд механізмів деградації радіоелементів при функціональному придавленні / М.М. Ясечко // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС, 2009. – Вип. 4 (20). – С.189-192.

<sup>49</sup> Формирование направленного пространственно-временного импульса путем пространственно-частотно-фазовой модуляции сигналов в каналах передающей ФАР / В.А. Александров, Ю.П. Бабков, В.И. Гомозов и др. // НТ сб. "Научные проблемы совершенствования радиоэлектронных средств и систем ПВО с использованием новых технических решений и принципов построения". – Х.: ВИРТА, 1991. – Вып. 28. С. 174-182.

<sup>50</sup> Содин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

<sup>51</sup> Содин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

<sup>52</sup> Формирование направленного пространственно-временного импульса путем пространственно-частотно-фазовой модуляции сигналов в каналах передающей ФАР / В.А. Александров, Ю.П. Бабков, В.И. Гомозов и др. // НТ сб. "Научные проблемы совершенствования радиоэлектронных средств и систем ПВО с использованием новых технических решений и принципов построения". – Х.: ВИРТА, 1991. – Вып. 28. С. 174-182.

<sup>53</sup> Крылов В. Перспективы развития техники и технологии систем радиоэлектронной борьбы / Виктор Крылов, Константин Никошов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – № 6. – С. 44-47.

<sup>54</sup> Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы / О. В. Викулов, В. Д. Добыкин, В. В. Дрогалин, В. Д. Казаков и др. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – № 12. – С. 3-16.

имеет значения от 0,1...1 мкс и менее<sup>55,56,57</sup>. С учетом полевого эффекта следует ожидать эффективного воздействия ЭМИ на такие элементы при длительностях импульсов, меньших этих значений<sup>58,59,60</sup>. В свою очередь, учитывая возможное наличие в перспективных БПЛА быстродействующих средств защиты от мощных ЭМИ, нужно стремиться к созданию воздействующих импульсов на порядок менее 0,1 мкс (наносекундной длительности)<sup>61,62,63</sup>.

Технология ФП предусматривает использование ЭМИ малой длительности (от долей до десяти наносекунд) с шириной спектра до 10 ГГц и большой мощности (от сотен МВт до единиц ГВт). Возможны два варианта воздействия таких ЭМИ на электронную аппаратуру при решении задач ФП: внутрисполосное или внеполосное<sup>64</sup>. Напряжение (электромагнитное поле) наводится в систему противника либо через ее антенну, купол или другие чувствительные элементы, либо через внешние элементы – отверстия, двери, металлическую арматуру и т.д., и затем наводит напряжение (паразитное электромагнитное поле) на линии электроснабжения и передачи данных. Попав внутрь, напряжение (поле) может выводить из строя или нарушать работу электронных схем, их компонентов и систем управления программным обеспечением. Собственно электронная схема устройства передает импульс и вызывает более глубокое повреждение электронных систем.

Внутрисполосные способы ФП являются энергетически наиболее выгодными, но требуют исходных данных о технических характеристиках

---

<sup>55</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

<sup>56</sup> Содин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

<sup>57</sup> Усыченко В.Г. Выгорание сверхвысокочастотных диодов и транзисторов под воздействием видеоимпульсов разной полярности и длительности / В.Г.Усыченко, А.В. Якимов, Л.Н. Сорокин // Радиотехника и электроника. – 2002. – Том 47, № 9. – С. 1138-1144.

<sup>58</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

<sup>59</sup> Кравченко В.И. Оружие на нетрадиционных физических принципах: Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко. – Х.: Изд-во – "НТМТ", 2009. – 266 с.

<sup>60</sup> Усанов Д.А. Воздействие мощного микроволнового излучения на полупроводниковые диодные структуры в цепях СВЧ / Д.А.Усанов, А.В. Скрипаль // Радиоэлектроника. – 2003. – № 3. – С. 40-48.

<sup>61</sup> Ясечко М.М. Функціональні ураження радіоелектронних пристроїв при застосуванні багаточастотних просторово-часових сигналів / М.М. Ясечко, Г.В. Єрмаков // 18 науково-практична конференція "Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення" ЖВІ НАУ ім. С.П. Корольова (15 квітня 2011 року) – Житомир: ЖВІ НАУ, 2011. – С.117.

<sup>62</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

<sup>63</sup> Keith Florig H. High power microwave coupling and effects on electronics // Annales de Physique. – 1989. – Vol. 14, № 2. – P. 101-118.

<sup>64</sup> Wollmann G. Directed Energy Weapons: Fact or Fiction? / G. Wollmann // A Survey of Technologies and Activities Military Technology. – 2003. – №4. – P. 80-85.

поражаемых или подавляемых РЭА, например, о рабочей частоте и полосе пропускания приёмных устройств, тактовой частоте управляющих спецвычислителей и компьютеров, резонансной частоте конструкций крепежа радиоэлектронных элементов на платах и т. д., а также соответствующей настройки по частоте на требуемое значение средства ФП. Эти способы наиболее эффективны при реализации ФП приёмных устройств РЭА. Потери энергии воздействующего ЭМИ при прохождении через входные цепи приёмника РЭС в данном случае зависят от соотношения между полосой пропускания приёмного тракта и шириной спектра воздействующего ЭМИ. В большинстве случаев эти потери не превышают - (10...15) дБ <sup>65</sup>.

Внеполосные способы ФП не требуют исходных данных по рабочему диапазону частот и ряду других технических характеристик подавляемых или поражаемых РЭА. Воздействие, например, на приёмные устройства РЭА осуществляется на любых частотах вне их полос пропускания, если в них используются коаксиальные фидерные тракты. Если в приёмных устройствах на входах используются волноводы, то частота воздействующего ЭМИ  $f_v$  должна выбираться выше критических частот волноводных трактов  $f_{кр}$ . При этом необходимо учитывать потери энергии воздействующего ЭМИ в волноводе, связанные, в частности, с многомодовым характером распространения сигналов в волноводах и с подавлением сигналов из-за несовпадения спектров воздействующих ЭМИ с рабочими полосами амплитудно-частотных характеристик используемых в фидерных трактах и в качестве функциональных элементов приёмных устройств СВЧ и полосовых фильтров. Результирующие потери энергии воздействующих ЭМИ за счёт этого могут достигать - (30...40) дБ <sup>66</sup>.

При внеполосных способах ФП управляющих спецвычислителей и компьютеров РЭА необходимая для этого мощность воздействующих ЭМИ существенно зависит как от характеристик радиоэлектронных элементов, так и от конструктивного исполнения РЭА (в частности, от конструкции и характеристик экранирующих элементов, размеров и формы имеющихся технологических отверстий, используемых элементов монтажа, взаимного расположения радиоэлектронных элементов на монтажных платах и т.д. <sup>67</sup>). Поэтому для оценок требуемой мощности воздействующей

---

<sup>65</sup> Панов В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ средств функционального поражения / Виктор Панов, Артур Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10 – С. 22 – 24.

<sup>66</sup> Панов В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ средств функционального поражения / Виктор Панов, Артур Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10 – С. 22 – 24.

<sup>67</sup> 98. Окресс Э. СВЧ энергетика / Окресс Э. – М.: Издательство Мир, 1972. – 320 с.

щих ЭМИ предпочтительнее использовать результаты специальных экспериментальных исследований по устойчивости данного типа устройств к воздействию ЭМИ малой длительности и большой мощности<sup>68,69,70</sup>.

Сопоставление возможностей средств ФП, использующих ЭМИ малой длительности и большой мощности, с возможностями традиционных способов поражения РЭА позволяет выделить следующие присущие таким средствам достоинства:

- расширение круга решаемых задач, в том числе выведение из строя пассивных РЭА, не излучающих в пространство;

- эффективное воздействие на РЭА, обладающих высокой помехозащищённостью, а также имеющих специальные устройства защиты от энергетических перегрузок;

- снижение требований к качеству и точности необходимой исходной информации о РЭА при реализации внеполосного ФП (о рабочих диапазонах частот, параметрах сигналов и др.);

- минимум разрушительных последствий для окружающей среды и, в ряде случаев, сохранение жизни обслуживающего персонала поражаемого РЭА, особенно наземного и надводного базирований.

Результаты воздействия ЭМИ высокой мощности зависят от расстояния между источником излучения и целью, уязвимости цели, генерируемой энергии и от спектральных характеристик излучения, включающих частоту, ширину полосы частот, фронты и длительность импульса. По приблизительным нормам рассматриваются 4 уровня воздействия<sup>71</sup>:

- помехи: источник ЭМИ создает напряженность электромагнитного поля в диапазоне рабочих частот приемного устройства цели; эта напряженность такая же по величине или больше полезного сигнала – приемное устройство не может выделить полезный сигнал;

- ложная информация: наведенный электромагнитный сигнал создает ложную информацию на приемном устройстве;

---

<sup>68</sup> LoVetri J. Microwave interaction with a personal computer: Experiment and modeling / J. LoVetri, A.T.M. Wilbers, A.P.M. Zwamborn // Proc. of the 13th Int. Zurich Symposium, Zurich, Switzerland. – 1999. – P. 203.

<sup>69</sup> Studies of electromagnetic radiation of ultra-short duration pulse interference on UHF electronics devices / N. P. Gadetski, I. I. Magda, K. A. Kravtsov [and oth.] // AMEREM'96 Conference, Book of Abstracts. Albuquerque, USA. – 1996. – P. 79.

<sup>70</sup> Воздействие СШП сигналов УКД на приемно-усилительный тракт СВЧ-диапазона: материалы 4-ой Крымской конференции ["СВЧ-техника и спутниковый прием"], (Севастополь, 23–25 апр. 1994 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1994. – 353 с.

<sup>71</sup> Wollmann G. Directed Energy Weapons: Fact or Fiction? / G. Wollmann // A Survey of Technologies and Activities Military Technology. – 2003. – №4. – P. 80-85.

– переходная дестабилизация: наведенное напряжение воздействует на логическое состояние электронного компонента;

– не устранимое повреждение: полупроводниковые переходы подвергаются воздействию перенапряжения, что выводит их из строя.

Первые три уровня относятся к функциональному подавлению, четвертый известен в литературе как функциональное поражение.

На сегодняшний день известны три принципиально отличающиеся направления реализации средств ФП с малой длительностью мощных ЭМИ:

1. Искровых и полупроводниковых генераторов видеоимпульсов;
2. Релятивистских генераторов СВЧ радиоимпульсов;
3. Передающих многопозиционных систем излучения (МСИ) и фазированных антенных решеток с управляемой фокусировкой ЭМИ.

Эти направления существенно различаются как по структуре формируемых полей, так и с точки зрения технологии их формирования.

С точки зрения структуры полей указанные различия, в первую очередь, обусловлены их спектральными характеристиками: сверхширокополосные сигналы не имеют высокочастотного заполнения и их спектр принципиально может занимать область частот 0,1...10 ГГц и более<sup>72,73,74,75</sup>; СВЧ импульсы генерируются на определенной несущей частоте и их спектр может занимать любое место в пределах всего радиочастотного диапазона<sup>76,77,78</sup>. Особенности спектра СШП сигналов создают серьезные

---

<sup>72</sup> Коробко А.И. Принудительный останов двигателей внутреннего сгорания движущихся автомобилей с помощью сверхмощного генератора импульсного электромагнитного поля субнаносекундного диапазона «Автоарестор БД» / А.И. Коробко // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том VI. Международная конференция «Электромагнитная совместимость». – Х.: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. С.173-174.

<sup>73</sup> Ziolkowski R. W. New Electromagnetic Directed Energy Pulses / R. W. Ziolkowski // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. – 1988. – Vol. 873. – P. 312-319.

<sup>74</sup> Власик С.Н. Оценка возможностей применения сверхширокополосных сигналов для блокирования радиоуправляемых взрывных устройств / С.Н. Власик // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІНУ, 2009. – Вип. 3 (11). – С. 41-44.

<sup>75</sup> Воздействие СШП сигналов УКД на приемно-усилительный тракт СВЧ-диапазона: материалы 4-ой Крымской конференции [СВЧ-техника и спутниковый прием"], (Севастополь, 23–25 апр. 1994 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1994. – 353 с.

<sup>76</sup> Коробко А.И. Принудительный останов двигателей внутреннего сгорания движущихся автомобилей с помощью сверхмощного генератора импульсного электромагнитного поля субнаносекундного диапазона «Автоарестор БД» / А.И. Коробко // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том VI. Международная конференция «Электромагнитная совместимость». – Х.: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. С.173-174.

<sup>77</sup> Седин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Седин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

<sup>78</sup> Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов / Г.А. Месяц. – М.: Советское радио, 1974. – 256 с.

проблемы для работы других радиотехнических средств группировки в силу непрерывности их спектра, а также направленного излучения на объект поражения; для СВЧ излучений такая канализация реализуется обычными антенными системами (рупорной, зеркальной, ФАР).

СВЧ излучение наряду с пространственной направленностью обладает также и частотно-избирательным воздействием, что при определенном выборе диапазона частот (внутриполосном подавлении) существенно повышает его эффективность при прохождении через входные приемные тракты приемо-передающих радиолиний.

Наименее изученными являются средства ФП, относящиеся к первому направлению. Они требуют для их реализации создания принципиально новых генераторных и антенно-фидерных устройств и не могут создаваться на существующей элементной базе. Кроме этого, оружие с широкой или сверхширокой полосой частот (СШП сигналы) создает такой импульс у цели, при котором широкая полоса частот "предлагается" цели, и цель сама поглощает энергию на частотах, у которых поглощение является высоким. Под СШП сигналом понимается сигнал видеоимпульсного типа наносекундной длительности с большой относительной шириной спектра ( $\Delta f / f_{cp} \approx 1$ ,  $\Delta f$  - ширина спектра зондирующего сигнала,  $f_{cp}$  - средняя частота). Это означает, что оружие со сверхширокой полосой частот не предназначено для поражения одной определенной системы или класса систем, но оно может использоваться скорее для подавления широкого диапазона разных систем. Это оружие не полагается на точное знание характеристик цели. При использовании СШП сигналов ряд классических определений теории антенн, радиолокации становятся непригодными в силу большой относительной ширины спектра зондирующего сигнала. Это относится к таким традиционно используемым понятиям, как эффективная поверхность рассеяния, диаграмма направленности, коэффициент усиления и др., в связи с этим возникает необходимость применения новых методов расчета характеристик СШП антенных систем<sup>79,80,81</sup>.

---

<sup>79</sup> Зависимость эффективной площади рассеивания плоской металлической пластины от угла поворота цели в горизонтальной плоскости при облучении ее коротким сигналом наносекундной длительности видеоимпульсного типа : материалы 3 Международной молодежной научно-технической конференции студентов, аспирантов и ученых ["Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2007"], (Севастополь, 16-21 апр. 2007 г.) / М-во образования и науки Украины. – С.: СевНТУ, 2007. – 67 с.

<sup>80</sup> Оценка энергетических соотношений для СШП радиолокационных систем при решении задачи обнаружения и измерения координат воздушной цели / Г.В. Ермаков, О.Л. Смирнов, М.Г. Иванец [и др.] // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2007. – Вип. 1. – С. 42 – 45.

<sup>81</sup> Пространственно-временные энергетические характеристики радиолокационного канала при сверхширокополосном зондировании : матеріали 3 науково-технічної конференції ХУПС імені Івана

В рамках второго направления принципиально можно создать СВЧ импульсы высокой мощности с использованием генераторных ламп<sup>82</sup>: магнетронов, клистронов, виркаторов, гиротронов и т. п. В качестве примера приведем американский комплекс "Джипси"<sup>83</sup>, предназначенный для функционального воздействия на радиоэлектронную аппаратуру и выполненный в мобильном варианте на основе СВЧ генератора виркаторного типа.

Для получения необходимой большой импульсной мощности можно использовать несколько разнесенных источников излучения и наводить их в одну точку пространства<sup>84</sup>.

По сравнению с традиционными средствами помехово-огневого воздействия, средства ФП с малой длительностью воздействующих импульсов имеют следующие принципиальные достоинства:

- расширение круга решаемых задач, в том числе выведение из строя пассивных систем, неизлучающих в пространство, электронных элементов и функциональных устройств, входящих в различные системы управления;

- эффективное воздействие на полупроводниковые элементы приемопередающих радиолиний, имеющие в своем составе современную автокомпенсационную и другую аппаратуру защиты от помех;

- снижение в ряде случаев требований к качеству необходимой развединформации (по частотному диапазону, параметрам и видам сигналов подавляемых БПЛА);

- существенное снижение разрушительных последствий для окружающей среды.

Средства ФП, разрабатываемые в рамках первых двух направлений, хотя и обладают указанными выше достоинствами, имеют существенный недостаток: требуют создания специальных принципиально новых генераторных и антенно-фидерных устройств; необходимо принимать дополнительные меры по обеспечению электромагнитной совместимости.

Создаваемые в рамках третьего направления средства ФП предполагают фокусировку электромагнитного поля, излучаемого ФАР. Под фоку-

---

Кожедуба, (Харків, 28-29 бер. 2007 р.) / М-во Оборони України. – Х.: ХУПС імені Івана Кожедуба, 2007. – 45 с.

<sup>82</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

<sup>83</sup> Власик С.Н. Оценка возможностей применения сверхширокополосных сигналов для блокирования радиоуправляемых взрывных устройств / С.Н. Власик // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІНУ, 2009. – Вип. 3 (11). – С. 41-44.

<sup>84</sup> Гомозов В. И. Метод формирования последовательностей сфокусированных пространственно-временных импульсов при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре плоских ФАР / В. И. Гомозов, А. В. Гомозов, С. В. Титов // Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. – 2002. – № 130. – С. 33-38.

сировкой ЭМИ будем понимать создание в зоне Фраунгофера в заданной точке пространства пространственно-временного сигнала наносекундной длительности путем синфазного сложения полей от отдельных излучателей ФАР с амплитудным, частотным и фазовым распределениями токов по излучающей апертуре, достаточным для ФП радиотехнических систем БПЛА. В отличие от известных работ по этой тематике<sup>85,86,87,88,89,90,91,92,93</sup>, где рассматриваются плоские апертуры ФАР или многопозиционные системы, рассмотрению будет подлежать цилиндрическая фазированная антенная решетка.

Средства ФП с фокусировкой ЭМИ обладают условной скрытностью, в определенной степени свойствами ЭМС и могут быть реализованы с использованием промышленно выпускаемых генераторов и антенно-фидерных устройств. Кроме этого, они могут обеспечить излучение одним элементом ФАР мощность, на несколько порядков меньшую, чем мощность, излучаемая образцами, разрабатываемыми в рамках первого и второго направлений, за счет сложения полей от отдельных излучателей. Таким образом, третье направление создания средств ФП БПЛА с наносекундной длительностью воздействующих импульсов может быть основано

---

<sup>85</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. –Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

<sup>86</sup> Гомозов В. И. Метод формирования последовательностей сфокусированных пространственно-временных импульсов при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре плоских ФАР / В. И. Гомозов, А. В. Гомозов, С. В. Титов // Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. – 2002. – № 130. – С. 33-38.

<sup>87</sup> Фокусировка электромагнитного излучения на основе пространственно-фазово-частотно-временного управления сигналами в ФАР и разнесенных системах излучателей: сборник научных трудов по материалам 1-го Международного радиоэлектронного Форума ["Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития"], (Харьков, 8–10 окт. 2002 г.) / М-во образования и науки Украины, Харк. национ. ун-т радиоэлектроники. – Х. : Харк. национ. ун-т радиоэлектроники, 2002. – 435 с.

<sup>88</sup> Титов С. В. Применение пространственно-фазово-частотного фокусирования плоской ФАР для функционального поражения радиотехнических средств короткими импульсами / С. В. Титов // Збірник наукових праць ХВУ. – 2003. – № 1(44). – С. 97-101.

<sup>89</sup> Формирование мощных радиоимпульсов в заданном объеме пространства при совместной работе нескольких РЛС для функционального подавления и поражения РЭС / В.А.Александров, Ю.П. Бабков, А.В. Гомозов, С.В. Заваржин // Темат. науч.-техн. сб. "Научные проблемы теории и техники радиотехнического вооружения и средств автоматизированного управления". – Х.: ВИРТА ПВО, 1992. – Вып. 31. – С. 180-191.

<sup>90</sup> Gomozov V.I. Spatial-Frequency-Phase-Time Modulation of radio Pulses in transmitting PPA / V.I. Gomozov // Междунар. конф. "Теория и техника антенн" (МКГТА-95), Х., Украина, ноябрь 1995.

<sup>91</sup> Формирование направленного пространственно-временного импульса путем пространственно-частотно-фазовой модуляции сигналов в каналах передающей ФАР / В.А. Александров, Ю.П. Бабков, В.И. Гомозов и др. // НТ сб. "Научные проблемы совершенствования радиоэлектронных средств и систем ПВО с использованием новых технических решений и принципов построения". – Х.: ВИРТА, 1991. – Вып. 28. С. 174-182.

<sup>92</sup> Гомозов В.И. Новый метод фокусировки электромагнитных излучений / В.И. Гомозов, А.В. Гомозов // Антенны. - 2001. – Вып. 3(49). – С. 54-60.

<sup>93</sup> Гомозов А.В. Применение пространственного фазового, частотного и временного управления при излучении и приеме сигналов в РТС специального назначения: дисс... канд. техн. наук: 05.12.21 – Х.: НИИРИ, 1999. – 257 с.

на управляемой фокусировке ЭМИ в передающих цилиндрических ФАР средств ФП, которые обладают рядом преимуществ перед плоскими ФАР.

#### **1.4 Физические процессы в РЭА при воздействии мощных коротких импульсов**

В результате взаимодействия импульсных помех с элементами и узлами электронной аппаратуры могут наблюдаться два основных эффекта, приводящих к временному или катастрофическому отказу в работе объектов. Первый из них связан с наведением на конструктивных элементах (выводы полупроводниковых элементов, полосы печатных плат и т.д.) СВЧ-мощности, которая в свою очередь приводит к электрическим перегрузкам («антенный эффект»). Второй механизм связан с непосредственным взаимодействием импульса со структурой полупроводникового элемента.

Значения амплитуд электрических сигналов, наводимых в контурах схем, которые можно рассматривать как антенны, в основном определяются следующими факторами<sup>94</sup>:

- параметрами сигнала (мощностью  $P$ , частотой заполнения  $f$ , длительностью импульса  $\tau_{и}$ );
- геометрическими размерами и конструктивными особенностями элементов, их взаимной ориентацией;
- электрическим режимом работы схем;
- конструктивным расположением монтажа схем относительно корпуса аппаратуры и т.д.

Существенное влияние на работоспособность элементов могут оказать наводки СШП сигналов на кабельные линии, антенно-фидерные устройства и межблочные соединения.

Для мощных сигналов ультракороткой длительности наиболее уязвимыми являются элементы приемо-передающего тракта РЭС (ограничители, маломощные усилители, смесители и т.п.)<sup>95</sup>.

Отметим, что наряду с электрическими перегрузками в устройствах с использованием полупроводниковых приборов, следует учитывать эффекты, связанные непосредственно с взаимодействием сигнала с электронной

---

<sup>94</sup> Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В. В. Антипин, В. А. Годовицын, Д. В. Громов [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – № 1. – С. 37 – 53.

<sup>95</sup> Garver R. V. Assessment methodology for radio frequency effects (RFE) / R. V. Garver, J. T. Tatum // IEEE Nat. Symp. EMC, Denever, Calo. – 1989. – P. 137 – 142.

подсистемой полупроводника. В этом случае следует учитывать изменение параметров глубоких энергетических уровней в полупроводнике, приводящих к изменению процессов генерации-рекомбинации<sup>96,97</sup>. Указанные эффекты приводят к деградации вольт-амперных характеристик р-п-переходов полупроводниковых приборов и изменению режима функционирования радиоэлемента.

Наиболее критическими эффектами в полупроводниковых структурах, подвергающихся воздействию электромагнитного импульса представляются неустойчивости распределения тока по поперечному сечению областей полупроводникового элемента и процессы лавинного умножения носителей<sup>98</sup>. При этом любые флуктуации (неоднородности распределения легирующих примесей, соединительные контакты, дефекты на поверхности и в объеме структуры и т.д.) могут служить областью повышенной плотности тока. Указанные физические эффекты в ряде случаев являются причиной изменения электрических и функциональных характеристик полупроводниковых элементов (сбоев, переключений, появление ложных или искажение полезных сигналов) при воздействии ЭМИ с последующим восстановлением рабочих характеристик. Это связано с процессами, когда энергия импульса недостаточна для развития в элементах схем электрических и тепловых процессов, приводящих к катастрофическим пробоям. С точки зрения построения моделей поведения полупроводниковых элементов, при воздействии мощных ультракоротких сигналов в литературе основное внимание сфокусировано на первичных эффектах, связанных с лавинным и туннельным пробоем, а также пробоем подзатворного диэлектрика. Причем, среди вторичных эффектов катастрофические повреждения являются в большинстве случаев результатом теплового вторичного пробоя.

Первичные эффекты в полупроводниковых элементах при воздействии импульсных микроволновых помех в большинстве случаев определяются механизмами лавинного и туннельного пробоя<sup>99</sup>. К вторичным эффектам относятся тепловой вторичный пробой, токовый вторичный пробой и эффект «защелкивания».

---

<sup>96</sup> . Kocot C. Backgating in GaAs MESFETs / C. Kocot, C. A. Stolter // IEEE Trans. – 1982. – Vol. ED-29, № 7. – P. 1059 – 1064.

<sup>97</sup> Reduction of long-term transient radiation response in ion implanted GaAs FETs / W. T. Anderson, M. Simons, E. E. Kings [and oth.] // IEEE Trans. – 1982. – Vol. NS-29, N 6. – P. 1533 – 1538.

<sup>98</sup> Sze S.M. Physics of semiconductor devices. Second edition / Sze S.M. –G.: A Wiley-Interscience Publication, 1981. – 345 p.

<sup>99</sup> Sze S.M. Physics of semiconductor devices. Second edition / Sze S.M. –G.: A Wiley-Interscience Publication, 1981. – 345 p.

**Тепловой вторичный пробой.** В связи с многообразием механизмов отказов полупроводниковых приборов определение точного значения энергии (мощности) повреждения РЭС связано со значительными трудностями. Однако возможна оценка уровня мощности повреждения с помощью анализа тепловых процессов в приборах <sup>100,101,102,103</sup>.

Основной причиной, приводящей к повреждению полупроводниковых элементов при наличии токов и напряжений, обусловленных воздействием импульсного ЭМИ, является выделение значительной тепловой мощности в активных объемах за короткий промежуток времени.

**Токовый вторичный пробой.** Для эпитаксиально-планарных транзисторов характерна токовая форма пробоя. Этот механизм имеет место в высокочастотных транзисторах с эпитаксиальным слоем в коллекторе и связан с лавинной инжекцией в слое объемного заряда коллектора.

**Электрическое защелкивание (эффект  $dU/dt$ ).** Формирование активных элементов в объеме проводящей подложки приводит в ряде случаев к возникновению паразитных 4-слойных структур, которые могут включаться наподобие тиристора при воздействии электрических импульсных сигналов. Типичным проявлением является резкое увеличение тока в цепи питания, входных или выходных цепях. Резкое увеличение напряжения (со скоростью 0,1-10 В/нс) способно вызвать “защелкивание”, даже если максимальное напряжение воздействия не превышает допустимое по паспорту (эффект  $dU/dt$ ) <sup>104</sup>.

Такое воздействие может являться не только следствием помех, создаваемых внешними воздействиями, но и наведенными сигналами от соседних элементов по цепи питания.

Работоспособность радиоэлемента при возникновении эффекта нарушается и не восстанавливается после окончания воздействия. Отключение питания иногда позволяет ликвидировать защелкивание. Из-за протекания больших токов может произойти выгорание металлизации или тепловой

---

<sup>100</sup> Archipov V. I. Stationary and nonstationary spatial temperature distributions in semiconductors caused by pulse voltages / V. I. Archipov, E. R. Astvatsaturyen, V. Prohorenko // Int. J. Electronics. – 1983. – Vol. 55, N 3. – P. 395 – 403.

<sup>101</sup> Tasca D. M. Pulse power failure modes in semiconductor / D. M. Tasca // IEEE Trans. – 1970. – Vol. NS-17. – P. 364 – 372.

<sup>102</sup> Wunch D. Determination of threshold failure levels semiconductor diodes and transistors due to pulse voltage / D. Wunch, R. Bell // IEEE Trans. – 1968. – Vol. NS-15, № 6. – P. 244 – 259.

<sup>103</sup> Yee J. Failure and switching mechanisms in semiconductor p-n junction devices / J. Yee, W. Orvis // PESC'83 Rec.: 14 Annual IEEE Power Electron. – 1983 – P. 154 – 159.

<sup>104</sup> Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В. В. Антипин, В. А. Годовицын, Д. В. Громов [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – № 1. – С. 37 – 53.

пробой внутренних полупроводниковых структур.

Для анализа стойкости ИМС к эффекту  $dU/dt$  обычно используют те же параметры, что и при анализе защелкивания тиристоров, которые определяют характерные точки S - образной ВАХ:

$I_{ак}, U_{ак}$  - ток и напряжение активизации;

$I_{уд}, U_{уд}$  - ток и напряжение удержания;

$I_3, U_3$  - остаточный ток и напряжение после защелкивания;

$E_{кр} = dU/dt$  - критическая скорость нарастания фронта или спада воздействующего импульса.

В <sup>105</sup> проанализированы доминирующие механизмы отказов в полупроводниковых приборах при воздействии короткоимпульсного ЭМИ. Рассмотрено влияние характеристик сигналов на деградацию диодных структур, биполярных транзисторов, полевых транзисторов с затвором Шоттки, интегральных аналоговых и цифровых микросхем. В силу стремительно развивающейся цифровой вычислительной техники для применения в образцах вооружения отдельный интерес представляют цифровые микросхемы (ЦМС).

В ИМС, сформированных на основе CMOS-технологии, следует выделить два основных механизма отказов при воздействии ультракоротких импульсов.

Первый из них связан с пробоем подзатворного диэлектрика <sup>106</sup> в случае, когда напряжение на затворе достигает величины, определяемой электрической прочностью материала окисла. Критический уровень мощности зависит от ряда технологических параметров процесса выращивания подзатворного окисла и его толщины, а также от длительности воздействующего импульса. Несмотря на использование различных способов защиты затвора в CMOS-микросхемах, этот тип пробоя нельзя не учитывать.

Вторым из возможных механизмов отказа при воздействии коротких импульсов в CMOS-микросхемах является активизация паразитной четырехслойной структуры при высокой скорости нарастания воздействующего сигнала (эффект  $dU/dt$ ), которая имеет S-образную характеристику ВАХ, свойственную для тиристоров <sup>107</sup>.

---

<sup>105</sup> Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В. В. Антипин, В. А. Годовицын, Д. В. Громов [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – № 1. – С. 37 – 53.

<sup>106</sup> Jenkins C. R. EMP susceptibility of integrated circuits / C. R. Jenkins, D. L. Durgin // IEEE Trans. – 1975. – Vol. NS-22. – P. 2494 – 2499.

<sup>107</sup> Wu C.-Y. The breakdown behavior of short-channel CMOS devices under high-frequency operations / C.-Y.

Таким образом, проведенный анализ позволяет сделать следующие основные выводы<sup>108</sup>:

- наиболее чувствительными к воздействию ультракоротких импульсных полей являются полупроводниковые структуры – основными физическими механизмами в полупроводниковой структуре, определяющими временную потерю работоспособности полупроводникового прибора, являются: рост температуры носителей на глубокие уровни границы раздела, а также детектирование микроволновой мощности на выпрямляющих переходах;

- причиной катастрофических необратимых отказов в большинстве случаев является тепловой вторичный пробой, а также шнурование тока, приводящее к проплавлению структуры и разрушению металлизации и локальных областях. Эффекты, связанные с тепловым вторичным пробоем в первом приближении могут быть оценены с помощью модели Вунша-Белла-Таска;

- существенное влияние на критический уровень импульсной микроволновой мощности оказывают конструктивно-технологические особенности микросхем (технология схем, тип корпуса, посадочного места, межсоединений и т.п.).

#### **1.4.1 Экспериментальные исследования ФП радиоэлектронных систем с использованием СШП сигналов**

Обзор литературы, посвященный возможностям ФП РЭС с использованием СШП сигналов, показывает, что теоретические исследования в данной области ограничены. Причиной этому, по-видимому, является большое количество и разнообразие типов и видов РЭС, их конструктивные и технические особенности: полоса пропускания, рабочая частота и т.д. В то же время присутствует достаточно много публикаций, посвященных экспериментальным исследованиям ФП отдельных элементов существующих РЭС. В частности, стремительно развивающаяся область по созданию «умных», т.е. имеющих в своем составе бортовых ЭВМ или спецвычислителей, систем вооружения наземного, надводного, воздушного, подземного, подводного базирования вызывает практический интерес исследователей на предмет возможностей их ФП с использованием СШП

---

Wu // Ext. Abstr. 20 th Int. Conf. Solid-State Devices and Mater. – 1988. – P. 593 – 596.

<sup>108</sup> Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В. В. Антипин, В. А. Годовицын, Д. В. Громов [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – № 1. – С. 37 – 53.

сигналов. Например, в материалах конференции <sup>109</sup> приводятся результаты исследований функциональных сбоев персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности. Отмечается, что действие полей СШП сигналов даже при уровнях существенно меньших уровней деградации элементной базы аппаратуры проявляется в блокирующем действии помехи и нарушениями различной степени сложности в производимых технологических операциях. В аналоговых устройствах оно связано с возникновением в чувствительных цепях специфического нелинейного отклика - состояний динамического "хаоса". Поскольку в активном режиме работы хаотическое состояние формируется самим устройством, то длительность блокирующего действия внешних возбуждающих факторов, т.е. время потери работоспособности, соответствует времени релаксации аппаратуры. В исследованиях по реакции СВЧ приемных модулей различного назначения <sup>110,111</sup> показано, что состояние хаоса и, соответственно, длительность блокирования аналоговой аппаратуры может в сотни - тысячи раз превышать длительность сигнала воздействия. В то же время, несмотря на имеющийся опыт в определении и количественной оценке параметров электромагнитной стойкости при действии СШП сигналов для аналоговой аппаратуры, существуют только отдельные данные об аналогичных показателях для цифровых устройств. Такая ситуация обусловлена трудностями выбора критериев блокирующего действия помехи, что связано с большим числом размерных резонансов, возникающих у различных типов цифровых устройств, при попадании сигнала помехи внутрь объекта, в обход устройств внутриблочной и сетевой защиты (т.н. «back-door» – «задняя дверь»). Экспериментальные данные показывают, что критериальным параметром в условиях воздействия электромагнитных сигналов ультракороткой длительности с различными спектральными характеристиками является величина спектральной плотности мощности или напряженности поля СШП сигнала в диапазоне характерных частот чувствительности объекта <sup>112</sup>.

---

<sup>109</sup> Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности : материалы 9-той Международной Крымской конференции ["СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии"], (Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1999. – 326 с.

<sup>110</sup> Studies of electromagnetic radiation of ultra-short duration pulse interference on UHF electronics devices / N. P. Gadetski, I. I. Magda, K. A. Kravtsov [and oth.] // AMEREM'96 Conference, Book of Abstracts. Albuquerque, USA. – 1996. – P. 79.

<sup>111</sup> Воздействие СШП сигналов УКД на приемно-усилительный тракт СВЧ-диапазона: материалы 4-ой Крымской конференции ["СВЧ-техника и спутниковый прием"], (Севастополь, 23–25 апр. 1994 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1994. – 353 с.

<sup>112</sup> Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных им-

Объектом исследования являлся персональный компьютер на базе процессора 286 (8 – 12 МГц), в состав которого входили: системный блок, выполненный в металлическом корпусе, клавиатура и монитор. Тестируемый компьютер располагался в рабочей зоне на расстояниях 0,2 – 2 м от антенны (напряженность поля излучения: 0,1 – 20 кВ/м). Облучение проводилось сериями из одиночных или пачки 5 – 50 СШП сигналов, следующих с частотой 0,5 – 20 Гц.

В качестве приемных СШП антенн использовались диполь Герца длиной 4 см и стандартный пирамидальный рупор П6-23А (полоса частот 1 – 8 ГГц). Регистрация откликов приемных антенн осуществлялась осциллографом С7-19 с полосой частот 0 – 5 ГГц. Амплитудные и спектральные параметры СШП сигнала вычислялись на основе данных осциллографирования и калибровочных характеристик антенн (табл. 1.2).

Таблица 1.2 - Параметры генераторов и характеристики СШП сигналов <sup>113</sup>

Источник излучения	Тип антенны	$t_{имп}/t_{фр},нс$	Режим Работы	U <sub>вых</sub> , кВ	E <sub>изл</sub> (t), (L=2 м) кВ/м	E <sub>изл</sub> (f), (f=0.5-2 ГГц) В/м Гц
1. Искровой ГИН на пьезоэффекте	Искровой канал	3-5/0,5	серия из 2-5 импульсов	13-18	0,6-1	0,02-0,2
2. Модулятор на п/п диодах с быстрым восстановлением	Волноводный рупор П6-23, петля, ТЕМ-рупор	10-20/0,3	одиночный/периодический, 20-100 Гц	0,8-1	1-3	0,5-1,5
3. Коаксиальная формирующая линия	ТЕМ-рупор	70/1,0	одиночный/периодический, 1-30 Гц	6-14	4-6	0,3-3
4. 5 – каскадный ГИН	Волноводный рупор П6-23, ТЕМ-рупор	15/0,7	одиночный/периодический, 10-20 Гц	45-50	15	0,5-4

В результате облучения СШП сигналами работающего компьютера наблюдались различные эффекты: от искажений на экране монитора до функциональных сбоев и "зависания" (табл. 1.3).

Любой из сбоев был связан с необходимостью повторного запуска ПЭВМ. Как видно из таблицы, различные функциональные элементы

пульсов сверхкороткой длительности : материалы 9-той Международной Крымской конференции ["СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии"], (Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1999. – 326 с.

<sup>113</sup> Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности : материалы 9-той Международной Крымской конференции ["СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии"], (Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1999. – 326 с.

ПЭВМ имели различную реакцию и степень сбоев в зависимости от амплитудных и временных параметров импульсного генератора. Практически в каждой из серий при минимальной импульсной мощности СШП сигналов достигалось блокирование клавиатуры компьютера. Помехи видеосигналам и сигналам разверток монитора также определялись условиями экранирования видеоконтроллера и корпуса монитора.

Таблица 1.3 - Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии СШП сигналов с различными пороговыми уровнями спектральной плотности напряженности поля <sup>114</sup>

Характер сбоев ПЭВМ	ГИ УКД	$E_{пор}(f)$ , В/м Гц ( $f=0,5-2$ ГГц)
Сбой клавиатуры, связанный с наводкой на интерфейсный кабель. Проявление аналогично нажатию наборов как функциональных, так и символьных клавиш. Отсутствует реакция на нажатие клавиш до выключения ГИ УКД и перезагрузки ПЭВМ/ клавиатуры.	1 – 4	$\geq 0,025$
Искажения строчной развертки монитора. Область искажений 10-25%. Увеличение искажений пропорционально напряженности поля ВВФ	2 – 4	$\geq 0,8$
При открытом корпусе системного блока - фатальная ошибка (сообщение BIOS): нет доступа к жесткому диску. В некоторых случаях сообщение о сбое чтения диска генерирует DOS. Сильные искажения строчной развертки монитора. Область искажений 50-100% экрана.	2 – 4	$\geq 1,0$
Сбой (фатальный) в видеосистеме при продолжении или останове работы ПО. В текстовом режиме проявляется сбой синхронизации кадровой развертки, заключающийся в графическом перемешивании изображения.	3, 4	$\geq 1,5$

"Зависание" процессора отмечалось при пиковых значениях напряженности поля излучения  $E_{max}(t) = 10-15$  КВ/м в сериях из одиночных или нескольких СШП сигналов, следующих с малым интервалом. Этот уровень блокирования мог уменьшаться, если увеличивалась частота повторения. Малая частота повторения запуска ГИН при меньшей напряженности поля

<sup>114</sup> Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности : материалы 9-той Международной Крымской конференции ["СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии"], (Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1999. – 326 с.

не позволяла достигать эффекта сбоя процессора в течение каждой пачки СШП сигналов, что, по-видимому, связано с малой вероятностью совпадения импульсов воздействия с рабочими импульсами компьютера.

Результатом тестов ПЭВМ являлось наличие сложной зависимости степени сбоя от напряженности поля, поляризации и спектрального состава СШП сигнала, что указывает на существование множественных резонансов в функции отклика устройства. Спектральная обработка СШП сигналов от различных источников показала прямую зависимость эффектов сбоя компьютера от спектральной плотности напряженности поля в частотном интервале 0,5 – 2 ГГц при величинах  $E(f)=1 - 10 \text{ В/м Гц}$ <sup>115</sup>. Отметим, что результаты работы<sup>116</sup> не противоречат данным, приведенным в<sup>117</sup>.

Анализ экспериментальных исследования ФП вычислительной техники на примере персонального компьютера на базе 286 процессора (8-12 МГц), в состав которого входили: системный блок, выполненный в металлическом корпусе, клавиатура и монитор, показывает, что для СШП сигнала с шириной спектра  $f = 0,5 - 2 \text{ ГГц}$  и спектральной плотности поля  $E(f)=1 - 10 \text{ В/(м Гц)}$  наступает «зависание» процессора. Длительность СШП сигнала равна 3...5 нс, длительность фронта – 0,5 нс.

Проведенный выше анализ возможностей ФП РЭС позволяет выдвинуть ряд требований к СШП РТС, предназначенной для функционального поражения элементов радиоканала маловысотных и малоразмерных СВН. Особое внимание должно быть уделено подавлению бортовых компьютеров сетевых БПЛА, решающих на поле боя различные задачи видовой разведки.

### **1.5 Обоснование требований к средствам функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА**

Результатом воздействия ЭМИ на модулятор передающий радиолинии БПЛА с целью решения задачи его функционального поражения, до-

---

<sup>115</sup> Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности : материалы 9-той Международной Крымской конференции ["СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии"], (Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1999. – 326 с.

<sup>116</sup> Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности : материалы 9-той Международной Крымской конференции ["СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии"], (Севастополь, 13 – 16 сент. 1999 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1999. – 326 с.

<sup>117</sup> Туркин В. А. Разработка излучателей сверхкоротких электромагнитных импульсов для испытаний радиотехнической аппаратуры: автореф. дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук: спец. 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" В. А. Туркин. – Москва, 2006. – 27 с.

статочным для полного выполнения задачи, является необратимый вывод из строя радиоэлементов функциональных устройств: маломощных антенных усилителей, кристаллических смесителей, транзисторных двухтактных усилителей, фильтров. При этом должны выполняться определенные требования к временным и энергетическим параметрам поражающего сигнала.

### 1.5.1 Обоснование требований к временным параметрам ЭМИ

При оценивании временных параметров ЭМИ для ФП необходимо учитывать, что в ряде случаев для защиты входных цепей могут применяться специальные устройства защиты с малым временем срабатывания.

Время срабатывания лучших устройств защиты составляет величину порядка 10 нс<sup>118,119,120</sup>. Следовательно, длительность разрушающего сигнала  $\tau_{ПВС}$  должна соответствовать условию:

$$\tau_{ПВС} \leq \tau_K = 10 \text{ нс}, \quad (1.1)$$

где  $\tau_K$  – время срабатывания устройств защиты при превышении заданного максимального уровня сигнала в выходных цепях модуляторов.

Как отмечалось выше, известны два варианта воздействия ЭМИ на радиотехнические системы БПЛА: внутриполосное и внеполосное. Внутриполосное воздействие требует точных разведывательных данных о рабочей частоте и полосе пропускания, тактовой частоте компьютера или спецвычислителя, резонансной частоте конструкций крепежа радиоэлектронных элементов на платах и т.д., а также соответствующей настройки на заданную частоту средства ФП. Внутриполосное воздействие наиболее эффективно при осуществлении функционального поражения БПЛА.

Потери энергии воздействующего ЭМИ при прохождении через модулятор передающей радиолинии БПЛА в данном случае зависят от соотношения между полосой пропускания тракта  $\Delta f_{П}$  и шириной спектра воздействующего разрушающего импульса  $\Delta f_{ПВС} \approx 1/\tau_{ПВС}$ . В большинстве случаев эти потери не превышают -10...-15 дБ<sup>121</sup>.

Внеполосное воздействие не требует точных разведанных по диапа-

---

<sup>118</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

<sup>119</sup> Keith Florig H. High power microwave coupling and effects on electronics // Annales de Physique. – 1989. – Vol. 14, № 2. – P. 101-118.

<sup>120</sup> Сколник М. Справочник по радиолокации: Пер. с англ. / Под ред. К.Н. Трофимова. Т. 2. – М.: Сов. радио, 1977. – 406 с.

<sup>121</sup> Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10-12. – С. 3-11.

зону частот. Воздействие на электронную аппаратуру может осуществляться через монтажные отверстия на любых частотах вне их полосы пропускания. Результирующие потери в этом случае могут достигать величины -30...-40 дБ.

При внеполосных способах ФП радиоэлектронных систем, управляющих спецвычислителей и компьютеров необходимая мощность воздействующих ЭМИ существенно зависит как от характеристик радиоэлектронных элементов, так и от конструктивного исполнения (в частности, от конструкции и характеристик экранирующих элементов, размеров и формы имеющихся технологических отверстий, используемых элементов монтажа, взаимного расположения радиоэлектронных элементов на монтажных платах и т.д.)<sup>122</sup>. Поэтому в данном случае для оценок требуемой мощности воздействующих ЭМИ предпочтительнее использовать результаты специальных экспериментальных исследований по устойчивости данного типа устройств к воздействию ЭМИ малой длительности и большой мощности<sup>123,124,125</sup>.

Функциональное поражение БПЛА может быть осуществлено за счет вывода из строя СВЧ элементов модулятора и других функциональных устройств. В бортовых передающих трактах БПЛА широко используются полупроводниковые приборы (транзисторы, микроволновые диоды, микросхемы и т.д.). Что касается бортовых спецвычислителей и ЭВМ, то кроме теплового пробоя микросхем, к функциональному поражению таких устройств условно можно отнести также сбой тактовой частоты и, как следствие, так называемое "зависание" выполняемой программы. Последнее обеспечивается при меньших энергетических затратах.

Энергетический порог, для достижения эффекта деградации различных радиоэлектронных устройств, должен определяться с учетом характерного времени релаксации тепловых процессов, которое для полупроводниковых приборов и интегральных микросхем оказывается довольно

---

<sup>122</sup> Окресс Э. СВЧ энергетика / Э. Окресс. – М.: Издательство Мир, 1972. – 320 с.

<sup>123</sup> LoVetri J., Wilbers A.T.M., Zwamborn A.P.M. Microwave interaction with a personal computer: Experiment and modeling / J. LoVetri, A.T.M. Wilbers, A.P.M. Zwamborn // Proc. of the 13th Int. Zurich Symposium, Zurich, Switzerland, 1999. – P. 203.

<sup>124</sup> Studies of electromagnetic radiation of ultra-short duration pulse interference on UHF electronics devices / N. P. Gadetski, I. I. Magda, K. A. Kravtsov [and oth.] // AMEREM'96 Conference, Book of Abstracts. Albuquerque, USA, 1996. – P. 79.

<sup>125</sup> Воздействие СШП сигналов УКД на приемно-усилительный тракт СВЧ-диапазона: материалы 4-ой Крымской конференции [СВЧ-техника и спутниковый прием"], (Севастополь, 23–25 апр. 1994 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1994. – 353 с.

большим  $\tau_T \geq 10 \dots 100$  нс <sup>126</sup>. При выполнении условия  $\tau_{\text{ПВС}} \leq \tau_K$  очевидно выполняется и условие  $\tau_{\text{ПВС}} < \tau_T$ . Суммарный эффект при этом можно оценивать, используя суммарное время всей пачки воздействующих импульсов за вычетом интервалов между ними, если период их повторения  $T_{\text{ПВС}} < \tau_T$ .

Наименьшая излучаемая плотность потока мощности, необходимая для ФП, может быть обеспечена путем создания сфокусированных периодических коротких импульсов ЭМИ, приводящих к самовозбуждению входных каскадов или приемных устройств в целом <sup>127</sup>.

При ФП последовательностью сфокусированных радиоимпульсов ЭМИ для поддержания устойчивого самовозбуждения электронных устройств поражаемых БПЛА длительность воздействующих импульсов следует выбирать из указанного выше условия (1.1). Предположим, что выполняется условие  $\tau_{\text{ПВС}} \leq 5$  нс.

В свою очередь, период следования  $T_{\text{ПВС}}$  таких воздействующих импульсов следует выбирать таким образом, чтобы колебания самовозбуждения к приходу каждого последующего импульса затухали не более чем на 50...70%, то есть

$$T_{\text{ПВС}} \leq (0,7 \dots 1,2) \tau_{\Pi} \approx \frac{0,7 \dots 1,2}{\pi \Delta f_{\Pi}} \approx \frac{0,22 \dots 0,38}{\Delta f_{\Pi}}, \quad (1.2)$$

где  $\Delta f_{\Pi}$  и  $\tau_{\Pi}$  – полоса пропускания и постоянная времени установления собственных колебаний модулятора передающего тракта подавляемых БПЛА.

Учитывая ширину полосы частот канала спутниковой связи, предположим, что  $\Delta f_{\Pi} \leq 10$  МГц <sup>128,129</sup>. В этом случае с учетом (1.2) получим  $T_{\text{ПВС}} \leq 220 \dots 380$  нс и, соответственно, значение скважности таких периодических последовательностей воздействующих импульсов при длительности импульсов  $\tau_{\text{ПВС}} \leq 5$  нс будет составлять  $Q = \frac{T_{\text{ПВС}}}{\tau_{\text{ПВС}}} \leq 50 \dots 80$ .

Для дальнейших расчетов выберем количество импульсов в пачке  $N_{\text{имп}} = 1000$ ,  $T_{\text{ПВС}} = 250$  нс, скважностью  $Q = 50$ ; длительность пачки составит

<sup>126</sup> Карслоу Г. Теплопроводность твердых тел / Г. Карслоу, Д. Егер. – М.: Наука, 1964. – 487 с.

<sup>127</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. – Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

<sup>128</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. – Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

$\tau_{p\Sigma}=255$  мкс, пространственная длительность пачки с  $\tau_{p\Sigma}=8$  м. В последующем параметры пачки будут уточнены.

### 1.5.2 Обоснование требований к энергетическим параметрам ЭМИ

Проведенные исследования показали, что соотношение для количественной оценки требуемой мощности на входе полупроводникового прибора, приводящей к его деградации, можно записать в следующем виде <sup>130</sup>:

$$P_{\text{фп}} = K_{\text{п}} \tau_{p\Sigma}^{-\frac{1}{2}} S_{p-n}, \quad (1.3)$$

где  $K_{\text{п}}$  – константа (постоянная повреждения), зависящая от типа полупроводникового прибора и имеющая размерность  $[\text{кВт} \cdot (\text{мкс})^{1/2} \cdot \text{см}^{-2}]$ ;

$\tau_{p\Sigma}$  – суммарное время воздействия пачки коротких импульсов на поражаемые тракты с периодом следования (1.2);

$S_{p-n}$  – площадь p-n перехода в  $\text{см}^2$ .

Требуемая мощность электромагнитного импульса на входе приемника радиоэлектронной системы для его функционального поражения с учетом (1.3) должна быть <sup>131</sup>:

в случае внутриполосного воздействия

$$P_{\text{фп}}^{(1)} = K_{\text{п}} \tau_{p\Sigma}^{-\frac{1}{2}} S_{p-n} K_{\text{сп}} K_{\text{пол}}^{-1}, \quad (1.4)$$

в случае внеполосного воздействия

$$P_{\text{фп}}^{(2)} = K_{\text{п}} \tau_{p\Sigma}^{-\frac{1}{2}} S_{p-n} K_{\text{вп}}, \quad (1.5)$$

где  $K_{\text{сп}}$  – коэффициент потерь за счет рассогласования ширины спектра ЭМИ ( $\Delta f_p$ ) с полосой пропускания ( $\Delta f_{\text{п}}$ ) радиотехнической системы подавляемых БПЛА;

$K_{\text{вп}}$  – коэффициент потерь за счет экранирования;

$K_{\text{пол}}$  – коэффициент потерь по поляризации.

<sup>130</sup> Антипин В.В. Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В.В. Антипин, В.А. Годовицын // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – № 1. – С. 37-53.

<sup>131</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. – Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

Требуемая плотность потока мощности ЭМИ на апертуре антенны поражаемого БПЛА при внутриполосном поражении может быть вычислена в виде:

$$S_{\text{фп}}^{(1)} \geq \left( \frac{P_{\text{фп}}^{(1)}}{A_{\text{эф}}} \right) K_{\text{ур}}, \quad (1.6)$$

где  $K_{\text{ур}}$  – коэффициент потерь за счет углового рассогласования (несовпадения) направлений максимумов диаграмм направленности антенн средства ФП и поражаемой радиотехнической системы БПЛА;

$A_{\text{эф}}$  – эффективная площадь антенны передающей радиолинии БПЛА на частоте воздействующего сигнала.

Результаты расчета в соответствии с (1.4) и (1.5) требуемых значений  $P_{\text{фп}}^{(1)}$  для случая внутриполосного функционального поражения полупроводниковых элементов при двух значениях  $K_{\text{сп}}=10$  и 15 дБ, а также требуемых значений  $P_{\text{фп}}^{(2)}$  для случая внеполосного функционального поражения при двух значениях  $K_{\text{вп}}=30$  и 40 дБ приведены в табл. 1.4. Там же приведены усредненные значения  $K_{\text{п}}$ , полученные теоретически и экспериментально, а также возможные значения  $S_{\text{р-п}}$  для основных типов полупроводниковых приборов<sup>132</sup>.

Результаты расчетов, приведенные в табл. 1.4, показывают, что для осуществления внутриполосного функционального поражения пачкой импульсов с суммарным временем воздействия  $\tau_{\text{р}\Sigma}=255$  мкс микроволновых диодов и интегральных схем необходима мощность на входе приемников поражаемых радиотехнических систем  $P_{\text{фп}}^{(1)}$  от 6 мВт до 0,4 Вт, а коммутирующих диодов и маломощных транзисторов соответственно –  $P_{\text{фп}}^{(1)}=0,06\dots 9,5$  Вт. Для осуществления внеполосного функционального поражения микроволновых диодов и микросхем необходима мощность  $P_{\text{фп}}^{(2)}$  от 6,25 до 125 Вт, а коммутирующих диодов и маломощных транзисторов соответственно –  $P_{\text{фп}}^{(2)}=62 \dots 312250$  Вт.

<sup>132</sup> Карслоу Г. Теплопроводность твердых тел / Г. Карслоу, Д. Егер. – М.: Наука, 1964. – 487 с.

Таблица 1.4 – Требуемые значения  $P_{\text{фп}}^{(1,2)}$ , Вт

Тип полупроводникового прибора	$K_{\text{п}}$	$S_{\text{р-п}}$ , см <sup>2</sup>	$\tau_{\text{р}\Sigma}$ , мкс	$K_{\text{пол}}=0,5$			
				$P_{\text{фп}}^{(1)}$ , Вт		$P_{\text{фп}}^{(2)}$ , Вт	
				$K_{\text{сп}}=10$ дБ	$K_{\text{сп}}=15$ дБ	$K_{\text{вп}}=30$ дБ	$K_{\text{вп}}=40$ дБ
Диоды коммутирующие, транзисторы маломощные	0,2	$10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-2}$	255,0	0,06... 3,1	0,2... 9,48	62... 3125	625... 31250
Диоды микроволновые	0,02	$10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-2}$	255,0	0,006... 0,31	0,002... 0,95	6,25.. 310,25	62,5... 3100,25
Схемы интегральные	0,2	$10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-3}$	255,0	0,006... 0,012	0,002... 0,4	6,25... 12,5	62,5... 125

Приведенные значения  $P_{\text{фп}}^{(1,2)}$  в точке поражения позволяют рассчитать значение напряженности электрического поля достаточную для ФП радиоэлектронных систем БПЛА. Очевидно, что длительность пачки поражающих импульсов может быть и короче. Необходимо, чтобы мощность, выделяемая на радиоэлементах, соответствовала данным, приведенным в таблице. Меньшая длительность пачки (при той же энергии) является технологически более выгодным вариантом при условии, что она может быть реализована на существующей элементной базе.

Сравнительный анализ значений  $P_{\text{фп}}^{(1,2)}$  показывает, что энергетически более выгодным является режим внутриполосного воздействия. В случае ФП радиоэлектронных систем БПЛА именно этот режим будет иметь место, поскольку предполагается наличие антенной системы.

Как видно из табл. 1.4, максимальная мощность  $P_{\text{д}}$  при внутриполосном подавлении, необходимая для деградации полупроводниковых диодов и транзисторов составляет величину 9,5 Вт, для внеполосного – 312,2 кВт. Для расчета напряженности электрического поля, которую необходимо создать на апертуре бортовой антенны телевизионного канала, воспользуемся известной зависимостью<sup>133</sup>:

$$P_{\text{д}} = S \cdot A_{\text{эфф}},$$

<sup>133</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

где  $S = E_{\max}^2 / 2Z_{\text{в}}$  – плотность потока мощности принимаемого сигнала;

$Z_{\text{в}} = 120\pi$  – волновое сопротивление свободного пространства;

$$A_{\text{эфф}} = G \frac{\lambda^2}{4\pi} \text{ – эффективная площадь антенны;}$$

$\lambda$  – длина волны.

Учитывая поперечные размеры БПЛА, предположим, что линейный размер бортовой антенны передающего телевизионного канала составляет величину порядка  $L = 20$  см. Предположим также, что амплитудное распределение в апертуре антенной систем является равномерным. В этом случае<sup>134</sup> для нижней частоты спектра  $f_{\text{н}} = 10$  ГГц с учетом  $K_{\text{ур}} = -13$  дБ и  $K_{\text{сп}} = -15$

дБ получим:  $G = 2L/\lambda = 13,3$ ,  $A_{\text{эфф}} = G \frac{\lambda^2}{4\pi} = 9 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ , напряженность элек-

трического поля при внутриполосном воздействии должна быть больше, чем  $E_{\text{фп}}^{(1)} = 70$  кВ/м, при внеполосном –  $E_{\text{фп}}^{(2)} = 12$  МВ/м.

Очевидно, что при внутри- и внеполосном воздействии расстояние, на котором возможно осуществление ФП будет различным. Как указывалось выше, предполагается, что основным режимом работы средства ФП БПЛА с использованием многочастотных пространственно-временных сигналов является режим внутриполосного воздействия.

Исходя из тактического обоснования применения средств ФП радиоэлектронных систем БПЛА, выберем максимальную дальность его работы  $R = 5$  км.

Для оценки геометрических размеров антенной системы в качестве расчетной выберем нижнюю частоту спектра МЧ ПВС:  $f_0 = 10$  ГГц, для ко-

торой определим  $E_{\text{изл}}(f_0) = \frac{E_{\text{фп}}^{(1)}}{N} = 70 \text{ В/м}$  ( $N = 1000$  – количество импульсов в пачке). В соответствии с формулой идеальной радиосвязи для направления главного максимума антенной системы<sup>135</sup>:

$$E_{\text{изл}} = \frac{\sqrt{60P_{\Sigma}G_{\text{изл}}}}{R},$$

где  $P_{\Sigma}$  – мощность передатчика помех,

$G_{\text{изл}}$  – максимальный КУ антенны средства ФП РЭС БПЛА,

<sup>134</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

<sup>135</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

получим, что общий энергетический потенциал средства функционального поражения для дальности 5 км составит величину  $P_{\Sigma} D_{\text{изл}} \approx 2000 \text{ МВт}$  в одном импульсе. При КУ антенны  $G=40$  дБ мощность, подводимая к ЦФАР для дальности действия 5 км, будет  $P_{\Sigma}=0,2 \text{ МВт}$ .

### **1.6 Анализ возможности применения многочастотных пространственно-временных сигналов, излучаемых цилиндрическими ФАР с круговой поляризацией, для функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА**

Сравнительный анализ основных характеристик мобильных ЗРК с ФАР сантиметрового диапазона показывает, что максимальные размеры антенн, определяемые в основном выбранным диапазоном частот и требованиями к мобильности (транспортировке) разрабатываемого образца, могут достигать значений 3...4 метров. Импульсная мощность может достигать значений 0,075...1,5 МВт при излучении импульсов длительностью от 0,1 мкс до 360 мс со скважностью  $Q > 10$ <sup>136</sup>. Рассмотренные РЛС с ФАР работают как на передачу, так и на прием излучения, что накладывает существенные ограничения на излучаемую мощность. При разработке средств ФП, осуществляющих только излучение электромагнитной энергии, следует ожидать существенного увеличения излучаемой пиковой мощности при использовании существующей СВЧ элементной базы.

Исходя из возможной точности определения угловых координат известными радиолокационными станциями (1), зададимся типовым КУ эквивалентного плоского раскрыва для мобильных комплексов  $G=40$  дБ, что соответствует ширине ДН  $2\Theta_{0,5P}=1,6$ . При точности целеуказания (ЦУ) в 1 такая ширина ДН может считаться обоснованной. В этом случае линейные размеры ДН средства ФП на ближней границе дальней зоны должны быть больше геометрических размеров БПЛА ( $0,4 \cdot \text{tg} 1,6 = 10 \text{ м}$ ) и размера фокусируемого «пятна» по углу места ( $\sigma_{\tau_{P\Sigma}} = 3 \cdot 10^8 \cdot 255 \cdot 10^{-6} = 8 \text{ м}$ ), определяемого пространственно-временной структурой МЧ ПВС. При КУ антенны  $G=40$  дБ, мощность, подводимая к антенне, составит 300 Вт.

С учетом известного соотношения для КНД плоского раскрыва<sup>137</sup>:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_0,$$

<sup>136</sup> Лиепинь У.Р. Принципы построения и устройство средств ЗРС 9К81 "С-300В"/ У.Р. Лиепинь, В.В. Рубцов. – Х.: ХВУ, 1994. – 178 с.

<sup>137</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

где  $S_0$  - площадь апертуры, найдем, что  $S_0 \approx 1,3 \text{ м}^2$ .

Учитывая приведенные выше типовые размеры БПЛА и ширину ДН антенной системы средства ФП, найдем, что ближняя граница зоны поражения определяется границей его дальней зоны и составляет величину 400 м. Следовательно, максимальный размер апертуры цилиндрической ФАР, т.е. диаметр направляющей, будет  $D_{\text{напр}} = 2,5 \text{ м}$ , тогда размер образующей –  $L_{\text{обр}} = 0,5 \text{ м}$ .

Расстояние между элементами цилиндрической решетки вдоль направляющей можно выбрать  $d \leq 1,1\lambda$ , вдоль образующей –  $0,8\lambda$ . Для выбранного диапазона длин волн  $\lambda \cong 0,03 \text{ м}$  количество рупорных излучающих элементов в плоскости направляющей  $L_{\text{напр}} = \pi D_{\text{напр}} = 7,85 \text{ м}$ . При шаге  $d_x = 3 \text{ см}$  количество излучателей будет  $M_x = 260$ , при этом сектор ответственности (рабочей зоны ЦФАР) при конформном сканировании формируется частью излучателей. Размер антенной решетки вдоль образующей  $L_{\text{обр}} = 0,5 \text{ м}$ . С учетом обеспечения условия единственности главного лепестка зададимся шагом  $d_z = 0,8\lambda = 2,4 \text{ см}$ , т.е.  $N_y = 20$ . Общее количество излучателей ЦФАР будет  $N = 5200$ . Рабочая зона ФАР и, следовательно, мощность, подводимая к отдельному элементу с учетом энергетического потенциала, будут определены ниже.

При определении сектора работы ЦФАР учтем, что ближняя граница дальней зоны составляет величину 400 м. Предположим также, что максимальная высота полета БПЛА в зоне боевых действий составляет величину 500 м. В этом случае рабочий сектор ЦФАР по углу места будет ограничен величиной  $\Theta_{\text{раб}} = 55^\circ$ . В этом случае возникают искажения ДН цилиндрической ФАР и уменьшается ее КНД<sup>138</sup>. Однако в любом случае снижение КНД будет меньше, чем для плоской ФАР, поскольку в азимутальной плоскости ДН ЦФАР не искажается в силу конформного сканирования.

Исходя из выше сказанного, первоочередными для решения повышения вероятности функционального поражения радиоэлектронного оборудования БПЛА на основе фокусирования многочастотных пространственно-временных сигналов цилиндрическими ФАР с круговой поляризацией являются следующие задачи:

– рассмотренные выше способы фокусирования ЭМИ в точке пространства предполагают использование плоских ФАР или МСИ для решения задач ФП. В перечисленных работах отсутствуют сведения о возможности использования выпуклых антенных решеток с круговой поляризации

---

<sup>138</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

ей для фокусировки МЧ ПВС в зоне Фраунгофера. Этот пробел предлагается восполнить в настоящей работе, поскольку методы фокусировки ЭМИ с различными методами управления распределением токов по апертуре плоской ФАР позволяет применить их и для конформных передающих ФАР. Отметим, что в случае использования последних имеется ряд преимуществ: отсутствие искажений диаграммы направленности при сканировании в плоскости симметрии; возможность сравнительно простой реализации кругового обзора в плоскости симметрии; возможность оптимизации шага размещения их элементов; возможность существенного уменьшения количества элементов путём увеличения шага размещения;

– рассмотренные в обзорной части работы плоские ФАР и методы управления фокусировкой дают возможность расширить круг исследований и в качестве более перспективных рассматривать цилиндрические фазированные антенные решетки (ЦФАР). Такие решетки обладают рядом преимуществ<sup>139</sup>:

– возможность оптимизации шага размещения их элементов;

– возможность существенного уменьшения количества элементов в ЦФАР вдоль образующей (путём увеличения шага размещения до  $d \leq 1,1 \lambda$ );

– отсутствие искажений ДН при сканировании в плоскости симметрии (например, в азимутальной плоскости для кольцевой, цилиндрической, конической ФАР);

– возможность сравнительно простой реализации кругового обзора в плоскости симметрии;

– возможность одновременной работы по нескольким целям, находящимся на существенно различных азимутах;

к основным конструктивным особенностям ЦФАР, которые должны учитываться при анализе пространственных, временных и энергетических характеристик сфокусированных ЭМИ, относятся следующие<sup>140</sup>:

– излучающие элементы располагаются на выпуклой поверхности, форму которой необходимо задавать в принятой при расчётах системе координат;

– оси излучающих элементов расположены по нормали к выпуклой поверхности и не параллельны друг другу;

– в соответствии с перечисленными особенностями цилиндрической

---

<sup>139</sup> Воскресенский Д.И. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета) / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филиппов. – М.: Сов. радио, 1978. – 301 с.

<sup>140</sup> Воскресенский Д.И. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета) / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филиппов. – М.: Сов. радио, 1978. – 301 с.

ФАР в дальнейшем необходимо проанализировать пространственно-временные и энергетические характеристики последовательностей сфокусированных радиоимпульсов при пространственно-фазо-частотном управлении излучением простых сигналов для одноступенчатой и многоступенчатой V-образной дискретизации частот в каналах передающей ЦФАР в зоне Фраунгофера. Для этого целесообразно провести математическое моделирование поля, сфокусированного цилиндрической ФАР, выработать требования к дискретности и точности установки параметров пространственно-фазо-частотного управления сигналами в средствах ФП радиоэлектронных систем БПЛА. К ним относятся установка начальных фаз и несущих частот;

– кроме этого, целесообразно усовершенствовать метод расчета вероятности ФП радиоэлектронных систем БПЛА при использовании многочастотных пространственно-временных сигналов и с помощью расчетов получить количественные оценки вероятности ФП полупроводниковых элементов модулятора при использовании последовательностей мощных многочастотных пространственно-временных сигналов, в том числе с учетом числа воздействующих импульсов, скважности и мощности для различных законов распределений вероятности тепловой энергии, обеспечивающей функциональное поражение. Предложенный метод и полученные количественные результаты позволят обосновать целесообразность использования средств ФП в качестве перспективного вооружения, а также разработать структуру и разработать рекомендации по построению формирующих каналов средств ФП.

## Выводы по первому разделу

1. Проведен анализ тактических задач, решаемых БПЛА военного предназначения, состава и характеристик бортового разведывательного оборудования. Установлено, что первоочередными задачами комплексов с БПЛА являются: воздушная разведка и информационное обеспечение применения огневых и ударных средств, включая наблюдение поля боя, артиллерийскую разведку, обеспечение целеуказания, корректирование артиллерийского огня, лазерную «подсветку», доразведку объектов ударов. В числе других задач следует отметить воздушную ретрансляцию в системе связи тактического звена, передачу видеоизображений на приемный пункт управления и постановку помех средствам связи в тактической глубине обороны противника.

2. Проведен анализ существующих методов, способов и средств функционального поражения радиотехнических систем разведывательного оборудования, входящего в состав БПЛА.

3. Обоснованы требования к средствам функционального поражения радиотехнических систем бортового разведывательного оборудования БПЛА. Установлено, что при реализации внутрисполосного режима работы средства для деградации микроволновых диодов и интегральных схем необходима мощность на входе приемников поражаемых РЭС от от 0,006 до 0,4 Вт, а коммутирующих диодов и маломощных транзисторов соответственно – 0,06 ... 9,5 Вт. Для осуществления внеполосного функционального поражения микроволновых диодов и микросхем необходима мощность от 6,125 до 125 Вт, а коммутирующих диодов и маломощных транзисторов соответственно – 62 ... 31250 Вт.

4. Даны количественные оценки требуемых и энергетических характеристик сигналов для ФП различных элементов РЭС. Определено, что длительность СШП сигнала должна быть не больше 5 нс, скважность составляет величину 2...15; плотность потока мощности при внутрисполосном поражении составляет  $2 \cdot 10^{-7}$  мкВт/см<sup>2</sup> ÷ 7 мкВт/см<sup>2</sup>, при внеполосном  $2 \cdot 10^{-5}$  ÷  $2,4 \cdot 10^3$  мкВт/см<sup>2</sup>.

5. Проанализированы экспериментальные исследования ФП вычислительной техники на примере персонального компьютера на базе 286 процессора (8-12 МГц), в состав которого входили: системный блок, выполненный в металлическом корпусе, клавиатура и монитор. Для СШП сигнала с шириной спектра  $f=0,5-2$  ГГц и спектральной плотности поля  $E(f)= 1-10$  В/(м Гц) наступает «зависание» процессора. Длительность СШП сигнала равна 3...5 нс, длительность фронта – 0,5 нс.

6. Проведен анализ возможности применения многочастотных пространственно-временных сигналов, излучаемых цилиндрическими ФАР с круговой поляризацией, для функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА. Показано, что напряженность электрического поля, обеспечивающая деградацию радиоэлементов с учетом коэффициента потерь  $K_{\Pi}=-28$  дБ, составляет величину 70 кВ/м при величине рассогласования направлений главных максимумов антенн средства ФП и приемной антенны на 5 дБ для пачки длительностью 255 мкс; при этом длительность одиночного сигнала  $\tau_{\text{ПВС}}=5$  нс, период следования  $T_{\text{ПВС}}=250$  нс, количество импульсов  $N=1000$ .

## РАЗДЕЛ 2

### РАЗРАБОТКА МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ БПЛА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МНОГОЧАСТОТНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ

Использование новых физических принципов и технических решений при создании перспективных образцов вооружения и военной техники, усовершенствование теоретических методов функционального поражения вызывают необходимость объяснения эффектов необратимых повреждений полупроводниковых элементов при использовании последовательности коротких сигналов. С этой целью в разделе для многочастотных V-образных распределений предлагается использование метода накопления повреждений, в котором подразумевается, что под действием одного импульса происходит незначительное локальное изменение структуры, например, образование дефекта. Выход прибора из строя будет происходить при достижении некоторого критического числа дефектов.

На основании активационной теории Аррениуса целесообразно провести ряд расчетов ФП полупроводниковых приборов и получить вероятностные оценки ФП при использовании нормального и равномерного законов распределений для тепловой энергии, возбуждающей p-n переход, в том числе с учетом числа воздействующих импульсов, скважности и мощности формируемого сигнала. Это позволит обосновать целесообразность разработки средств ФП с использованием МЧ ПВС.

Кроме этого, полученные в предыдущих разделах результаты расчетов напряженности электрического поля при излучении последовательности МЧ ПВС цилиндрической ФАР в дальней зоне требуют дополнительных исследований относительно влияния ошибок расположения излучателей, установки начальных фаз и несущих частот по апертуре. Необходимо также определить влияние ошибок установки начальных фаз и несущих частот на характеристики сформированной последовательности МЧ ПВС.

Ранее аналогичные исследования были проведены для плоской ФАР с пирамидальными рупорами. Однако при использовании в средстве ФП цилиндрической ФАР возникает ряд особенностей при определении расчетных соотношений. Это связано, в первую очередь, с отличием параметров одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений

для случаев плоской и цилиндрической ФАР. Наличие особенностей требует проведения математических расчетов при определении возможностей функционального поражения БПЛА.

Для оценки возможностей построения формирующих каналов средства ФП необходимо также проанализировать различные варианты технической реализации передающих каналов средств ФП БПЛА на основе равнодискретных одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре цилиндрической ФАР: с использованием цифровых и аналоговых устройств передающих трактов, систем синхронизации и передачи данных.

## **2.1 Метод расчета вероятности ФП радиоэлектронных средств при использовании многочастотных пространственно-временных сигналов**

Анализ большого числа экспериментов показывает<sup>141142143144</sup>, что значительную роль при оценке уровней повреждения полупроводниковых элементов играет режим воздействия (моноимпульсный или пачечный). При этом повреждения носят, как правило, вероятностный характер. Эксперименты также показывают, что повреждение полупроводниковых элементов в режиме одиночного импульса будет происходить при энергии (мощности) импульса существенно больших, чем мощность и энергия одного импульса при использовании последовательности сигналов наносекундной длительности. При высокой частоте повторения этот эффект обычно объясняют накоплением тепла от импульса к импульсу. При этом необходимо, чтобы период последовательности был соизмерим со временем релаксации выпрямляющего контакта полупроводникового элемента. Однако, как показывает эксперимент, эффект деградации наблюдается и в том случае, когда период пачки значительно больше тепловых постоянных, например, при частотах в десятки и сотни Гц<sup>145</sup>.

---

<sup>141</sup> Glan Chance V. Transin mixer damage // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest., 1989. – P.475-477.

<sup>142</sup> Christon A. GaAs mixer burnout mechanisms at 36-94 GHz // Annual Proc. Reliab. Physics, 1980. – P.140-144.

<sup>143</sup> Dale M., Neylon S., Condie A., Kearacy M.J. Planar doped barrier diodes offering improved microwave burnout performance over Si and GaAs Schottky diodes // 19 Europe Microwave Conf. Proc., 1989. – p.237-243.

<sup>144</sup> Whalen J.J. The RF Pulse Susceptibility of UHF Transistors // IEEE Trans., 1975. – Vol. EMC-17. – N1. – P. 118-126.

<sup>145</sup> Васильев К.Б. Статистика отказов цифровых ИМС, вызванных импульсным радиоизлучением / К.Б. Васильев, А.В. Ключник, А.В. Солодов // 9-я Междунар. Крымская конфер. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 1999. – С.329-330.

Качественное объяснение эффектов деградации при использовании последовательности коротких сигналов при большой скважности может быть дано с помощью модели накопления повреждений<sup>146</sup>. В этой модели предполагается, что под действием одного импульса происходит незначительное локальное изменение структуры, например, образование дефекта. Выход прибора из строя будет происходить при достижении некоторого критического числа дефектов.

Существующие теории статистических отказов полупроводниковых элементов разработаны для случаев достаточно медленных деградационных процессов, таких как диффузия или электромиграция<sup>147</sup>. В то же время интерес представляют вероятности ФП радиотехнических систем БПЛА при использовании последовательностей мощных многочастотных пространственно-временных сигналов, в том числе с учетом числа воздействующих импульсов, скважности и мощности формируемого сигнала.

Предположим, что под действием радиоимпульса достаточно большой интенсивности происходит образование дефектов структуры выпрямляющего контакта полупроводникового элемента, например, диода, что приводит к изменению его характеристик. Такой характеристикой может быть дифференциальная проводимость  $p(t)$  выпрямляющего контакта. Под действием одного сигнала последовательности параметр  $p(t)$  изменяется на некоторую величину  $\delta p$ . Изменение характеристик модулятора передающей радиолинии БПЛА будет связано с отклонением величины  $p(t)$  от номинального значения  $p_0$ , характеризующего нормальный режим работы. При достижении некоторого критического значения  $p(t)=p_{кр}$ , будет происходить ФП модулятора. Очевидно, что размеры дефекта зависят от энергии импульса, а их число определяется структурой полупроводника, его однородностью. Количество импульсов, приводящих к ФП полупроводникового элемента, может изменяться от образца к образцу. Наблюдаемое уменьшение мощности импульсов, вызывающих повреждение диода, с увеличением частоты повторения (уменьшением периода следования  $T_{пвс}$ ) обусловлено тем, что ФП полупроводникового элемента может происходить путем создания большого числа дефектов. Энергия образования каждого из них сравнительно невелика. Для ФП элемента одним импульсом требуется создание одного большого дефекта, при этом для его создания требуется значительная энергия.

---

<sup>146</sup> Васильев К.Б. Статистика отказов цифровых ИМС, вызванных импульсным радиоизлучением / К.Б. Васильев, А.В. Ключник, А.В. Солодов // 9-я Междунар. Крымская конфер. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 1999. – С.329-330.

<sup>147</sup> Физические основы надежности интегральных схем // Сыдоров В.Ф., Пивоваров Р.П., Петров Б.К., Долматов Т.В. / Под ред. Ю.Г. Миллера. – М.: Сов. Радио, 1976. – 320 с.

Изменение параметра  $\delta p$  под действием одного мощного ПВС длительностью  $\tau_{\text{ПВС}}$  будет пропорционально скорости процесса повреждения  $V$ <sup>148</sup>:

$$\delta p = \int_0^{\infty} V(t) dt. \quad (2.1)$$

Процесс увеличения деградации до полного вывода элемента из строя будет происходить в результате воздействия последовательности МЧ ПВС. Для оценки скорости изменения параметра  $p$  целесообразно использовать активационную теорию Аррениуса, в соответствии с которой<sup>149,150</sup>:

$$V(t) = V_0 \exp\left(-\frac{\mathcal{E}_a}{k_B T}\right), \quad (2.2)$$

где  $\mathcal{E}_a$  – энергия последовательности МЧ ПВС;

$V_0$  – постоянная, зависящая от типа дефектов;

$k_B$  – постоянная Больцмана;

$T$  – температура выпрямляющего контакта, которая изменяется под действием последовательности МЧ ПВС.

Если изменение параметра  $p$  происходит под действием нескольких импульсов, то и энергия активации и постоянная  $V_0$  могут быть разными для разных импульсов. Будем полагать, что изменения этих параметров от импульса к импульсу невелики и этими изменениями можно пренебречь. В этом случае с использованием (2.1) можно получить уравнение, описывающее изменение параметра  $p(t)$ :

$$\frac{dp(t)}{dt} + \gamma p(t) = V_0 \exp\left(-\frac{\mathcal{E}_a}{k_B T(t)}\right), \quad (2.3)$$

где  $\gamma p(t)$  – релаксационный параметр, описывающий процесс восстановления полупроводниковой структуры.

<sup>148</sup> Ключник А.В. Моделирование вероятности повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ РАН, 2010. – С. 255-261.

<sup>149</sup> Ключник А.В. Моделирование вероятности повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ РАН, 2010. – С. 255-261.

<sup>150</sup> Ключник А.В. Статистика повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // Радиоэлектроника. – 2010. – №12. – С.22- 29.

Решение уравнения (2.3) имеет вид:

$$p(t) = V_0 \exp(-\gamma t) \int_0^t \exp\left(-\frac{\mathcal{E}_a}{k_B T(t')}\right) dt'. \quad (2.4)$$

Для получения количественных оценок значений дифференциальной проводимости выпрямляющего контакта при воздействии пачки МЧ ПВС рассмотрим режим тепловыделения с длительностью импульсов  $\tau_{\text{ПВС}}$ , периодом последовательности  $T_{\text{ПВС}}$  таким, что между воздействиями импульсов температура перехода успевает восстановиться до первоначального значения.

Во втором разделе были получены оценки пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемых цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре. Результаты расчетов показали, что длительность сигнала для одноступенчатого V-образного распределения частот по уровню 0,5 составляет величину порядка  $\tau_{\text{н}}=5$  нс, крутизна переднего фронта – 1,5 нс, уровень первого бокового лепестка – порядка –10дБ. Полученные результаты дают возможность аппроксимировать сформированный одиночный ПВС прямоугольным импульсом с точностью, достаточной для проведения последующих расчетов. Погрешность вычислений в этом случае составит не более 15%.

Изменение параметра  $p(t)$  под действием пачки из  $N$  импульсов принимает вид<sup>151</sup>:

$$p_N = V_0 \eta(N, T_{\text{ПВС}}, \gamma) \exp(-\gamma T_{\text{ПВС}}) \int_0^{T_{\text{ПВС}}} \exp\left(-\frac{\mathcal{E}_a}{k_B T(t)} + \gamma t\right) dt. \quad (2.5)$$

$$\text{где } \eta(N, T_{\text{ПВС}}, \gamma) = \frac{1 - \exp(-\gamma N T_{\text{ПВС}})}{\exp(-\gamma T_{\text{ПВС}})} \exp(-\gamma T_{\text{ПВС}} + \gamma \tau_{\text{ПВС}}).$$

В рассматриваемом случае локальное повреждение и образование дефектов структуры в p–n переходе обусловлено его интенсивным локальным разогревом под действием импульсов. Эффективная локальная темпе-

---

<sup>151</sup> Ключник А.В. Статистика повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // Радиоэлектроника. – 2010. – №12. – С.22- 29.

ратура  $T(t)$  в (2.5) может быть определена из решения уравнения теплопроводности<sup>152</sup>:

$$T(t) \approx T_0 + \frac{2P}{C\rho S} \sqrt{\frac{t}{\pi K}} \quad \text{при } \tau_{\text{рел}} < t < \tau_{\text{пвс}}, \quad (2.6)$$

$$T(t) \approx T_0 + [T(\tau_{\text{пвс}}) - T_0] \operatorname{erf}\left(\frac{d + 2\sqrt{Kt}}{2\sqrt{Kt}}\right) \quad \text{при } t > \tau_{\text{пвс}}, \quad (2.7)$$

где  $P$  – рассеиваемая в р–п переходе мощность;

$T_0$  – начальная температура;

$C, \rho$  – теплоемкость и плотность проводника;

$\tau_{\text{рел}} = d^2 / K$  – время релаксации;

$K$  – температуропроводность проводника;

$S, d$  – площадь и ширина р–п перехода.

Подставив (2.6), (2.7) в (2.5), для условия  $\mathcal{E}_a > kT$  получаем для  $p_N$  оценку<sup>153</sup>:

$$p_N = V_0 \tau_{\text{пвс}} \exp\left[-\frac{\mathcal{E}_a}{k_B T(\tau_{\text{пвс}})}\right] \eta(N, T_{\text{пвс}}, \gamma), \quad (2.8)$$

$$\text{где } \eta(N, T_{\text{пвс}}, \gamma) = \frac{1 - \exp(-\gamma N T_{\text{пвс}})}{\exp(-\gamma T_{\text{пвс}})} \exp(-\gamma T_{\text{пвс}} + \gamma \tau_{\text{пвс}}).$$

Очевидно, что статистические флуктуации дифференциальной проводимости выпрямляющего контакта  $p(t)$  связаны со случайной величиной энергии  $\mathcal{E}_a$ , и именно ее флуктуации определяют статистику ФП (так как дефекты, образующиеся под действием серии импульсов перегрузки, могут возникать на различных центрах, кроме того, меняться условия образования дефектов).

Вероятность ФП полупроводникового элемента можно оценить как вероятность превышения параметром  $p$  критического значения  $p_{\text{кр}}$ :

<sup>152</sup> Физические основы надежности интегральных схем // Сыноров В.Ф., Пивоваров Р.П., Петров Б.К., Долматов Т.В. / Под ред. Ю.Г. Миллера. – М.: Сов. Радио, 1976. – 320 с.

<sup>153</sup> Ключник А.В. Статистика повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // Радиоэлектроника. – 2010. – №12. – С.22- 29.

$$P = \int_{p_{кр}}^{\infty} g(p) dp,$$

где  $g(p)$  – плотность вероятности случайной величины  $p$ .

Если для случайной непрерывной величины  $\mathcal{E}_a$ , известна плотность распределения вероятности  $f(\mathcal{E}_a)$ , то вероятность ФП полупроводникового элемента  $P$  можно оценить как вероятность превышения параметром  $p$  критического значения  $p_{кр}$ <sup>154</sup>:

$$P = \int_{\mathcal{E}_0}^{\mathcal{E}(T, T_{пвс}, \gamma, \eta, \delta)} f(\mathcal{E}_a) d\mathcal{E}_a, \quad (2.9)$$

где  $\mathcal{E}(T, T_{пвс}, \gamma, \eta, \delta) = k_B T \{ \ln(\delta) + \ln[\eta(N, T_{пвс}, \gamma)] \}$  – решение уравнения (3.8) при  $p_N = p_{кр}$ ;  $\delta = V_0 \tau_{пвс} / p_{кр}$ .

Для оценки вероятности ФП полупроводникового элемента предположим, что энергия  $\mathcal{E}_a$  имеет нормальный закон распределения со средним  $\mathcal{E}_{ср}$  и дисперсией  $\Delta^2$ . Такой закон может быть обоснован для простых структур, например, диодов или транзисторов.

Тогда вероятность ФП (превышения  $p_{кр}$ ) для  $\mathcal{E}_{ср} > \mathcal{E}_0$  будет иметь вид<sup>155</sup>:

при  $\mathcal{E}(T, T_{пвс}, Q, \eta, \delta) \geq \mathcal{E}_{ср}$

$$P = \Omega \cdot \Delta \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \left\{ \operatorname{erf} \left( \frac{\mathcal{E}_{ср} - \mathcal{E}_0}{\sqrt{2}\Delta} \right) + \operatorname{erf} \left( \frac{\mathcal{E}(T, T_{пвс}, Q, \eta, \delta) - \mathcal{E}_{ср}}{\sqrt{2}\Delta} \right) \right\},$$

при  $\mathcal{E}_0 < \mathcal{E}(T, T_{пвс}, Q, \eta, \delta) < \mathcal{E}_{ср}$  (2.10)

$$P = \Omega \cdot \Delta \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \left\{ \operatorname{erf} \left( \frac{\mathcal{E}_{ср} - \mathcal{E}_0}{\sqrt{2}\Delta} \right) - \operatorname{erf} \left( \frac{\mathcal{E}_{ср} - \mathcal{E}(T, T_{пвс}, Q, \eta, \delta)}{\sqrt{2}\Delta} \right) \right\},$$

<sup>154</sup> Ключник А.В. Моделирование вероятности повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ РАН, 2010. – С. 255-261.

<sup>155</sup> Ключник А.В. Статистика повреждения СВЧ диодов импульсным радиоизлучением / А.В. Ключник, А.В. Солодов, Ю.А. Пирогов // Радиоэлектроника. – 2010. – №12. – С.22- 29.

$$\text{где } \Omega = \Delta \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left\{ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\mathcal{E}_{\text{ср}}}{\sqrt{2}\Delta} \right) \right\};$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du.$$

Если энергия последовательности МЧ ПВС  $\mathcal{E}_a$  имеет равномерное распределение (что характерно для интегральных микросхем) в диапазоне  $\mathcal{E}_0 \leq \mathcal{E}_a \leq \mathcal{E}_0 + \Delta\mathcal{E}$ , то вероятность ФП будет иметь вид:

$$\begin{cases} P = 0 & \text{при } k_B T [\delta + \ln(\eta)] \leq \mathcal{E}_0, \\ P = \frac{k_B T [\delta + \ln(\eta)] - \mathcal{E}_0}{\Delta\mathcal{E}} & \text{при } \mathcal{E}_0 \leq k_B T [\delta + \ln(\eta)] \leq \mathcal{E}_0 + \Delta\mathcal{E}, \\ P = 1 & \text{при } k_B T [\delta + \ln(\eta)] > \mathcal{E}_0 + \Delta\mathcal{E}. \end{cases} \quad (2.11)$$

Выражения (2.10), (2.11) являются основными расчетными и дают возможность получить численные оценки вероятности ФП  $P$  от числа импульсов  $N$ , от периода следования импульсов последовательности  $T_{\text{ПВС}}$ , от мощности  $P$  одного импульса.

## 2.2 Результаты расчета вероятности ФП полупроводниковых элементов

Величину  $\mathcal{E}_0$  можно оценить как  $k_B T_{\text{кр}}$ , где  $T_{\text{кр}} = (T_0 + \Delta T_{\text{кр}})$  – критическое значение температуры, используемое в модели Вунша-Белла, при достижении которого происходит повреждение р-п перехода. Величину  $\Delta T_{\text{кр}}$  для разных р-п переходов, например кремниевых, можно определить по эмпирическому выражению, приведенным в работе <sup>156</sup>. Так для переходов р-п переходов с напряжением лавинного пробоя  $-7 \dots -9$  В,  $\Delta T_{\text{кр}} = 350 \dots 500^\circ$ .

На рис.2.1 представлена зависимость вероятности ФП полупроводникового элемента для нормального закона распределения  $P$  (2.10) от числа воздействующих радиоимпульсов  $N$ . Графики построены при следующих значениях параметров:  $\mathcal{E}_{\text{ср}}/k_B T(\tau_{\text{ПВС}}) = 10$ ;  $\delta = 3$ ,  $\gamma = 10^{-4}$ . График 1 соответствует  $T_{\text{ПВС}} = 250$  нс,  $\Delta/\mathcal{E}_{\text{ср}} = 1,3$ ,  $\mathcal{E}_0/\mathcal{E}_{\text{ср}} = 1$ ,  $Q = 50$ ; график 2 –  $T_{\text{ПВС}} = 250$  нс,

<sup>156</sup> Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В.В. Антипин, В.А. Годовицын, Д.В. Громов, А.О. Кожевников, А.А. Раваев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1995. – №1. – С. 37-52.

$\Delta/\mathcal{E}_{cp}=1,3$ ,  $\mathcal{E}_0/\mathcal{E}_{cp}=0,5$ ,  $Q=25$ ; график 3 –  $T_{пвс}=250$  нс,  $\Delta/\mathcal{E}_{cp}=1,8$ ,  $\mathcal{E}_0/\mathcal{E}_{cp}=0,3$ ,  $Q=16$ ; график 4 –  $T_{пвс}=250$  нс,  $\Delta/\mathcal{E}_{cp}=2$ ,  $\mathcal{E}_0/\mathcal{E}_{cp}=0,25$ ,  $Q=8$ .

На рис. 2.2 представлена полученная аналогичная зависимость вероятности ФП  $P$  при равномерном законе распределения от числа воздействующих радиоимпульсов  $N$  для  $\delta=3$ ;  $\gamma=10^{-4}$ . График 1 соответствует  $\Delta\mathcal{E}/\mathcal{E}_0=1$ ,  $T_{пвс}=250$  нс;  $\tau_{пвс}=5$  нс;  $\mathcal{E}_0/k_B T(\tau_{пвс})=10$ ; график 2 –  $\Delta\mathcal{E}/\mathcal{E}_0=0,5$ ,  $T_{пвс}=250$  нс;  $\tau_{пвс}=10$  нс;  $\mathcal{E}_0/k_B T(\tau_{пвс})=10$ ; график 3 –  $\Delta\mathcal{E}/\mathcal{E}_0=0,3$ ,  $T_{пвс}=250$  нс;  $\tau_{пвс}=10$  нс;  $\mathcal{E}_0/k_B T(\tau_{пвс})=5$ ;  $\Delta\mathcal{E}/\mathcal{E}_0=0,25$ , график 4 –  $T_{пвс}=250$  нс;  $\tau_{пвс}=10$  нс;  $\mathcal{E}_0/k_B T(\tau_{пвс})=5$ .

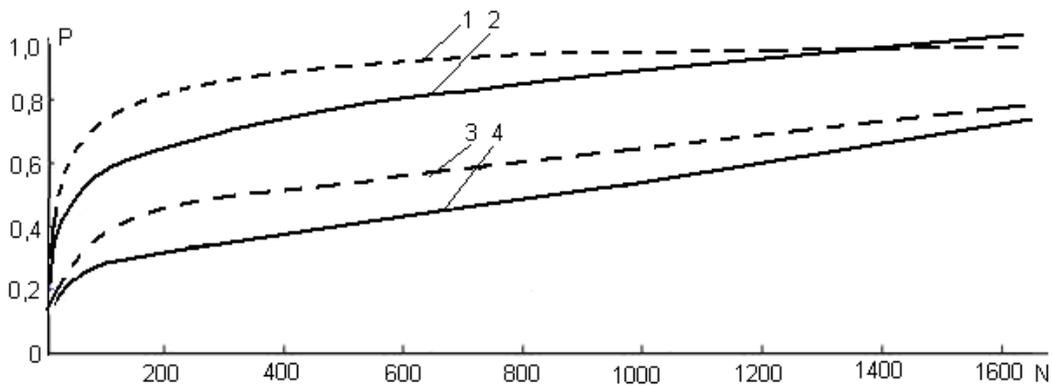


Рисунок 2.1 – Зависимость вероятности ФП  $r$ – $n$  перехода от количества импульсов в пачке  $N$  для нормального закона распределения

Параметр  $\mathcal{E}_0/k_B T(\tau_{пвс})$  обратно пропорционален максимальной температуре, которая достигается в  $r$ – $n$  переходе и показывает во сколько раз энергия сигнала меньше тепловой энергии, достаточной для ФП элемента. Параметр  $\Delta\mathcal{E}/\mathcal{E}_0$  характеризует разброс энергии сигнала на разных дефектах  $r$ – $n$  перехода и в общем случае он может быть порядка единицы.

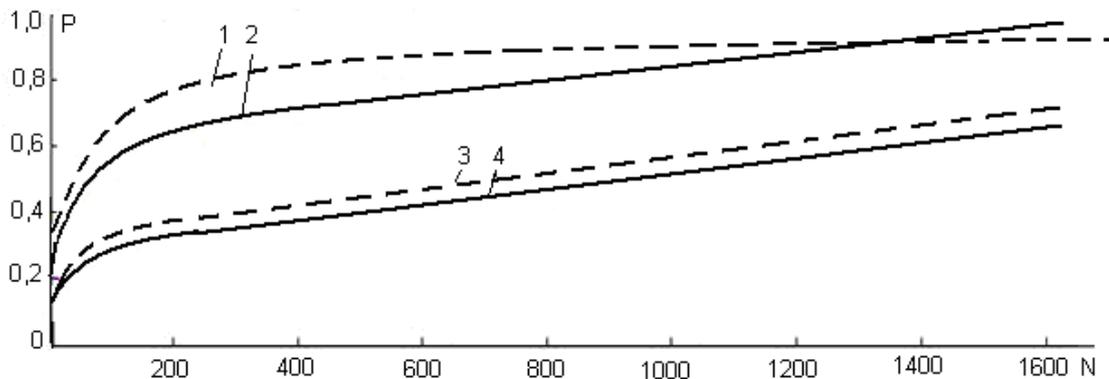


Рисунок 2.2 – Зависимость вероятности ФП  $r$ – $n$  перехода от количества импульсов в пачке  $N$  для равномерного закона распределения

Анализ рис. 2.1, 2.2 показывает, что при увеличении количества импульсов вероятность ФП  $p$ - $n$  перехода стремится к своему предельному значению. При одноступенчатом  $V$ -образном распределении частот для периода следования сигналов в пачке меньше времени релаксации, ФП элементов может наступить уже при 800 ... 1000 импульсах в пачке. В случае многоступенчатого  $V$ -образного распределения частот энергия одиночного сигнала меньше и деградация наступает при  $N=1600 \dots 2000$  импульсов при определенных выше значениях энергии сигнала. При этом зависимость вероятности ФП от длительности импульса гораздо менее существенная.

На рис. 2.3 представлена зависимость вероятности ФП полупроводниковых элементов  $P$  от периода следования импульсов  $T_{\text{пвс}}$  для нормального закона распределения. Графики построены при  $\mathcal{E}_{\text{ср}}/k_{\text{Б}}T(\tau_{\text{пвс}})=10$ ,  $\mathcal{E}_{\text{ср}}/\mathcal{E}_0=10$ ,  $\delta=3$ ,  $\gamma=10^{-4}$ ,  $N = 1000$ . Кривая 1 соответствует  $\Delta/\mathcal{E}_{\text{ср}}=10$ ,  $Q=50$ ; кривая 2 –  $\Delta/\mathcal{E}_{\text{ср}}=7$ ,  $Q=25$ ; кривая 3 –  $\Delta/\mathcal{E}_{\text{ср}}=4$ ,  $Q=16$ .

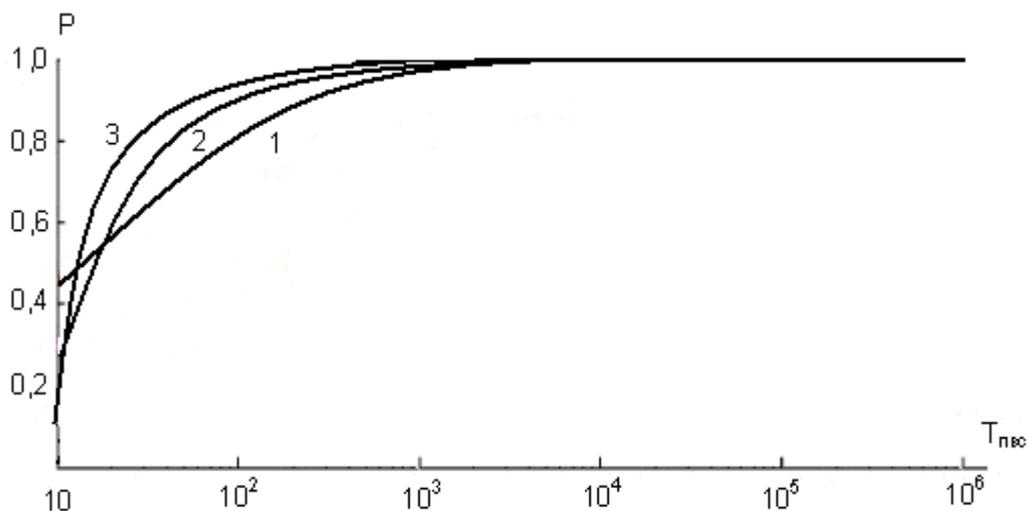


Рисунок 2.3 – Зависимость вероятности ФП от периода следования импульсов

Из выражения (2.8) следует, что при  $\gamma T_{\text{пвс}}, N\gamma T_{\text{пвс}} \ll 1$  вероятность ФП пропорциональна  $\log(N)$  и нарастает с увеличением количества воздействующих импульсов, а при  $N\gamma T_{\text{пвс}} \gg 1$  вероятность  $P$  стремится к постоянной величине.

На рис.2.4 представлена зависимость вероятности ФП полупроводниковых элементов от относительной энергии  $\mathcal{E}/\mathcal{E}_{\text{кр}}$  для нормального закона распределения. Графики на рис.2.4 построены при  $\Delta/\mathcal{E}_{\text{ср}}=1$ ,  $\mathcal{E}_{\text{ср}}/\mathcal{E}_0=1$ ,  $\delta=1$ ,  $N=800$ : кривая 1 –  $\gamma T_{\text{пвс}}=10^{-2}$ ; кривая 2 –  $\gamma T_{\text{пвс}}=10^{-5}$ .

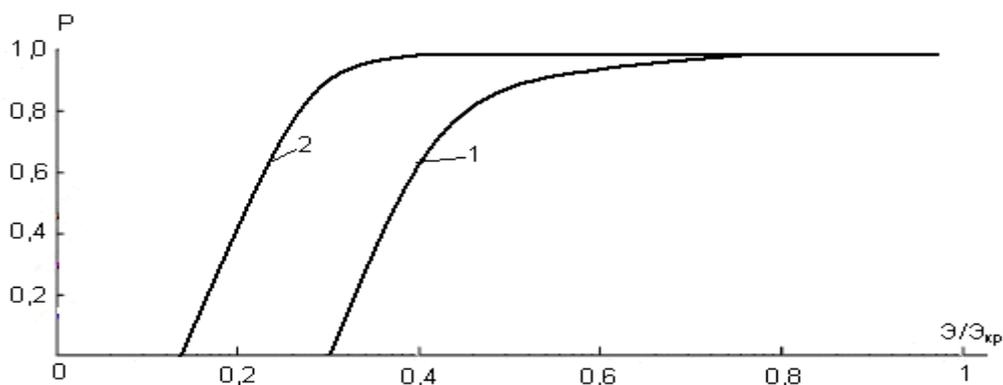


Рисунок 2.4 – Зависимость вероятности ФП от относительной энергии

Кривые рис.2.4 показывают, что выход из строя полупроводникового прибора происходит при превышении определенного уровня мощности.

Если зафиксировать вероятность ФП на уровне 0,5 в выражении (2.10), то можно определить зависимость относительной энергии  $E/E_{кр}$  импульса от периода повторения импульсов  $T_{пвс}$  в пачке. Полагая  $E_0 = k_B T_{кр}$ , для случая  $N\gamma T_{пвс} \ll 1$  получим:

$$\frac{E_{50\%}}{E_{кр}} \sim \frac{1 + \frac{\Delta}{2k_B T_{кр}}}{\delta + \ln(t T_{пвс})}.$$

Из полученного выражения следует, что с уменьшением периода повторения импульсов энергия  $E_{50\%}$  импульса, необходимая для ФП полупроводникового перехода, уменьшается.

Таким образом, предложен усовершенствованный метод расчета вероятности ФП полупроводниковых элементов модулятора передающей радиолнии БПЛА, в котором статистические особенности процесса повреждения определяются флуктуациями энергии, необходимой для функционального поражения. Метод позволяет описывать зависимость вероятности появления повреждений от числа воздействующих радиоимпульсов  $N$ , периода пачки  $T_{пвс}$ , длительности импульса  $\tau_{пвс}$ , скважности и от мощности сигнала<sup>157</sup>.

Обобщая полученные результаты, можно сделать следующие важные для практического применения данной методики выводы: для повышения вероятности ФП БПЛА при использовании последовательности МЧ ПВС целесообразно использовать многоступенчатое V-образное распреде-

<sup>157</sup> Ермаков Г.В. Метод определения вероятности деградации полупроводниковых элементов приемных устройств при использовании последовательностей многочастотных пространственно-временных сигналов / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системы обработки информации. – Х.: ХУПС, 2011. – Вып. 5 (95). – С. 36-40.

ление частот по апертуре, что позволяет на дальности 5 км "заполнить" ДН ЦФАР набором полезных сфокусированных сигналов, каждый из которых приводит к локальному дефекту p-n перехода. Количество сигналов будет тем больше, чем меньше скважность последовательности: при  $Q=25$  достаточно порядка 800 импульсов, при этом вероятность ФП увеличится почти на 8% по отношению к тому же количеству импульсов для одноступенчатого V-образного распределения, при  $Q=16$  вероятность ФП увеличится на 12% (рис. 2.1, 2.2).

При уменьшении периода повторения импульсов также увеличивается вероятность ФП. Из рассмотренных в работе многоступенчатых V-образных распределений с различной скважностью следует, что уменьшается частота повторения импульсов по мере уменьшения скважности: при  $Q=50$  деградация наступает при  $T_{\text{ПВС}}=250$  нс, при  $Q=25$  при  $T_{\text{ПВС}}=180$  нс, при  $Q=75$  при  $T_{\text{ПВС}}=800$  нс (рис. 2.3).

По мере накопления энергии полупроводниковым элементом увеличивается вероятность его деградации. При этом в режиме накопления повреждений (кривая 2, рис. 2.4) важна именно абсолютная энергия, а не ее приращение, как в режиме теплового пробоя (кривая 1, рис. 2.4). Так при одинаковой относительной энергии в обоих режимах на уровне 0,4 вероятность ФП в режиме накопления повреждений на 0,2 выше, чем в тепловом режиме.

### **2.3 Анализ дискретности и точности установки параметров законов пространственно-фазо-частотного управления сигналами в средствах ФП РЭС БПЛА**

Как было показано выше, для обеспечения работы средств ФП необходимо использовать многоэлементные ФАР. Возникающие из-за различных случайных факторов флуктуации параметров сигналов и антенн ограничивают потенциальные возможности средств ФП и могут привести к существенным изменениям сформированных МЧ ПВС, снижению их пиковой мощности и, в целом, к невозможности решения задач ФП БПЛА. Поэтому целесообразно провести анализ влияния различных случайных и детерминированных изменений электрических и конструктивных параметров цилиндрической фазированной антенной решетки, систем управления излучаемыми сигналами и законов ПФЧ управления формированием ЭМИ.

### 2.3.1 Основные предположения при проведении статистического анализа характеристик МЧ ПВС, излучаемых цилиндрическими ФАР средств ФП

Для формирования последовательности МЧ ПВС необходимо задать закон распределения амплитуд (5.15), начальных фаз (5.10, а, б) и частот (5.12), (5.21) излучаемых сигналов по апертуре цилиндрической фазированной антенной решетке.

Параметры закона ПФЧ управления должны быть стабильны в течение времени, равного усредненной длительности импульсов на выходе излучателей при формировании одиночного МЧ ПВС, а при формировании последовательности – в течение длительности этой пачки ПВС, т.е. за время  $\tau_{p\Sigma}$ . Это накладывает определенные требования к точности и стабильности параметров закона ПФЧ управления сигналами.

Поэтому возникает необходимость исследования влияния различного рода отклонений от заданных значений параметров закона ПФЧ управления излучаемыми сигналами в каналах цилиндрической фазированной антенной решетки при формировании последовательностей многочастотных пространственно-временных сигналов.

Кроме этого, необходимо исследовать также влияние ошибок в установке заданной дискретности начальной фазы и частоты на характеристики формируемых сигналов.

Влияние типовых ошибок, возникающих при эксплуатации традиционных антенн и элементов антенно-фидерного тракта на характеристики поля излучения, достаточно хорошо изучено и рассмотрено в известной литературе<sup>158,159,160,161</sup> и может быть учтено при создании средств ФП. Поэтому в работе рассматриваются только особенности требований к точности расположения фазовых центров излучателей и требования к дискретности и точности установки начальных фаз и несущих частот по апертуре цилиндрических ФАР, специфические для ПФЧ фокусировки на основе предлагаемых равнодискретных V-образных распределений частот.

---

<sup>158</sup> Антенные устройства / Под ред. В.Е. Ямайкина. – Минск: МВИРТУ, 1965. – 530 с.

<sup>159</sup> Ермаков Г.В. Оценивание характеристик многочастотных пространственно-временных сигналов при многоступенчатом распределении частот по апертуре цилиндрической ФАР / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системы обработки информации. – Х.: ХУПС, 2010. – № 9(90). – С. 126-129.

<sup>160</sup> Евсеев А.С. К вопросу и статистике поля сфокусированных систем / А.С. Евсеев // Антенны. Сб. НТО радиотехники, электроники и связи им. Попова. – М.: Связь, 1972. – Вып. 15. – С. 46-55.

<sup>161</sup> Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн / Я.С. Шифрин. – М.: Сов. радио, 1970. – 384 с.

Статистические параметры законов ПФЧ управления формированием МЧ ПВС (вид закона распределения ошибок, дисперсии и радиусы корреляции ошибок) являются при изучении статистики поля излучения исходными величинами. Однако из-за большого количества элементов в передающих каналах, видов и источников нестабильностей достаточно сложно определить вид закона распределения ошибок параметров сигналов в каждом канале ФАР. Учитывая конструктивную независимость передающих каналов и пренебрегая их взаимным влиянием, в дальнейшем будем предполагать, что ошибки установки параметров сигналов в каналах цилиндрической ФАР некоррелированы и равновероятны. Можно показать, что в этом случае ошибка в выборе закона не превысит  $\pm 20\%$  значения суммарной погрешности (если рассматриваемая погрешность доминирующая) <sup>162,163</sup>.

В дальнейшем рассмотрим влияние указанных нестабильностей на уровень пиковой мощности, длительность и период повторения МЧ ПВС и проведем оценку максимальных значений ошибок параметров законов ПФЧ управления сигналами, при которых указанные характеристики сфокусированных МЧ ПВС изменяются не более чем на 10%.

### **2.3.2 Оценка погрешности расположения фазовых центров излучателей в цилиндрических ФАР средств ФП**

Из (5.16) видно, что качество формирования МЧ ПВС зависит от степени обеспечения заданных координат фазовых центров источников излучения. Однако при создании конкретных образцов средств ФП РЭС БПЛА возможны ошибки в обеспечении выбранных координат и законы изменения мгновенных фаз не будут соответствовать заданному требованию формирования сигнала в заданной точке пространства  $P_{\phi}(x_{\phi}, y_{\phi}, z_{\phi})$ .

Для обоснования требований к точности расположения фазовых центров излучателей в цилиндрических ФАР с пирамидальными рупорами целесообразно провести расчет поля излучения при использовании одноступенчатых и многоступенчатых V-образных законов распределения частот при наличии указанных ошибок <sup>164</sup>.

---

<sup>162</sup> Маляревский Н.М. Погрешность измерения вероятностей / Н.М. Маляревский // Известия вузов. – 1962. – № 2. – С. 73-76.

<sup>163</sup> Рабинович Б.Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений / Б.Е. Рабинович // Вопросы радиоэлектроники. Серия VI. Радиоизмерительная техника. Науч.-техн. сб. – 1961. – Вып. 4. – С. 3-20.

<sup>164</sup> Ермаков Г.В. Оценивание статистических характеристик временной структуры короткоимпульсных сигналов в линиях передачи информации / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Збірник наукових праць

Влияние ошибок в расположении фазовых центров отдельных источников излучения при равновероятном законе их распределения на математическое ожидание нормированной напряженности электрического поля цилиндрической ФАР можно оценить на основе (5.16) в виде <sup>165</sup>:

$$\langle E(P_\phi, t) \rangle = \left( \frac{1}{E_{\max}} \sum_{m=-\frac{M_x-1}{2}}^{\frac{M_x-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} \frac{A_{mn} F_{mn}(\phi, \Theta_\phi)}{R_{mn}} \sqrt{60 P_{mn} G_{\max mn}} \times \right. \\ \left. \times \exp \left( -j \left[ 2\pi f_{0mn} \left[ t - \frac{R_{mn}^{\text{ош}}}{c} \right] + \theta_{mn} \right] \right) \right), \quad (2.12)$$

где  $E_{\max}$  – максимальное значение напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР.

Расстояние до точки наблюдения от каждого излучающего элемента с учетом ошибок расположения фазовых центров равно:

$$R_{mn}^{\text{ош}} = \sqrt{(x_\phi - x_{mn}^{\text{ош}})^2 + (y_\phi - y_{mn}^{\text{ош}})^2 + (z_\phi - z_{mn}^{\text{ош}})^2}, \quad (2.13)$$

$$\text{где } x_{mn}^{\text{ош}} = x_{mn} + \frac{\Delta\rho}{\sqrt{2}} \Psi_1, \quad y_{mn}^{\text{ош}} = y_{mn} + \frac{\Delta\rho}{\sqrt{2}} \Psi_2, \quad z_{mn}^{\text{ош}} = \Delta h \Psi_3 - \text{значе-}$$

ния координат фазовых центров источников излучения цилиндрической ФАР с учетом ошибок;

$\Delta\rho$  и  $\Delta h$  – максимальные значения ошибок расположения фазовых центров источников излучения;

$\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3$  – равномерно распределенные в интервале  $[-1, 1]$  случайные числа.

Требуемые законы распределения начальных фаз по апертуре цилиндрической ФАР при отсутствии ошибок в расположении излучателей определяются в соответствии с выражением (5.10), а распределения несущих частот  $f_{0mn}$  – (5.12), и (5.21).

"Системи управління, навігації та зв'язку" ДП "Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління" (13-14 грудня 2010 року). – К., 2010. – С.265.

<sup>165</sup> Ермаков Г.В. Анализ точности установки фаз и несущих частот по апертуре цилиндрической ФАР при функциональном поражении бортовых РЭС / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко //Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. –Х.: ХУПС, 2011. – № 2 (28). – С. 66-70.

Расчет напряженности электрического поля с учетом ошибок проведем для случая: количество "рабочих" элементов  $N=M_x \times N_y=88 \times 20=1760$ ; максимальный размер апертуры  $L=1$  м; радиус цилиндра  $1,25$  м; шаг решетки вдоль направляющей  $d_x=1,0\lambda$ , вдоль образующей  $d_z=0,8\lambda$ ; амплитудное распределение равномерное  $A(x,y)=1$ . С учетом выбранного для ФП диапазона длин волн дискретность частоты между соседними излучателями выбрана  $\Delta F_y = 2\text{ГГц}/10 = 200\text{МГц}$ ,  $\Delta F_x = 2\text{ГГц}/44 = 45\text{МГц}$  и, соответственно, максимальный разнос несущих частот по апертуре ФАР составляет  $F_{x\max} = F_{y\max} = 2\text{ГГц}$ . Это позволяет формировать последовательность МЧ ПВС длительностью  $\tau_{\text{ПВС}} = 3$  нс с периодом повторения  $T_p=250$  нс.

На рис. 2.5 приведены зависимости математического ожидания нормированного значения напряженности электрического поля  $\bar{E}_H = \langle E(x,y,z,t)/E_{\max} \rangle$  цилиндрической ФАР от ошибок  $\Delta\rho$  и  $\Delta h$ , рассчитанные в соответствии с (2.12) при использовании одноступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре для  $R=5$  км.

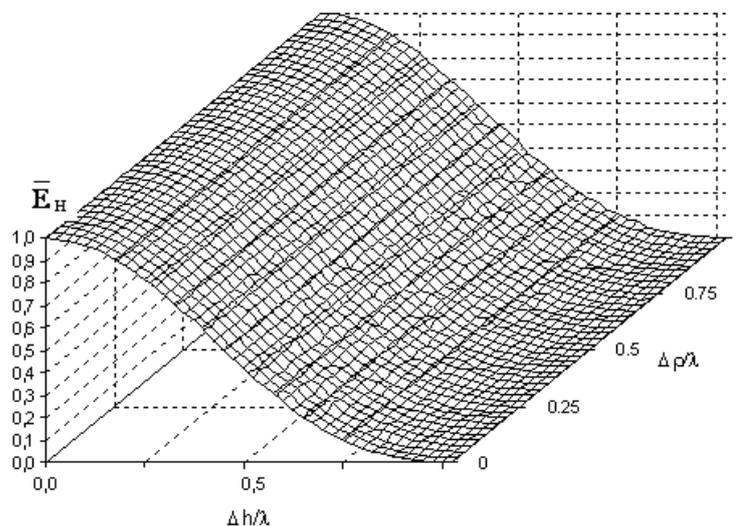


Рисунок 2.5 – Зависимость математического ожидания нормированной напряженности электрического поля от ошибок  $\Delta\rho$  и  $\Delta h$

На рис. 2.6 приведены аналогичные зависимости  $\bar{E}_H$  цилиндрической ФАР по нормали к образующей в зависимости от расстояния без учета ошибок расположения излучателей ( $\Delta\rho = 0$ ;  $\Delta h = 0$ ), а также с учетом максимальных значений ошибок как в плоскости образующей при  $\Delta\rho = \lambda$ , так и в плоскости направляющей при  $\Delta h = \lambda/6$  для  $R=5$  км.

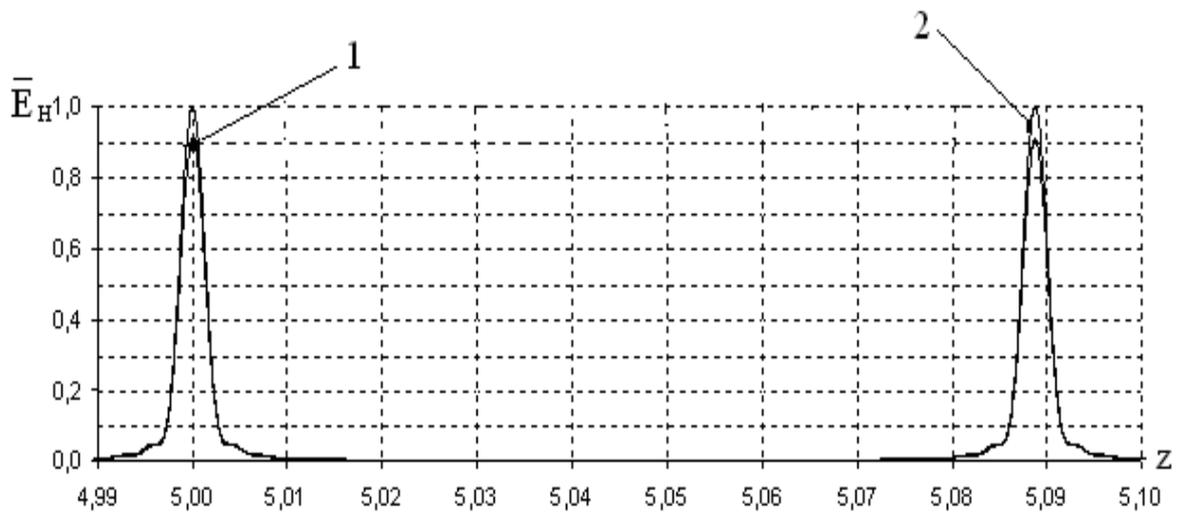


Рисунок 2.6 – Влияние ошибок  $\Delta\rho$  и  $\Delta h$  на распределение напряженности электрического поля ФАР по дальности ( $1 - \Delta\rho=0$ ;  $\Delta h = \lambda/6$ )

Как видно из рис. 2.5 и 2.6, влияние ошибок расположения излучателей в плоскости образующей в дальней зоне становится несущественным. Влияние ошибок расположения фазовых центров излучателей в плоскости направляющей не зависит от дальности до точки фокусировки. Результаты расчетов также показали, что влияние ошибок расположения излучателей в плоскости образующей на уровень напряженности электрического поля МЧ ПВС сказывается только в зоне Френеля. Область допустимых значений  $\Delta h$ , в которой уменьшение значения  $E_H$  не превышает 10%, определяется из условия:

$$\Delta h \leq \lambda/6. \quad (2.14)$$

На рис. 2.7 приведены зависимости  $\bar{E}_H = \langle E(x, y, z, t) / E_{\max} \rangle$  в направлении нормали к раскрытию цилиндрической ФАР без учета ошибок расположения излучателей ( $\Delta\rho = 0$ ;  $\Delta h = 0$ ), а также с учетом максимальных значений ошибок в плоскости образующей, равных  $\Delta\rho = \lambda$ , и в плоскости направляющей, равных  $\Delta h = \lambda/6$ , при использовании многоступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре с параметром  $\nu=4$  ( $Q=12$ ) для  $z=5$  км.

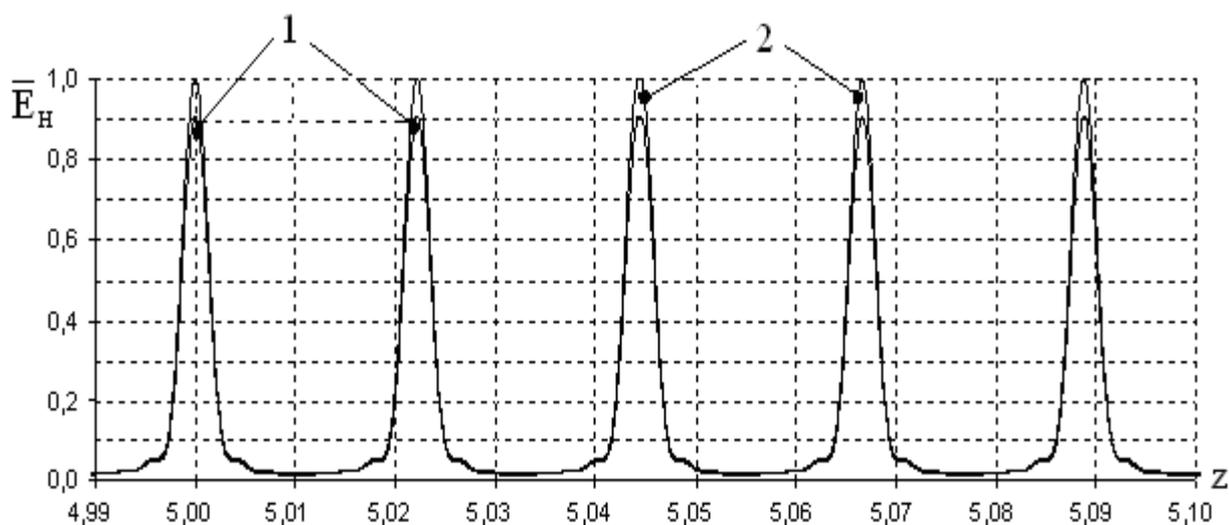


Рисунок 2.7 – Влияние ошибок  $\Delta r$  и  $\Delta h$  на распределение напряженности электрического поля цилиндрической ФАР по дальности при  $\nu=4$  ( $Q=12$ )

Как видно из рис. 2.7, влияние ошибок расположения фазовых центров излучателей носит такой же характер, как и в предыдущем случае. Область допустимых значений  $\Delta h$ , в которой уменьшение значения  $\bar{E}_N$  составляет не более 10%, определяется также из условия (2.7).

Проведенное математическое моделирование показывает, что ошибки расположения фазовых центров отдельных источников излучения цилиндрической ФАР, равные  $\Delta r \leq \lambda$  и  $\Delta h \leq \lambda/6$ , практически не оказывают влияния на длительность и период повторения МЧ ПВС.

### 2.3.3 Влияние дискретности и точности установки начальных фаз и несущих частот по апертуре цилиндрических ФАР

Анализ предложенных методов формирования последовательностей коротких МЧ ПВС при использовании одноступенчатых и многоступенчатых V-образных законов распределения несущих частот по апертуре цилиндрических ФАР проводился без учета возможных ошибок установки начальных фаз и несущих частот в формирующих каналах. Однако при формировании МЧ ПВС для большого количества источников излучения за счет случайных неконтролируемых изменений параметров закона ПФЧ управления излучаемыми сигналами возможно существенное ухудшение характеристик средств ФП. Очевидно, что техническую реализацию средств ФП целесообразно проводить при использовании цифровой элементной базы. Имеющиеся при этом отклонения от заданной дискретности установки несущих частот и начальных фаз излучаемых сигналов могут также существенно повлиять на процессы формирования последовательностей МЧ ПВС.

При проведении расчетов среднего нормированного значения напряженности электрического поля цилиндрической ФАР с учетом ошибок установки несущих частот и начальных фаз излучаемых сигналов использовались исходные данные, приведенные выше. В качестве расчетного использовалось выражение <sup>166</sup>:

$$\langle E(P_\phi, t) \rangle = \left( \frac{1}{E_{\max}} \sum_{m=-\frac{M_x-1}{2}}^{\frac{M_x-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} \frac{A_{mn} F_{mn}(\phi, \Theta_\phi)}{R_{mn}} \sqrt{60 P_{mn} G_{\max mn}} \times \right. \\ \left. \times \exp \left( -j \left[ 2\pi f_{0mn}^{\text{ош}} \left[ t - \frac{R_{mn}^{\text{ош}}}{c} \right] + \varphi_{0mn}^{\text{ош}} \right] \right) \right) \quad (2.15)$$

С учетом случайных ошибок в установке заданной дискретности, закон распределения начальных фаз имеет вид:

$$\varphi_{0mn}^{\text{ош}} = -2\pi f_{0mn} \left( \frac{z_\phi}{c} - \frac{R_{mn}}{c} \right) + \Delta\varphi \Psi_1; \quad (2.16)$$

где  $\Delta\varphi$  - максимальное значение ошибки установки начальной фазы в каждом излучающем элементе ФАР;

$\Psi_1$  - случайная величина, равномерно распределенная в пределах интервала  $[-1, 1]$ .

При этом одноступенчатый V-образный закон распределения несущих частот (5.12) с учетом ошибок можно записать в виде:

$$f_{0mn} = f_0 + n\Delta F_x + \frac{c}{2\pi R_{\text{ц}}} \frac{1}{[1 - \cos(m\delta\alpha)]} + \Delta f \Psi_2, \quad (2.17)$$

а многоступенчатый V-образный закон распределения несущих частот с учетом ошибок будет иметь вид:

<sup>166</sup> Ермаков Г.В. Анализ точности установки фаз и несущих частот по апертуре цилиндрической ФАР при функциональном поражении бортовых РЭС / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко //Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. –Х.: ХУПС, 2011. – № 2 (28). – С. 66-70.

$$f_{0mn} = f_0 + v \left[ \frac{m}{v} \right] \Delta F_x + \frac{c}{2\pi R_{\text{ц}}} \frac{1}{\{1 - \cos(v \left[ \frac{m}{v} \right] \delta \alpha)\}} + \Delta f \Psi_2, \quad (2.18)$$

где  $\Delta f$  – максимальное значение ошибки установки несущей частоты в каждом излучающем элементе ФАР;

$\Psi_2$  - случайная величина, равномерно распределенная в пределах интервала  $[-1,1]$ .

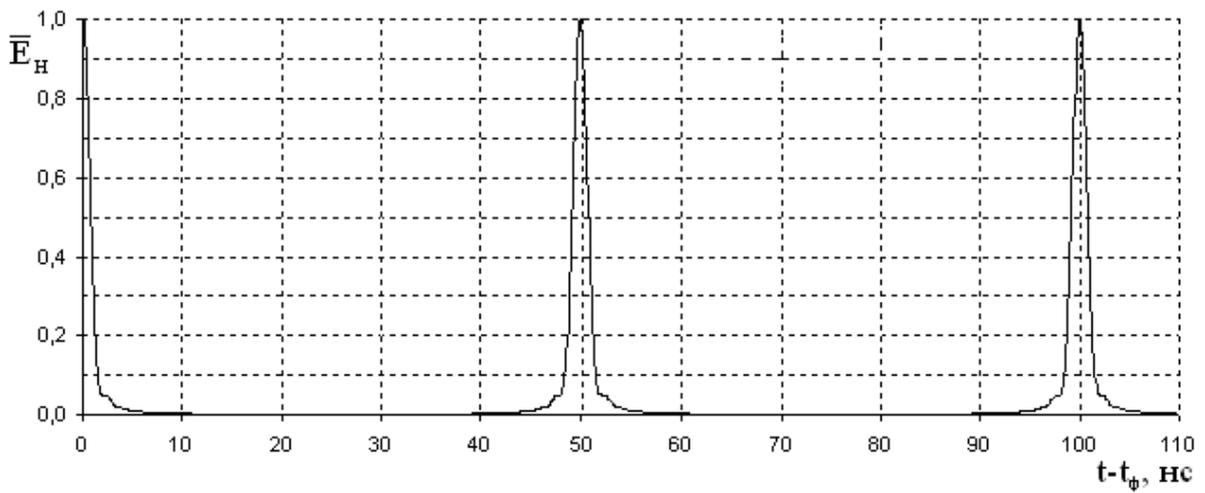
На рис. 2.8 приведены значения математического ожидания нормированной напряженности электрического поля излучения цилиндрической ФАР  $\bar{E}_H = \langle E(x, y, z, t) / E_{\text{max}} \rangle$  в плоскости образующей без учета ошибок установки несущих частот и начальных фаз ( $\Delta\varphi=0$ ;  $\Delta f=0$ ;  $Q=25$ ), с учетом максимального значения ошибки установки начальных фаз  $\Delta\varphi=\pi/2$  и с учетом максимального значения ошибки установки несущих частот  $\Delta f=\Delta F_x/8=\Delta F_y/8$  при использовании одноступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре для  $R_{\text{ф}}=5$  км.

На рис. 2.9 приведены значения  $\bar{E}_H$  для аналогичных предыдущему случаю условий, но при использовании многоступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре.

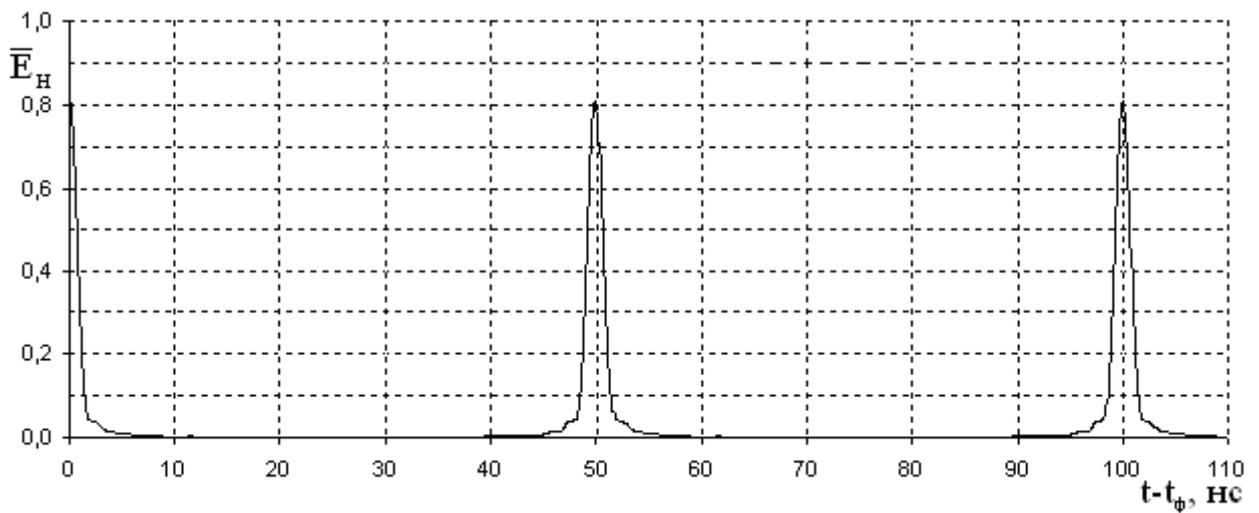
При этом влияние ошибок в установке заданной дискретности начальных фаз на характеристики сформированной последовательности МЧ ПВС не зависит от времени излучения (рис. 2.8,б и 2.9,б). Влияние ошибок в установке заданной дискретности несущих частот зависит от времени излучения (рис. 2.8,в и 2.9,в), поскольку фазовые ошибки

$$\Delta\varphi_{0mn} = 2\pi f_{0mn}^{\text{ош}} (t - t_{\text{ф}}), \quad (2.19)$$

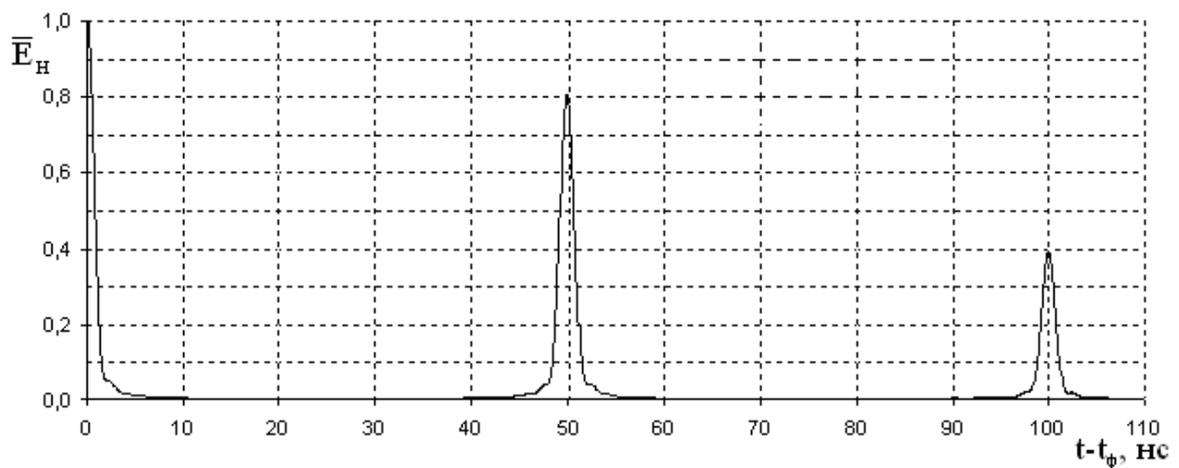
обусловленные неточностью установки несущих частот излучаемых сигналов, нарастают со временем.



а)  $\Delta\varphi=0; \Delta f=0; Q=25$

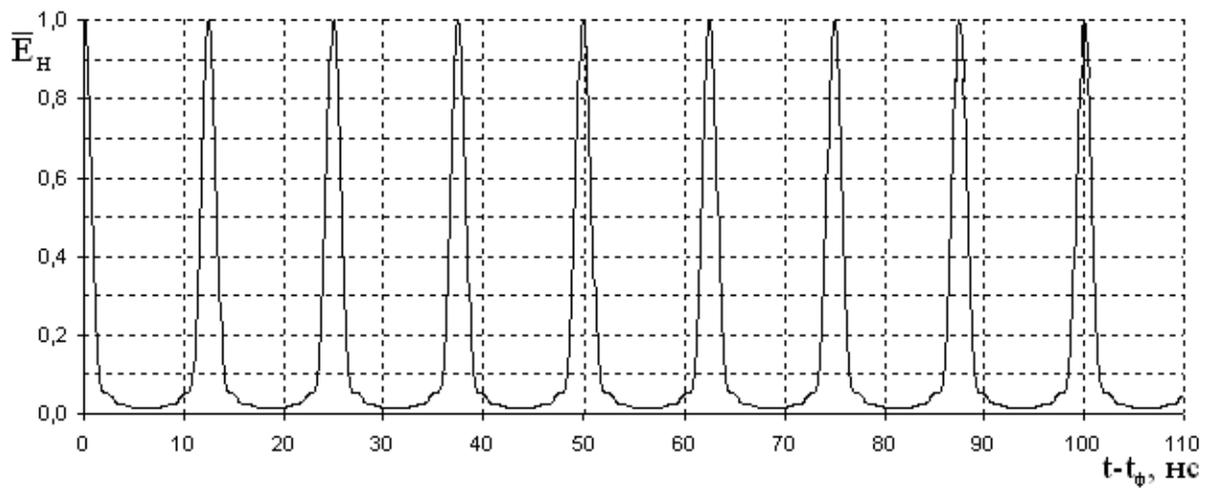


б)  $\Delta\varphi=\pi/2; \Delta f=0; Q=25$

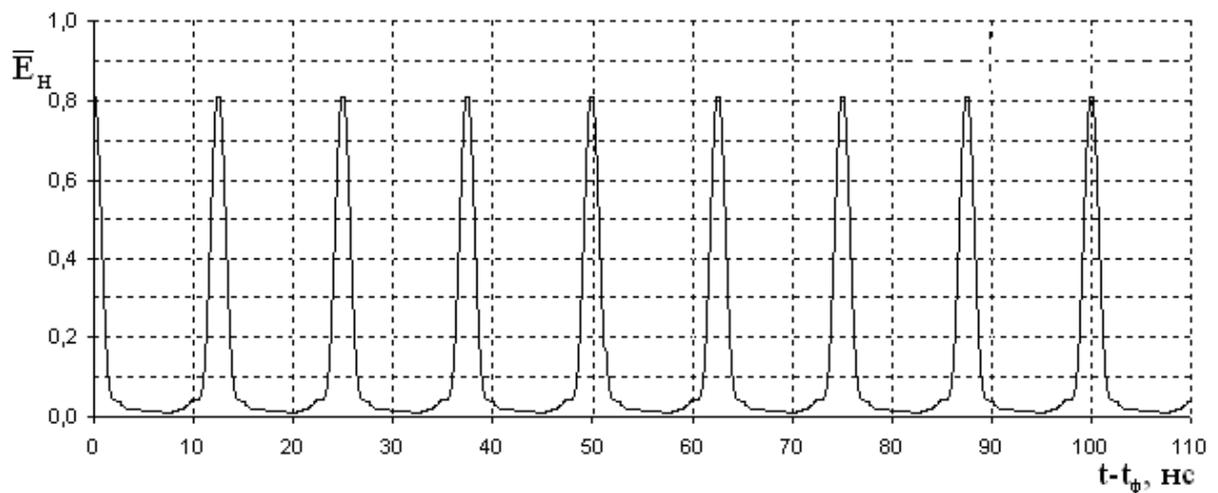


в)  $\Delta\varphi=\pi/2; \Delta f=F_x/8; Q=25$

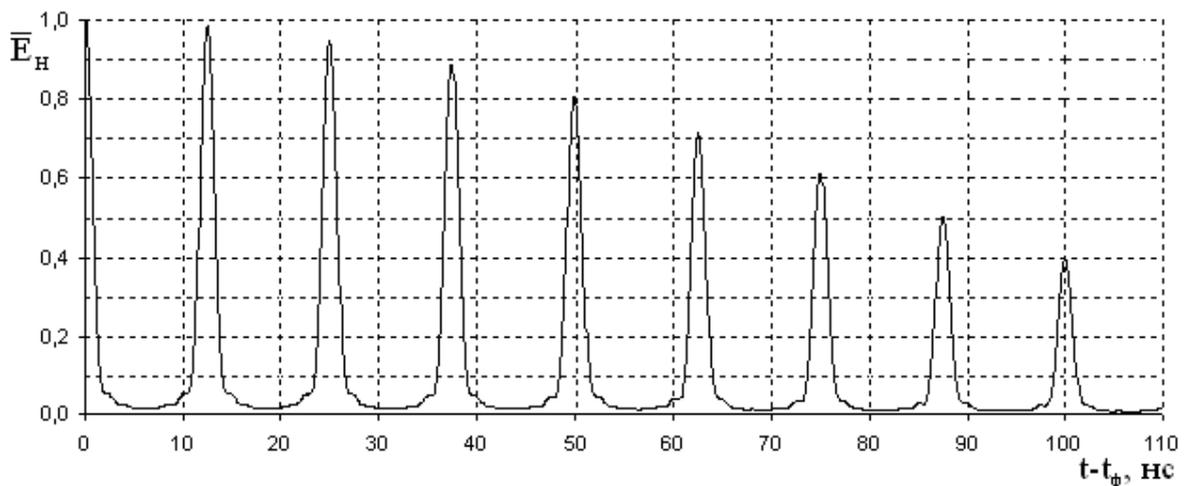
Рисунок 2.8 – Зависимости математического ожидания нормированной напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР от ошибок  $\Delta\varphi$  и  $\Delta f$



а)  $\Delta\varphi=0; \Delta f=0; Q=12$



б)  $\Delta\varphi=\pi/2; \Delta f=0; Q=12$



в)  $\Delta\varphi=\pi/2; \Delta f=F_x/8; Q=12$

Рисунок 2.9 – Зависимости математического ожидания нормированной напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР мощности ФАР от ошибок  $\Delta\varphi$  и  $\Delta f$  при уменьшении скважности

На рис. 2.10 приведены зависимости математического ожидания нормированного значения напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР  $\bar{E}_H$ , от времени наблюдения с учетом максимального значения ошибки установки несущих частот  $\Delta f=2,0$  МГц при использовании многоступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре с максимальным разносом несущих частот  $\Delta F_{\max} = 2$  ГГц.

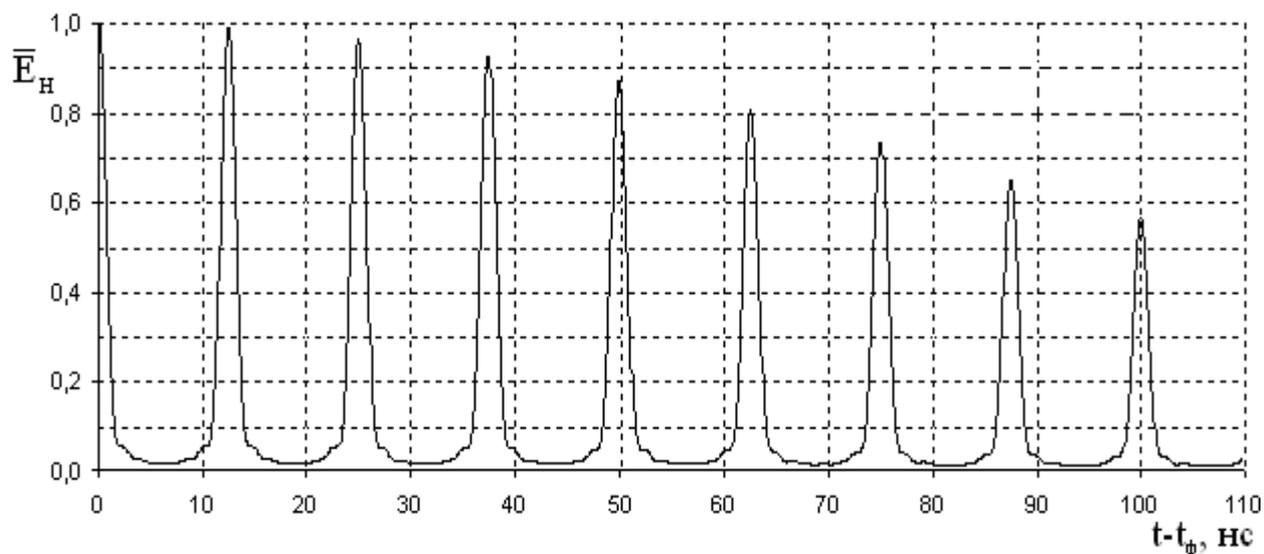


Рисунок 2.10 – Зависимость математического ожидания нормированного значения напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР, от времени излучения при  $\Delta f=2,0$  МГц для  $\Delta F_{\max}=2$  ГГц

Анализ рис. 2.10 показывает, что влияние ошибок установки несущих частот не зависит от выбранного значения максимального разноса несущих частот по апертуре и определяется значением ошибки установки несущей частоты в излучающих элементах  $\Delta f$  (или абсолютной нестабильностью частоты).

На рис. 2.11 представлена зависимость математического ожидания нормированного значения напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической, от значений абсолютной нестабильности частоты  $\Delta f$  и разных значений длительности пачки МЧ ПВС и ее сечения для разных значений  $\Delta f$  и длительности пачки.

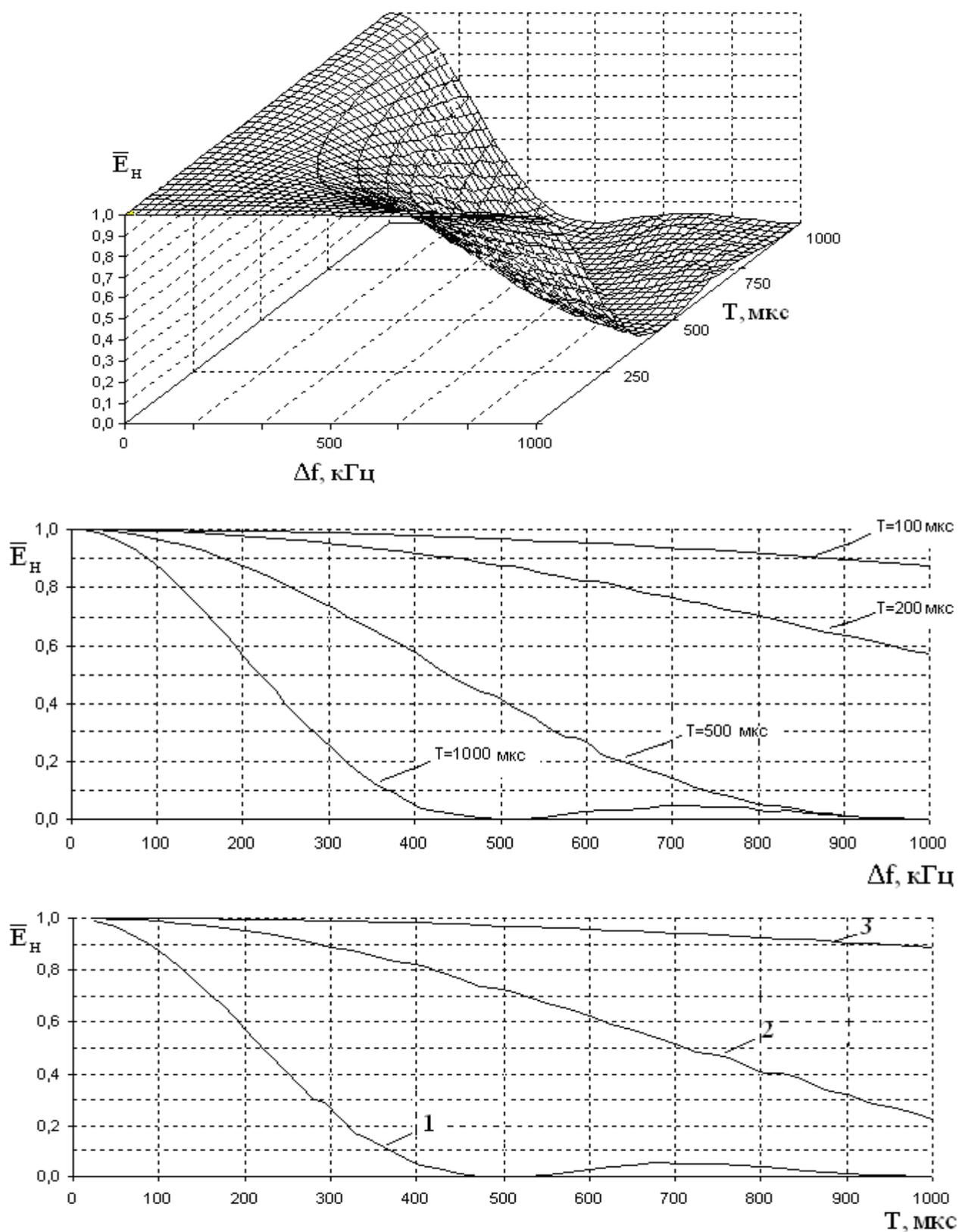


Рисунок 2.11– Зависимость математического ожидания нормированного значения напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР от  $\Delta f$  и длительности пачки МЧ ПВС (1 –  $\Delta f=1000$  кГц;  $\Delta f=300$  кГц;  $\Delta f=100$  кГц)

Как видно из рис. 2.11, при учете влияния ошибок установки несущей частоты в излучающих элементах необходимо учитывать длительность формируемой пачки МЧ ПВС. Как известно<sup>167,168</sup>, в существующих передающих устройствах сантиметрового диапазона волн значение долговременной (за несколько часов и до суток) относительной нестабильности частоты обеспечивается на уровне  $10^{-5} \dots 10^{-6}$ , а кратковременной (за время до единиц минут) – может достигать значений  $10^{-10} \dots 10^{-12}$ . С учетом этого длительность пачки МЧ ПВС, при которой напряженность электрического поля снижается не более чем на 10% из-за ошибок установки несущей частоты в излучающих элементах ФАР, может выбираться из условия  $\Delta f T \leq 0,1$  (рис.2.11), где  $T = nT_{\text{МЧПВС}}$  – длительность пачки периодической последовательности  $n$  воздействующих ПВИ для функционального поражения БПЛА.

На рис. 2.12 приведена зависимость  $\bar{E}_H$  в направлении нормали к раскрытию ФАР от максимальных значений ошибок установки начальных фаз для  $R=5$  км.

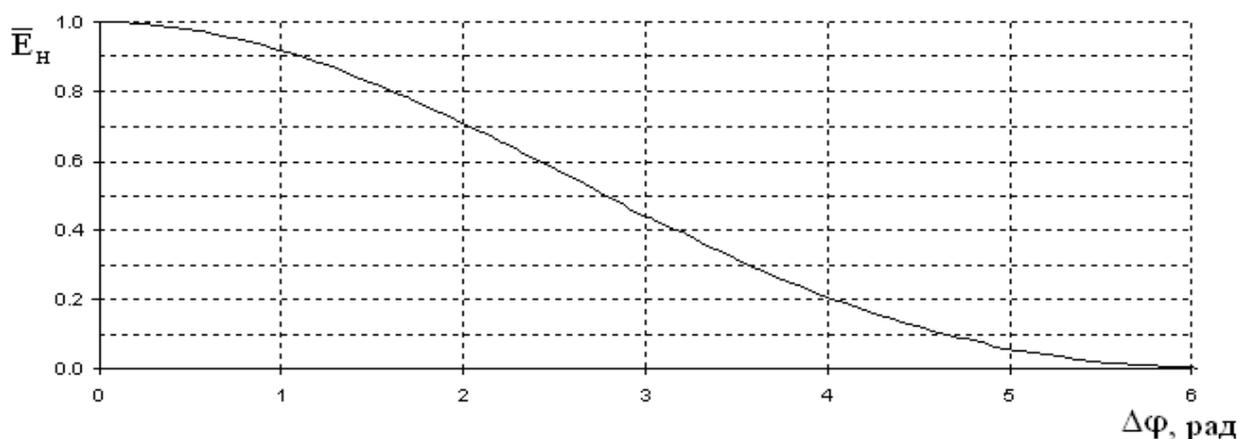


Рисунок 2.12 – Зависимость математического ожидания нормированного значения напряженности электрического поля от ошибки установки фаз

Как видно из рис. 2.8, область допустимых значений максимальных ошибок установки начальных фаз  $\Delta\varphi$  по апертуре цилиндрической ФАР, в которой уменьшение значения  $\bar{E}_H$  не превышает 10%, определяется из условия:

$$\Delta\varphi \leq \pi/3. \quad (2.20)$$

<sup>167</sup> Маляревский Н.М. Погрешность измерения вероятностей / Н.М. Маляревский // Известия вузов. – 1962. – № 2. – С. 73-76.

<sup>168</sup> Рабинович Б.Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений / Б.Е. Рабинович // Вопросы радиоэлектроники. Серия VI. Радиоизмерительная техника. Науч.-техн. сб. – 1961. – Вып. 4. – С. 3-20.

Проведенное математическое моделирование показывает, что дискретность и случайные ошибки установки начальных фаз сигналов в передающих каналах цилиндрической ФАР, равные  $\Delta\varphi \leq \pi/3$ , практически не оказывают влияния на длительность и период повторения последовательности МЧ ПВС.

#### **2.4 Анализ энергетических характеристик средств ФП с цилиндрическими ФАР при использовании равнодискретных V-образных распределений частот по апертуре**

Как при внеполосном, так и внутриполосном ФП, длительность  $\tau_{\text{ПВС}}$  и период повторения  $T_{\text{ПВС}}$  МЧ ПВС при решении задачи ФП должны выбираться в соответствии с условиями (1.1) и (1.2). В то же время, требования к энергетическим характеристикам при внеполосном функциональном поражении являются наиболее жесткими для реализации. Поэтому анализ пространственно-энергетических характеристик с точки зрения создания унифицированных средств ФП целесообразно проводить для случая обеспечения внеполосного функционального поражения БПЛА с учетом условия выполнения задачи поражения на дальностях, превышающих радиус поражения боевых частей тактического высокоточного оружия класса "воздух-земля".

При равномерном амплитудном распределении в апертуре цилиндрической ФАР выражение для расчета напряженности электрического поля в дальней зоне имеет вид:

$$E_{\text{max}}(x, y, z, t) = \sqrt{N^2 \frac{P_i G_i}{4\pi R^2} Z_B}; \quad (2.21)$$

где  $N$  – количество излучающих элементов ФАР;

$P_i$  – пиковая мощность отдельного излучающего элемента;

$G_i$  – коэффициент усиления излучающих элементов;

$Z_B$  – волновое сопротивление свободного пространства.

Из (3.21) следует, что при фиксированном значении  $G_i$  за счет выбора количества излучающих элементов и их пиковой мощности  $P_i$  возможно создание требуемой напряженности электрического поля МЧ ПВС в заданной точке пространства.

Ранее в качестве излучающих элементов цилиндрической ФАР из конструктивных соображений были выбраны пирамидальные рупорные

излучатели. Исходя из вышеизложенных требований к характеристикам ФАР, и с учетом предложенных методов формирования последовательностей МЧ ПВС на основе равнодискретных одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре проведем оценку реализуемых напряженностей электрического поля для цилиндрической ФАР со следующими параметрами: максимальный размер апертуры  $L_{обp}=2,54\text{ м}$ ;  $d_x=1,0\lambda$ ;  $d_y=0,8\lambda$ ;  $\lambda \cong 0,03\text{ м}$ ; размеры сектора излучения по углу места  $55^\circ$ ; количество "рабочих" излучателей  $N=M_x \times N_y=88 \times 20=1760$ ; радиус цилиндра –  $1,25\text{ м}$ .

На рис. 2.13 приведены значения напряженности электрического поля, создаваемого цилиндрической ФАР с выбранными выше параметрами, на дальностях от одного до десяти километров, с учетом диапазона излучаемых импульсных мощностей отдельного элемента от 20 Вт до 1000 Вт, рассчитанные в соответствии с (2.21).

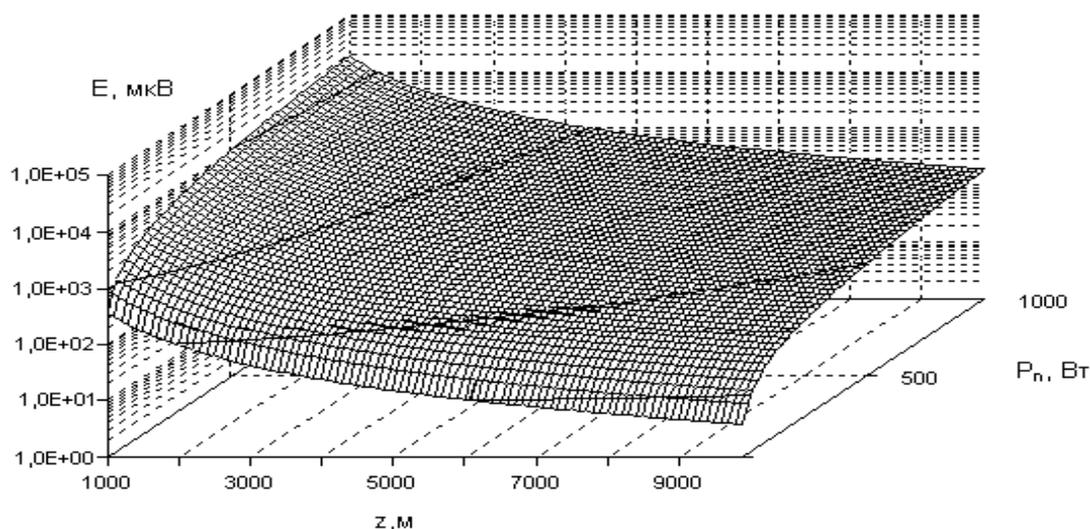


Рисунок 2.13– Напряженности электрического поля от дальности и импульсной мощности отдельного излучающего элемента ЦФАР

Анализ рис. 2.13 показывает, что реализуемые значения напряженности электрического поля МЧ ПВС существенно зависят от дальности и импульсной мощности каждого излучающего элемента решетки. Увеличение импульсной мощности каждого излучающего элемента свыше 1000 Вт нецелесообразно из-за увеличения габаритных размеров передающих модулей и ФАР в целом. К тому же, напряженность поля в зоне Френеля может составить величину, достаточную для электрического пробоя атмосферы ( $E_{проб} \approx 30\text{ кВ/см}$ ). Максимальное значение напряженности поля в зоне Френеля, например, при выборе  $P_i=1000\text{ Вт}$  составляет для выбран-

ной ФАР  $E_{\max}=20$  кВ/см на дальности  $R = 60$  м, т.е. электрического пробоя атмосферы не происходит.

Для достижения приемлемых значений энергии для поражения полупроводниковых элементов радиотехнических систем бортового разведывательного оборудования БПЛА время воздействия должно составлять  $\tau_{p\Sigma} \leq 255$  мкс.

## Выводы по второму разделу

1. Усовершенствованный метод накопления повреждений для случая многочастотных пространственно-временных сигналов предполагает использование статистических характеристик тепловой энергии для оценивания вероятности деградации р-п переходов для нормального (диоды, транзисторы) и равномерного (интегральные микросхемы) законов распределений.

2. Проведено математические расчеты и получены оценки вероятности ФП модуляторов передающих радиолиний БПЛА при использовании последовательностей мощных многочастотных пространственно-временных сигналов с различным числом возбуждающих импульсов  $N$ , периодом пачки  $T_{ПВС}$ , длительностью импульса  $\tau_{ПВС}$  и мощностью сигнала; при использовании многоступенчатых V-образных распределений частот вероятность ФП увеличивается на 12 ... 20%.

3. Влияние ошибок расположения излучателей по апертуре цилиндрической ФАР в дальней зоне не столь существенно, как в зоне Френеля. Влияние ошибок расположения фазовых центров излучателей вдоль направления излучения не зависит от дальности до точки фокусировки. Область допустимых значений  $\Delta\rho$  и  $\Delta h$ , в которой уменьшение значения среднего значения напряженности электрического поля не превышает 10%, определяется из следующих условий  $\Delta\rho \leq \lambda$  и  $\Delta h \leq \lambda/6$ .

4. Влияние ошибок установки начальных фаз на характеристики сформированной последовательности МЧ ПВС не зависит от времени излучения. Область допустимых значений максимальных ошибок установки начальных фаз  $\Delta\varphi$  по апертуре цилиндрической ФАР, в которой уменьшение значения напряженности электрического поля не превышает 10%, определяется из условия  $\Delta\varphi \leq \pi/3$ . Дискретность и случайные ошибки установки начальных фаз отдельных источников излучения цилиндрической ФАР, равные  $\Delta\varphi = \pi/3$ , практически не оказывают влияния на длительность и период повторения последовательности МЧ ПВС.

5. Влияние ошибок установки несущих частот зависит от продолжительности излучения, поскольку фазовые ошибки, обусловленные неточностью установки несущих частот излучаемых радиоимпульсов, нарастают со временем. Анализ ошибок установки несущих частот в каналах ЦФАР показал, что их влияние не зависит от выбранного значения максимального разноса несущих частот по апертуре и определяется значением ошибки установки несущей частоты в излучающих элементах (или абсолютной нестабильностью частоты).

## РАЗДЕЛ 3

### РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЙ ПО ПОСТРОЕНИЮ ФОРМИРУЮЩИХ КАНАЛОВ СРЕДСТВА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

#### 3.1 Рекомендации по построению формирующих каналов цилиндрических ФАР с равнодискретными V-образными распределениями частот по апертурам для средств ФП радиоэлектронных средств

По сравнению с фокусировкой ЭМИ на основе нелинейных законов ПФЧ и ПФЧВ управления излучаемыми сигналами<sup>169</sup>, применение равнодискретных V-образных распределений частот по апертуре ЦФАР при создании МЧ ПВС ПФЧ методом управления позволяет упростить устройства формирования как одиночных, так и пачек периодических последовательностей МЧ ПВС.

Структурная схема формирующего канала средства ФП с ЦФАР, реализующего ПФЧ метод формирования МЧ ПВС, приведена на рис. 2.14.

В настоящее время для формирования сигналов промежуточных частот широко применяются цифровые технологии. Рассмотрим вариант технической реализации формирующего канала средства ФП радиоэлектронных систем БПЛА с ПФЧ фокусировкой на основе использования фазокогерентного цифрового синтезатора частот (ЦСЧ). Структурная схема такого варианта аналогична<sup>170</sup> и представлена на рис. 2.14. Принцип его работы заключается в следующем. После приема внешнего ЦУ в ЦВМ производится завязка траектории БПЛА, после чего рассчитываются координаты упрежденной точки и осуществляется выбор «рабочей» зоны ЦФАР, т.е. выбор сектора излучателей для последующего их возбуждения (фактически эта операция соответствует конформному сканированию). Выбор кодов частоты  $k_f$  и фазы  $k_\varphi$  осуществляется спецвычислителем в соответствии с выражениями (5.12) и (5.21). С выхода синхронизатора на

---

<sup>169</sup> Кравченко В.И. Оружие на нетрадиционных физических принципах: Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко. – Х.: Изд-во – "НТМТ", 2009. – 266 с.

<sup>170</sup> Формирование направленного пространственно-временного импульса путем пространственно-частотно-фазовой модуляции сигналов в каналах передающей ФАР / В.А. Александров, Ю.П. Бабков, В.И. Гомозов и др. // НТ сб. "Научные проблемы совершенствования радиоэлектронных средств и систем ПВО с использованием новых технических решений и принципов построения". – Х.: ВИРТА, 1991. – Вып. 28. С. 174-182.

входы 1 ЦСЧ  $1..N_f$  поступают тактовые импульсы с частотой  $f_T = 1/T_{\Pi}$ , где  $T_{\Pi}$  – период следования тактовых импульсов. Эти же импульсы через делитель частоты с коэффициентом деления  $k_D = F_3/f_T$ , где  $F_3$  – частота зондирования, в качестве синхроимпульсов поступают на формирователь строга, где создается импульс длительностью  $T_c = nT_{MЧПВС}$ , равной длительности излучаемых формирующими каналами сигналов. Стробирующий импульс поступает на входы 2 ЦСЧ  $1..N_f$ , на входы 3 и 4 которых подаются коды несущей частоты  $k_f$  и начальной фазы  $k_{\phi}$  с вычислителя кодов фазы и частоты.

Предполагается, что качественно анализ ФП радиоэлектронных систем БПЛА может быть определен по изменению траектории его движения, которая в случае поражения цели будет отличаться от завязанной ранее. Однако этот вопрос в работе не рассматривался, хотя в последующем ему должно быть уделено достаточное внимание.

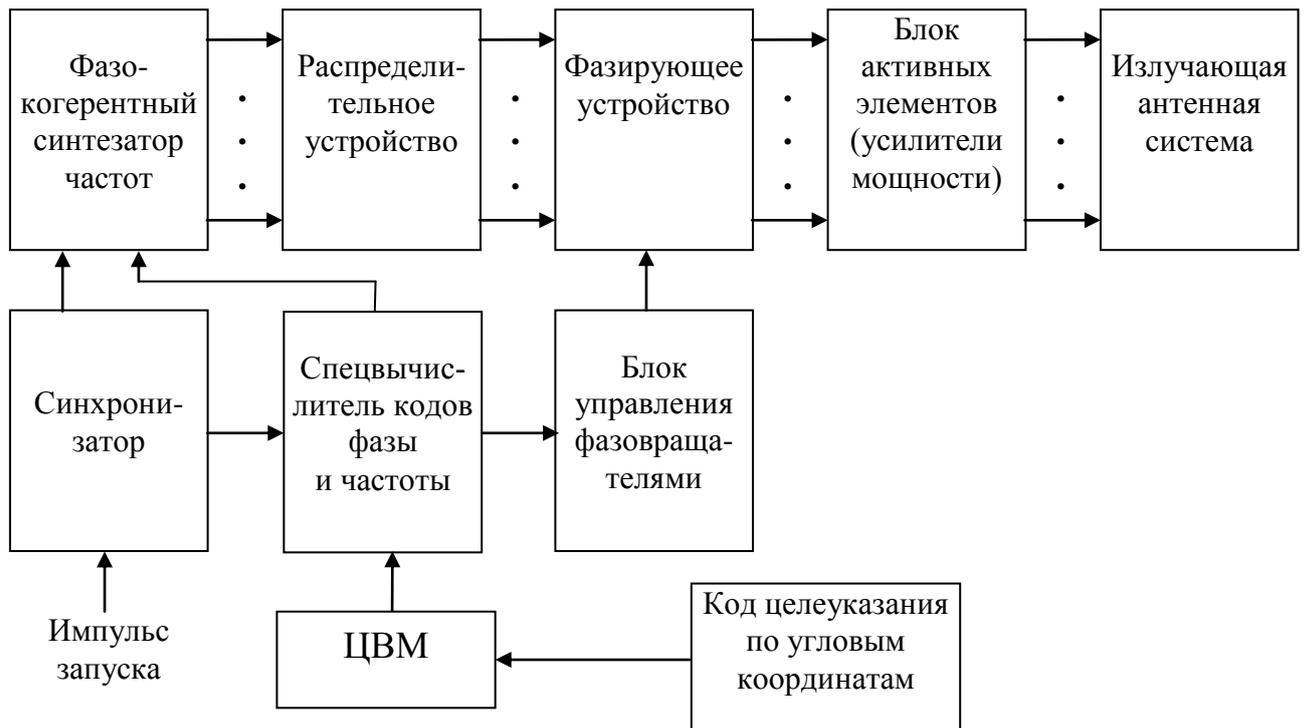


Рисунок 3.14 – Структурная схема передающего канала средства ФП

В каждом канале ЦСЧ  $1..N_f$  формируются радиоимпульсы длительностью  $T_c$  и периодом следования  $T_3 = 1/F_3$ , частотой гармонических колебаний  $F_{0mn}$  и начальной фазой  $\Phi_{0mn}$ . Точность установки частоты  $F_{0mn}$  синтезируемого колебания  $\Delta f = f_T/M$ , начальной фазы

$\Phi_{0mn} - \Delta\varphi = 2\pi/M$ , где  $M = 2^k$  – емкость накапливающего сумматора,  $k$  – количество разрядов.

Поступающий на вход 2 ЦСЧ стробирующий импульс является импульсом запуска сдвигающего регистра. На вход 3 ЦСЧ поступает код частоты синтезируемого колебания

$$k_f = (f_{0mn}/f_T)M = (f_0/k_y f_T)M = \sum_{i=1}^k a_i 2^{i-1},$$

а на вход 4 – код начальной фазы

$$k_\varphi = (\varphi_0/k_y 2\pi)M = \sum_{i=1}^k b_i 2^{i-1},$$

где  $k_y$  - коэффициент умножения в умножителях частоты;

$a_i, b_i = \{0,1\}$  - коэффициенты двоичного кода.

В дискретные моменты времени в накапливающем сумматоре, состоящем из сумматора 1 и сдвигающего регистра, вычисляется код текущей фазы

$$k_{\varphi 0}(r) = \sum_{n=1}^r k_{fn} - M \text{ceil} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{n=1}^r k_{fn} \right\}.$$

Накапливающий сумматор (НС) производит вычисление фазы в диапазоне от 0 до  $2\pi$  радиан. После НС в сумматоре 2 складываются код начальной фазы  $k_\varphi$  и код текущей фазы  $k_{\varphi 0}(r)$  и образуется код мгновенной фазы синтезируемого колебания

$$k_{\varphi c}(r) = k_\varphi + k_{\varphi 0}(r),$$

который поступает на вход постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) в качестве кода адреса. ПЗУ преобразует код адреса в код амплитуды

$$k_u(r) = \text{ceil} \left\{ \frac{2^S - 1}{2} \left( 1 + \cos \frac{2\pi k_{\varphi c}}{M} \right) + 0,5 \right\},$$

где  $S$  – количество входных разрядов ПЗУ и входных разрядов цифроаналогового преобразователя (ЦАП).

Двоичный код амплитуды выборок  $k_u(r)$  поступает на ЦАП, на входе которого формируется ступенчатое напряжение с амплитудами  $U(r) = \Delta U k_u(r)$ , где  $\Delta U = 2U_0 / (2^S - 1)$  - шаг квантования амплитуды.

Выходной сигнал ЦСЧ формируется с помощью полосового фильтра, выделяющего одну из составляющих спектра входной дискретной последовательности.

С выходов ЦСЧ прямоугольные радиоимпульсы на несущей частоте  $F_{0mn}$  и с начальной фазой  $\Phi_{0mn}$  поступают на умножители частоты, где они преобразуются на требуемые несущие частоты рабочего диапазона СВЧ. Далее полосовыми фильтрами отфильтровываются побочные составляющие спектра, возникшие в умножителях частоты. С выходов полосовых фильтров радиоимпульсы через фазовращатели, предназначенные для выравнивания электрических длин трактов передачи сигналов, поступают на входы коммутатора. Для развязки схем формирования сигналов и усилителей мощности устанавливаются ферритовые вентили. Количество частот, формируемых ЦСЧ, определяется для плоской квадратной ФАР как

$$N_f = \text{ceil} \left\{ \left( \frac{N_i - 1}{2\nu} \right) + 1 \right\}, \quad (3.22)$$

где  $N_i$  - количество излучателей в одной линейке;

$\nu$  - коэффициент уменьшения скважности.

Как видно из (3.22), количество несущих частот  $N_f$ , необходимых для реализации ступенчатых  $V$ -образных законов пространственно-частотного управления сигналами, существенно меньше общего количества элементов ФАР, что позволяет существенно упростить конструкцию ЦСЧ. В коммутаторе производится распределение сигналов с разными частотами по всем излучающим элементам в соответствии с выбранным законом ПФЧ управления. Далее сигналы поступают на управляемые фазовращатели, которые задают направление излучения последовательности МЧ ПВС по командам блока управления фазовращателями (рис. 3.14). Для защиты схем коммутации и управления излучением ФАР перед усилителями мощности устанавливаются ферритовые вентили. Усилители мощности под воздействием модулирующих импульсов длительностью  $T_c$  уси-

ливают поступающие на них сигналы. Усиленные сигналы поступают в антенную систему.

Анализ выражения (3.22) показывает, что в ФАР с большим количеством излучающих элементов для реализации ступенчатого V-образного закона ПЧ управления сигналами количество несущих частот возбуждителя невелико. В этом случае возможно использование метода прямого синтеза частот с использованием генератора гармоник, на выходе которого нужная частота выделяется путем фазовой автоподстройки или фильтрацией.

Возможен также следующий менее сложный аналоговый вариант построения передающей ФАР с ПФЧ управлением излучаемыми сигналами, который представлен на рис. 3.15.

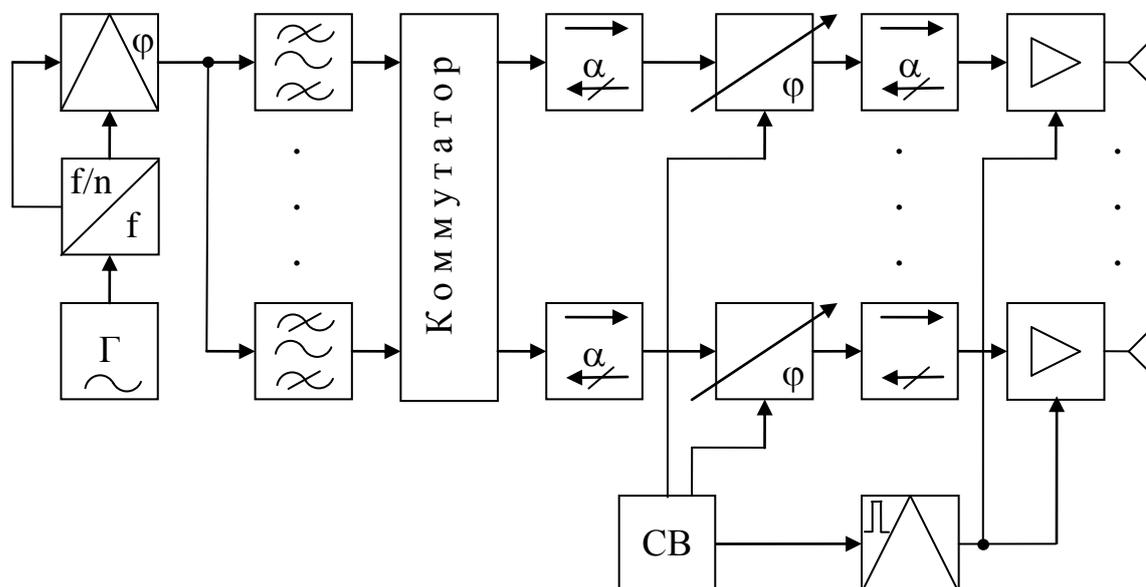


Рисунок 3.15 – Структурная схема передающего канала средства ФП на основе использования генератора гармоник

Сигнал опорного генератора с частотой  $f_0$  поступает на умножитель частоты и на фазовый модулятор. На другой вход фазового модулятора поступает сигнал с выхода умножителя частоты. На выходе фазового модулятора формируется требуемая сетка несущих частот (5.12), (5.27), выделяемая соответствующими полосовыми фильтрами. С выходов полосовых фильтров сигналы на несущих частотах  $f_{0mn}$  поступают на распределительное устройство (коммутатор), в котором происходит распределение несущих частот по излучающим модулям ФАР и предварительное усиление. В фазирующем устройстве управляемыми фазовращателями в соответствии с управляющими сигналами, поступающими от блока управления

фазами (спецвычислителя), устанавливаются начальные фазы выходных сигналов  $\varphi_{0mn}$  и выбранным угловым направлением излучения. Для развязки тракта формирования сигналов и усилителей используются ферритовые вентили. Усилители мощности с помощью импульсного модулятора включаются в заданные интервалы времени по командам, которые формируются в спецвычислителе в соответствии с выбранным режимом работы средства ФП.

Таким образом, рассмотренные варианты технической реализации формирующих каналов средств ФП радиоэлектронных систем БПЛА на основе равнодискретных одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре цилиндрических ФАР достаточно легко могут быть реализованы на основе использования как цифровых, так и аналоговых устройств формирования несущих частот с использованием освоенных промышленностью СВЧ элементов передающих трактов, систем синхронизации и передачи данных.

### 3.2 Расчет энергетических параметров МЧ ПВС, необходимых для ФП радиоэлектронных средств

Для оценивания энергетических параметров МЧ ПВС, достаточных для ФП радиоэлектронных систем БПЛА, рассмотрим схематично структурную схему радиоканала, включающую в себя передатчик, передающую ЦФАР, приемную антенны телевизионного канала БПЛА, и модулятор передающей радиолинии БПЛА (рис. 3.21).



Рисунок 3.21– Структурная схема радиоканала

Анализ энергетических соотношений начнем на основании данных, представленных в первом разделе (табл. 1.1), где было определено, что максимальная мощность  $P_d$  при внутриполосном подавлении, необходимая для деградации полупроводниковых элементов модулятора составляет величину  $P_d=9,5$  Вт с учетом коэффициента потерь  $K_{сп}=-15$  дБ, который учитывает рассогласование ширины спектра ЭМИ с полосой пропускания радиотехнической системы подавляемых БПЛА. То есть мощность на входе модулятора будет  $P_M=9,5 \cdot 31 \approx 300$  Вт.

Учтем, что поражающая пачка МЧ ПВС может воздействовать по боковым лепесткам ДН приемной антенны по уровню  $K_{ур} = -13$  дБ. Тогда мощность на входе приемной антенны будет  $P_{пр} = P_m \cdot 20 = 6$  кВт.

Для определения напряженности электрического поля воспользуемся зависимостью:

$$P_{пр} = S \cdot A_{эфф},$$

где  $S = E_{max}^2 / 240\pi$  – плотность потока мощности принимаемого сигнала;

$A_{эфф}$  – эффективная площадь антенны.

Учитывая поперечные размеры БПЛА, предположим, что линейный размер бортовой антенны передающего телевизионного канала составляет величину порядка  $L = 20$  см. Предположим также, что амплитудное распределение в апертуре антенной систем является равномерным. В этом случае для нижней частоты спектра  $f_n = 10$  ГГц получим<sup>171</sup>:  $G = 2L/\lambda = 13,3$ ,

$A_{эфф} = G \frac{\lambda^2}{4\pi} = 9 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ . В этом случае напряженность электрического поля принимаемой пачки будет  $E_{пр} = 7 \cdot 10^4$  В/м, для одиночного сигнала  $E_{пр} = 70$  В/м.

В соответствии с формулой идеальной радиосвязи для направления главного максимума антенной системы:

$$E_{пр} = \frac{\sqrt{60P_{\Sigma} G_{изл}}}{R},$$

где  $P_{\Sigma}$  – мощность передатчика;

$G_{изл} = 37$  дБ – максимальный КУ антенны средства ФП радиоэлектронных систем БПЛА, получим, что подводимая к ЦФАР мощность для достижения ФП радиоэлектронных систем БПЛА для дальности 5 км составит величину  $P_{\Sigma} \approx 0,2$  МВт в одном импульсе.

Учитывая, что рабочую зону ЦФАР составляет 1760 элементов, мощность, подводимая к отдельному излучателю, будет  $P_{эл} = 110$  Вт.

На рис. 3.22 представлена напряженность электрического поля пачки МЧ ПВС на входе модулятора передающей радиолинии с учетом коэффи-

<sup>171</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

циентов потерь  $K_{сп}$  и  $K_{ур}$  в зависимости от коэффициента скважности  $v$  (скважности  $Q$ ).

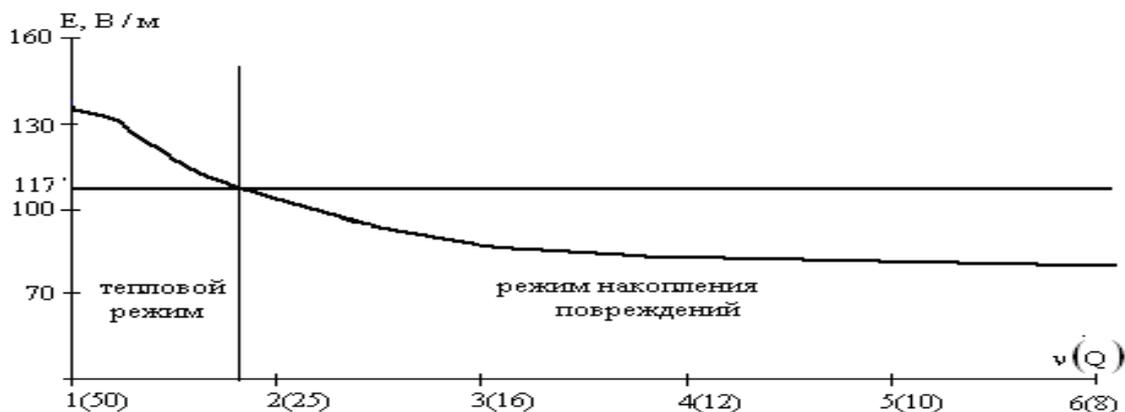


Рисунок 3.22 – Напряженность электрического поля пачки МЧ ПВС на входе модулятора передающей радиолинии с учетом коэффициентов потерь в зависимости от скважности

Из анализа рисунка 3.22 следует, что тепловой режим функционального поражения характерен для величины скважности, большей  $Q > 28$ . В результате проведенных исследований установлено, что определенная в первом разделе величина  $Q_{max}=50$  может быть снижена до величины  $Q_{min}=28$ . При других значениях скважности работает режим накопления повреждений. По мере уменьшения скважности напряженность электрического поля, достаточная для ФП радиоэлектронных систем, не изменяется существенно для  $Q > 3$ . Такой эффект можно объяснить тем фактом, что мощность, "перетекаемая" в боковые лепестки отдельных сигналов, принимающих участие в формировании МЧ ПВС, существенно не изменяется за счет их наложения.

### 3.3 Разработка алгоритма работы средства ФП радиоэлектронных средств

Полученные выше зависимости для расчета напряженности электрического поля МЧ ПВС на апертуре передающей антенны телевизионного канала БПЛА, достаточные для ФП радиоэлектронных систем, позволяют предложить алгоритм фазирования ЦФАР средства функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА. Алгоритм фазирования представлен на рис. 3.23. Краткая работа блоков может быть представлена в следующем виде.

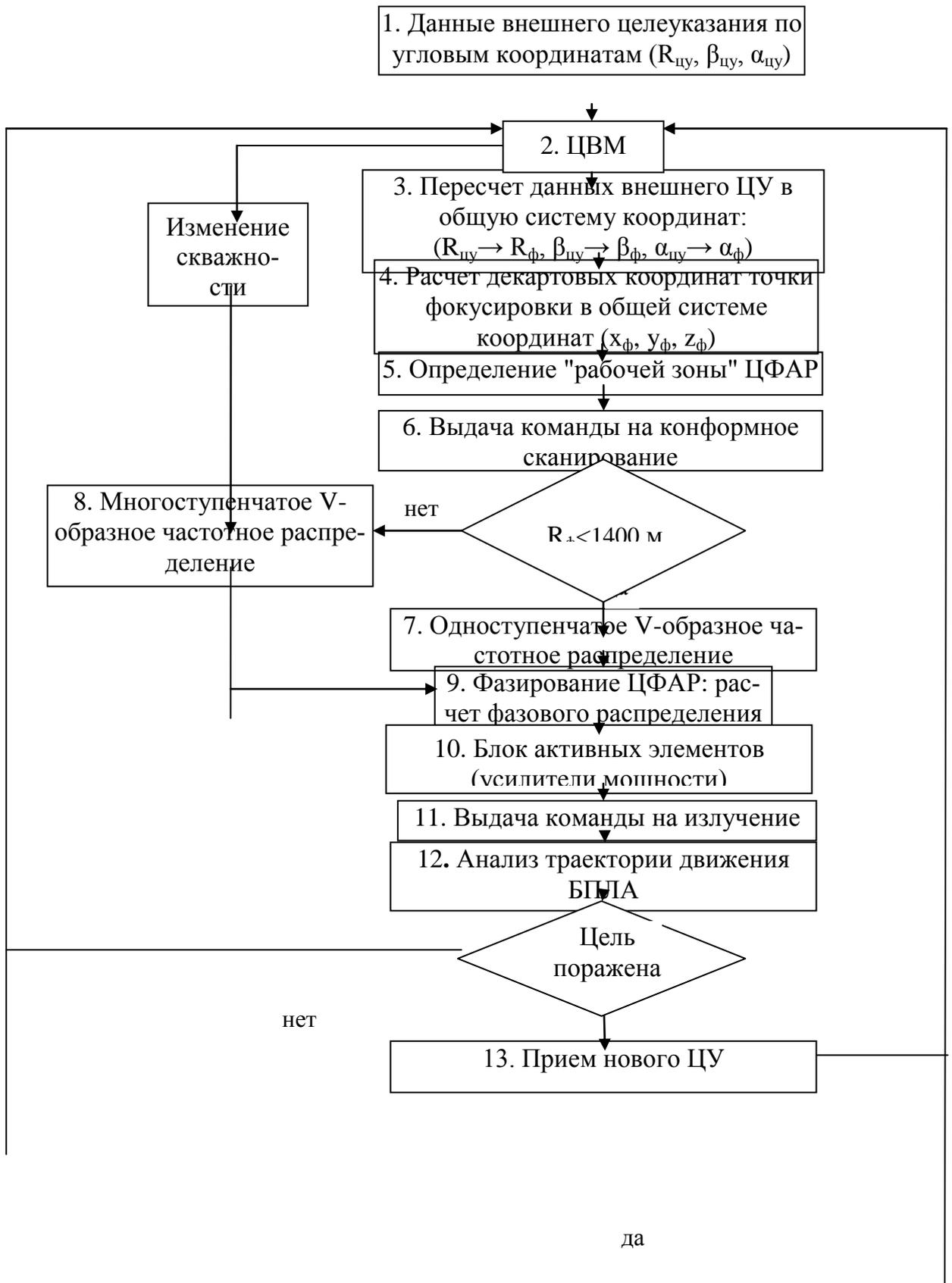


Рисунок 3.23 – Алгоритм работы средства функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА

1. Обработка внешнего целеуказания по угловым координатам ( $R_{\text{цУ}}, \beta_{\text{цУ}}, \alpha_{\text{цУ}}$ ). Точность ЦУ определяется, исходя из типовых размеров БПЛА (6 м), пространственной длительности импульса (1,5 м). Точность ЦУ должна быть не меньше ширины ДН средства ФП, быть сопоставимой с размерами фокусируемого «пятна». ЦУ должно выдаваться штатными средствами бригады. В качестве средства ЦУ можно использовать штатные радиотехнические средства, работающие в режиме «узкого луча». Так, при импульсной мощности  $P_{\text{имп}}=200$  кВт, чувствительности приемника  $P_{\text{мин}}=10^{-13}$  Вт, ширине ДН  $2\Theta^{\circ}=1^{\circ}$  величина среднеквадратической ошибки автосопряжения составляет  $1^{\circ}$  по угловым координатам и 3 м по дальности.

В качестве средства ЦУ можно использовать телевизионный оптический визир. В этом случае отпадает необходимость в получении внешнего ЦУ и средство ФП радиоэлектронных систем БПЛА становится автономным. Такой режим работы целесообразно использовать после обработки внешнего ЦУ, командир которой решает также задачу целераспределения.

2. Программное обеспечение ЦВМ представляет собой набор боевых алгоритмов, позволяющих в совокупности решать задачу функционального поражения БПЛА. Одним из наиболее важных управляемых параметров МЧ ПВС является скважность, управление которой позволяет менять механизм теплового ФП на механизм накопления повреждений.

3. Пересчет данных внешнего ЦУ в общую систему координат: ( $R_{\text{цУ}} \rightarrow R_{\text{ф}}, \beta_{\text{цУ}} \rightarrow \beta_{\text{ф}}, \alpha_{\text{цУ}} \rightarrow \alpha_{\text{ф}}$ ). Под общей системой координат понимается декартова система координат, связанная с центром ЦФАР.

4. Расчет декартовых координат точки фокусировки в общей системе

$$\text{координат } (x_{\text{ф}}, y_{\text{ф}}, z_{\text{ф}}): \begin{cases} z_{\text{ф}} = R_{\text{ф}} \sin \beta_{\text{ф}}, \\ x_{\text{ф}} = R_{\text{ф}} \cos \beta_{\text{ф}} \sin \alpha_{\text{ф}}, \\ y_{\text{ф}} = R_{\text{ф}} \cos \beta_{\text{ф}} \cos \alpha_{\text{ф}}. \end{cases}$$

5. Определение "рабочей зоны" ЦФАР. Под рабочей зоной ЦФАР понимается количество излучателей, принимающих участие в формировании поля. Для определения рабочей зоны используется рис. 5.1. Расчетное выражение для определения  $\alpha_{\text{mn}}$  имеют вид:

$$\frac{-0,7 \cdot R_{\text{ц}} \cos^2 \alpha_{\text{mn}} + R_{\text{ц}} \sin^2 \alpha_{\text{mn}}}{\cos \alpha_{\text{mn}}} - R_{\text{ф}} (1 - 0,7 \text{tg} \alpha_{\text{mn}}) = 0,$$

где выбор  $m$  и  $n$  номеров излучателей определяется из условия  $\alpha_{mn} = \pm 60^\circ$ . Далее определяется количество рабочих элементов ЦФАР  $M_x$ ,  $N_z$  и рассчитывается подводимая мощность  $P_{\text{подв}}$ .

6. Выдается команда на конформное сканирование, под которой понимается выбор сектора ЦФАР, обеспечивающий наибольший энергетический потенциал для ФП радиоэлектронных систем БПЛА. Алгоритм конформного сканирования определяется системой возбуждения излучателей и может быть выполнен на линиях задержки.

7. Выбор одноступенчатого V-образного частотного распределения производится для расстояний  $R_\phi < 1400$  м, что соответствует поперечному размеру фокусируемого пятна  $x_\phi = 40$  м (рис. 5.8) в соответствии с выражениями:

$$f_{0mn} = \begin{cases} f_0 + |m|\Delta F_x + F_{\text{доп}}, \\ f_0 + |n|\Delta F_z, \end{cases}$$

где  $f_0$  – несущая частота центрального излучателя;

$$F_{\text{доп}} = \frac{c}{2\pi R_\phi} \frac{1}{[1 - \cos(m\delta\alpha)]} - \text{добавочная частота, позволяющая}$$

обеспечить синфазность плоского эквивалентного раскрыва.

8. Выбор многоступенчатого V-образного частотного распределения производится в соответствии с выражениями:

$$f_{0mnz} = f_0 + v \left[ \frac{n}{v} \right] \Delta F_z,$$

$$f_{0mnx} = f_0 + v \left[ \frac{m}{v} \right] \Delta F_x + F_{\text{допх}}^M,$$

$$\text{где } F_{\text{допх}}^M = \frac{c}{2\pi R_\phi} \frac{1}{\left\{ 1 - \cos\left(v \left[ \frac{m}{v} \right] \delta\alpha\right) \right\}}.$$

9. Спецвычислитель кодов фазы и частоты рассчитывает необходимые значения фазы и частоты для формирования поля в точке фокусировки.

Фазирование ЦФАР осуществляется путем расчета фазы для каждого рабочего элемента ЦФАР, зависящей от частотного распределения:

$$\varphi_{0mn} = -\frac{2\pi f_{0mn}}{c} \left[ ct_{\phi} - y_{\phi} - \frac{\rho_{mn}^2}{2y_{\phi}} - \frac{x_{\phi}^2 + z_{\phi}^2}{2y_{\phi}} + \frac{x_{mn}x_{\phi} + z_{mn}z_{\phi}}{y_{\phi}} + Y_{mn} \right],$$

где  $x_{mn}, y_{mn}, z_{mn}$  – координаты расположения излучателя в общей системе координат;

$x_{\phi}, y_{\phi}, z_{\phi}$  – координаты точки фокусировки;

$$\rho_{mn}^2 = x_{mn}^2 + z_{mn}^2;$$

$$Y_{mn} = y_{mn} + \frac{\rho_{mn}^2 + x_{\phi}^2 + z_{\phi}^2}{2y_{\phi}^2} y_{mn} - \frac{x_{mn}x_{\phi} + z_{mn}z_{\phi}}{y_{\phi}^2} y_{mn}.$$

Такая процедура фазирования обеспечивает, в том числе и сканирование по углу места.

При использовании пространственно-фазо-частотного управления основным элементом в этом блоке является фазокогерентный цифровой синтезатор частот, принцип работы которого рассмотрен ниже.

10. Блок активных элементов включает в себя усилители мощности, расположенные в каждом излучающем канале.

11. Выдача команды на излучение. Формируется пачка МЧ ПВС:

$$\dot{E}_{\Sigma}(P_{\phi}, t) = \sum_{i=1}^N \dot{E}(P_{\phi}, t - iT_{ПВС})$$

с заданной скважностью.

12. Анализ траектории движения. Траекторией движения БПЛА управляет оператор с пульта управления в соответствии с принимаемым видеоизображением местности или объектов, т.е. для улучшения разрешающей способности видеокадров он может дать команду БПЛА на повторный облет. В случае, если "картинка" отсутствует, т.е. решена задача ФП радиоэлектронных систем БПЛА, очевидно, оператор выдаст команду на возврат разведчика. Ожидается, что траектория возврата БПЛА существенно будет отличаться от его траектории при ведении собственно разведки, что может служить индикатором выполнения задачи по функциональному поражению БПЛА.

В случае, если БПЛА имеет в своем составе постановщик помех, то фактором его поражения будет информация об отсутствии активных помех.

### **Выводы по третьему разделу**

1. Разработанные варианты технической реализации передающих каналов средств ФП радиотехнических систем бортового разведывательного оборудования БПЛА на основе равнодискретных одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре цилиндрической ФАР могут быть реализованы на основе использования как цифровых, так и аналоговых устройств с использованием освоенных промышленностью СВЧ элементной базы передающих трактов, систем синхронизации и передачи данных.

2. Разработан алгоритм работы средства функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА. Представлены количественные и качественные показатели работы основных блоков.

## РАЗДЕЛ 4

### **АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ, ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННО-ФИДЕРНОЙ СИСТЕМЫ СШП РТС**

Проведен обзор конструкций и дана оценка энергетических и пространственных характеристик остронаправленных СШП антенных систем. Обоснован выбор зеркальной антенны с облучателем в виде системы ТЕМ-рупоров.

Проведен обзор методов расчета пространственно-временных характеристик СШП антенн, определены их достоинства и недостатки. Выбраны продольные и поперечные размеры ТЕМ-рупора, диаметр и фокусное расстояние зеркальной антенны.

Получил дальнейшее развитие метод определения ДН СШП зеркальной антенны, который позволяет учитывать взаимодействие рефлектора и облучателя, основанный на методе уточнения приближения физической оптики, который предполагает использование итерационной процедуры для определения напряженности электрического поля в дальней зоне. Предложен метод расчета плотности поверхностного тока для криволинейных тонких незамкнутых экранов, определены пространственно-временные характеристики зеркальной антенны с учетом влияния облучателя и характеристик линии передачи.

#### **4.1. Оценка энергетических и пространственных характеристик антенной системы РТС специального назначения**

Проведенный выше анализ экспериментальных исследований позволяет определить энергетические и пространственные характеристики антенной системы, задавшись предварительно дальностью действия СШП РТС для ФП бортовой электронной аппаратуры маловысотных и малоразмерных БПЛА.

Как было указано выше, необходимая для ФП спектральная плотность напряженности электрического поля в точке поражения должна составлять  $E(f)=1\div 10$  В/(м Гц) в частотном интервале 0,5-2 ГГц.

Так как объектами поражения являются маловысотные цели – выберем максимальную дальность  $R=1$  км.

В отличие от работ, проведенных ранее,<sup>172</sup> в качестве расчетных выберем наихудшие условия: наименьшая частота спектра  $f_0=0,5$  ГГц, для которой определим  $E(f_0)=10$  В/(м Гц). В соответствии с формулой идеальной радиосвязи для направления главного максимума антенной системы<sup>173</sup>:

$$E = \frac{\sqrt{60P_{\Sigma}D_{\max}}}{R}, \quad (4.1)$$

где  $P_{\Sigma}$  – мощность передатчика,

$D_{\max}$  – максимальный КНД,

$R$  – расстояние до точки поражения,

получим, что  $P_{\Sigma}D_{\max} = 1,7 \cdot 10^8$  Вт. На рис. 4.1 представлена зависимость между КУ антенной системы и подводимой мощностью, рассчитанная в соответствии с (4.1) для указанных значений напряженности электрического поля и дальности.

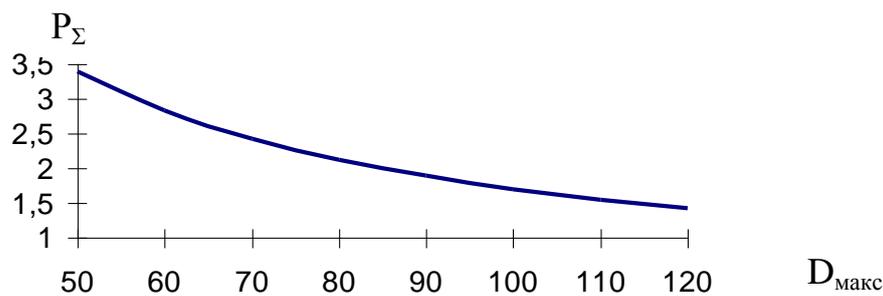


Рисунок 4.1 – Соотношение между КНД антенной системы и подводимой мощностью

Как показывает анализ литературы<sup>174,175</sup>, на сегодняшний день реально достижимы мегаваттные уровни генерируемой мощности для мо-

<sup>172</sup> Астанин Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев. – Москва: Радио и связь, 1989. – 192 с.

<sup>173</sup> Шифрин Я. С. Антенны: учеб. пособие. / Шифрин Я. С. – Х.: ВИРТА, 1976. – 407 с.

<sup>174</sup> Искровой сверхвысокочастотный генератор–излучатель высокой пиковой мощности / К. П. Грачев, Н. Н. Грицов, И. И. Есаков [и др.] // Радиотехника и электроника. – 1994. – № 12. – С. 2044 – 2049.

<sup>175</sup> Пат. 1804271 Российская Федерация, SU 1804271 A1. 6 Н03К3/53 Генератор мощных наносекундных импульсов / Грехов И. В., Ефанов В. М., Кардо–Сысоев А. Ф.: заявитель и патентообладатель Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе. – № 4930490/21: заявл. 24.04.91; опубл. 27.06.1996, Бюл. № 10/2002.

<sup>176</sup> Стеновая база для испытаний радиоэлектронной аппаратуры на электромагнитную совместимость и стойкость к излучениям сверхкороткой длительности : материалы 3–го Международного радиоэлектронного форума ["Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития"], (Харьков, 22–24 октября 2008 г.) / М–во образования и науки Украины, Харк. национ. ун-т радиоэлектроники. – Х.: Харк. национ. ун-т радиоэлектроники, 2008. – 7 с.

бильных установок при допустимых массогабаритных размерах <sup>177</sup>. ДН антенной системы должна быть как можно более узкой (КНД высоким) для уменьшения воздействия на соседние РТС и системы связи. Вместе с тем увеличение КНД связано с ростом геометрических размеров антенной системы, которые для мобильных комплексов имеют свои ограничения, например, около 2 м для антенных систем подвижных пунктов разведки и управления.

Предположим, что КНД антенной системы  $D_{\text{макс}} = 100 \div 120$ . КУ, определяемый как  $G = D\eta$  ( $\eta$  – КПД), будет меньше КНД и, в общем случае, зависит от электрических характеристик антенно-фидерной системы. Используя известное соотношение <sup>178</sup>:

$$D_{\text{макс}} = \frac{25000 \div 30000}{2\Theta_{0,5P}^0 2\Phi_{0,5P}^0}, \quad (4.2)$$

где  $2\Theta_{0,5P}^0, 2\Phi_{0,5P}^0$  - ширина ДН в угломестной и азимутальной плоскостях соответственно в градусах, найдем, что для осесимметричной антенны ширина диаграммы направленности будет  $15,8^\circ \div 14,4^\circ$ .

Учитывая, что ширина ДН может быть оценена по формуле <sup>179</sup>:

$$2\Theta_{0,5P}^0 = \frac{(65 \div 70)\lambda}{d}, \quad (4.3)$$

где  $\lambda$  - длина волны,  $d$  – диаметр апертуры, найдем, что размер апертуры составляет  $d=2,6 \div 2,9$  м.

Для верхней частоты спектра увеличиваются электрические размеры антенной системы и, соответственно растет ее КУ. Рост последнего указывает на увеличение крутизны фронтов излучаемого в направлении главного максимума СШП сигнала, что является принципиальным для эффекта защелкивания при ФП радиоэлектронных систем БПЛА.

---

<sup>177</sup> Принудительный останов двигателей внутреннего сгорания движущихся автомобилей с помощью сверхмощного генератора импульсного электромагнитного поля субнаносекундного диапазона «Автоарестор БД»: материалы 3-го Международного радиоэлектронного форума [«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития»], (Харьков, 22–24 октября 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Харк. национ. ун-т радиоэлектроники. – Х.: Харк. национ. ун-т радиоэлектроники, 2008. – 173 с.

<sup>178</sup> Шифрин Я. С. Антенны: учеб. пособие. / Шифрин Я. С. – Х.: ВИРТА, 1976. – 407 с.

<sup>179</sup> Шифрин Я. С. Антенны: учеб. пособие. / Шифрин Я. С. – Х.: ВИРТА, 1976. – 407 с.

## 4.2. Обзор конструкций антенных систем для излучения СШП сигналов

Представленные выше результаты по ФП различных элементов РЭС, касающиеся ширины спектра СШП сигналов, спектральной плотности поля, длительности импульса, крутизны фронтов вызывают необходимость проведения анализа пространственно-временных и энергетических характеристик СШП антенно-фидерных систем.

На сегодняшний день известно достаточно много конструкций антенн, предназначенных для излучения СШП сигналов: ТЕМ-рупор<sup>180</sup><sup>181</sup><sup>182</sup>, частотно-независимые антенны<sup>183</sup>, антенна большого тока Хармута<sup>184</sup><sup>185</sup> и др. Однако необходимо отметить, что большинство конструкций излучателей СШП сигналов обладают широкой пиковой ДН по полю и малым КНД, что ограничивает возможности их применения для решения задач ФПП. Под пиковой ДН по полю понимается зависимость максимального значения поля  $E_{\max}(t, \Theta, \varphi)$  от пространственных координат точки наблюдения. Типичные значения для ширины пиковой ДН по уровню 0,7 в плоскости Е составляет порядка  $30^{\circ}$ , а в плоскости Н –  $110^{\circ}$ , КНД  $D=12$ дБ, уровень заднего фона –20 дБ.

Известно, что для создания остронаправленных антенных систем с большим радиусом действия, обладающих высоким КНД, необходимо увеличивать электрические размеры апертуры. В случае использования СШП сигналов (в отличие от узкополосных) важной характеристикой является соотношение геометрических размеров апертуры и пространственной длительности сигнала:

$$\xi = \frac{L}{c\tau_{\text{и}}}, \quad (4.4)$$

где  $L$  – наибольший линейный размер апертуры,

---

<sup>180</sup> Martel C. Time Domain of a TEM Horn Antenna for Ground Penetrating Radar / C. Martel, M. Philipakis, D. Daniels // Proceedings of Millenium Conference on AP 2000 ESA SP-444. – 2000. – P. 186.

<sup>181</sup> Yarovoy A. G. Development of Dielectric Filled TEM-Horn / A. G. Yarovoy, A. D. Schukin, L. P. Lighthart // Proceedings of Millenium Conference on AP2000 ESA SP-444. – 2000. – P. 188.

<sup>182</sup> Колобов В. Сверхширокополосная СВЧ антенна / Владимир Колобов, Геннадий Полухин // Радиотехника. – 1991. – № 1 – С. 66 – 68.

<sup>183</sup> Рамзей В. Частотно-независимые антенны / Рамзей В. – М.: Мир, 1968. – 175 с.

<sup>184</sup> Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи / Хармут Х. Ф. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.

<sup>185</sup> Хармут Х. Ф. Теория секвентного анализа: основы и применения / Хармут Х. Ф. – М.: Мир, 1980. – 575 с.

$\sigma_{\tau_i}$  – пространственная длительность импульса,

$\tau_i$  – длительность импульса.

В случае  $\xi \gg 1$  имеем остронаправленную антенную систему с высоким КНД. В известных обзорах литературы к остронаправленным антеннам относят, как правило, зеркальные антенны и активные антенные решетки<sup>186187</sup>.

#### 4.2.1. Зеркальные антенны

Зеркальные антенны являются наиболее распространенным типом направленных антенн в миллиметровом, сантиметровом, дециметровом и, отчасти, в метровом диапазонах длин волн. Объясняется это тем, что зеркальные антенны обладают хорошей направленностью, высоким КНД, хорошими диапазонными свойствами. Немаловажным их достоинством является простота и дешевизна конструкции.

В литературе приведена конструкция зеркальной антенны с облучателем в виде элементарного вибратора и контррефлектора, предназначенная для излучения СШП сигналов<sup>188</sup>. К сожалению, в работе приводятся только пространственные характеристики антенны. Отсутствие пространственно-временных характеристик и оценки искажений излучаемого сигнала при различных положениях точки наблюдения не дает полной картины о возможностях применения такой конструкции.

Более конкретно вопросы излучения коротких импульсов зеркальными антеннами рассмотрены в зарубежной литературе<sup>189</sup>. Представлена и описана конструкция параболического зеркального рефлектора диаметром 4 м с облучателем в виде V–конусной антенны. Экспериментально измерена пиковая ДН, которая в Н–плоскости составляет 3<sup>0</sup>. Представлена форма излучаемого сигнала при различных положениях точки наблюдения и амплитуда поля, которая в осевом направлении составляет 4,2 кВ/м на расстоянии 305 м от антенны (при напряжении питания 1280 кВ). Спектр излучаемого сигнала составляет 50 МГц – 4 ГГц.

В некоторых источниках<sup>190</sup> приведена конструкция многофункцио-

---

<sup>186</sup> Baum C. Review Of Impulse-Radiating Antennas / C. Baum, E. Farr, D. Giri // The Review OF Radio Science 1969-1999. Oxford University Press. – 1999. – P. 403 – 439.

<sup>187</sup> Ермаков Г. В. Анализ возможностей применения антенн несинусоидальных волн в радиолокации / Г. В. Ермаков // Збірник наукових праць ХВУ. – 2000. – № 4(30). – С. 64 – 68.

<sup>188</sup> Жуков С. А. Наземні радіолокатори виявлення та наведення з несинусоїдальними відеоімпульсними сигналами / Жуков С. А. – К.: РВЦ “Київський університет”, 1997. – 234 с.

<sup>189</sup> Baum C. Review Of Impulse-Radiating Antennas / C. Baum, E. Farr, D. Giri // The Review OF Radio Science 1969-1999. Oxford University Press. – 1999. – P. 403 – 439.

<sup>190</sup> Ultra–Wideband Sources and Antennas / W. D. Prather, J. A. Forrest, C. E. Baum [and oth.] // Proc. Of the 4th Ultra–Wideband Short–Pulse Electromagnetics Conference. –1998. – P. 119 – 130.

нальной зеркальной антенны диаметром 4 м с облучателем в виде двух V-конусных антенн, расположенных под углом  $90^\circ$ . Ширина пиковой ДН такой антенны –  $1,2^\circ$ . Спектр излученного СШП сигнала – 35 МГц – 4 ГГц. Приведены зависимости временной структуры излучаемого поля СШП сигнала при различных положениях точки наблюдения. Отмечается, что максимальная амплитуда излучаемого импульса уменьшается при смещении точки наблюдения от осевого направления. При этом амплитуда послеимпульсных колебаний составляет около  $-20$  дБ в осевом направлении ( $\Theta = 0^\circ$ ) и  $-3$  дБ при  $\Theta = 5^\circ$ .

Основным достоинством зеркальных антенн, представленных в указанных обзорах, в случае возбуждения их СШП сигналом наносекундной длительности, является узкая пиковая ДН, что объясняется большим отношением геометрических размеров рефлектора к пространственной длительности импульса и незначительные по величине послеимпульсные колебания.

Основным недостатком зеркальных антенн в случае использования СШП сигналов является отсутствие «единого» фазового центра, что вызывает нелинейность фазовой характеристики. Это приводит к дополнительному искажению СШП сигнала при излучении.

#### **4.2.2. Антенные решетки**

Для одновременного повышения характеристик направленности и увеличения амплитуды излученного сигнала также целесообразно дать оценку применения антенных решеток. В теоретических работах в данном направлении показано, что для СШП антенной решетки характерна пространственная ДН с одним главным лепестком и равномерным фоном (боковое излучение), распределенным по всем остальным направлениям<sup>191</sup>. Ширина пиковой ДН напрямую зависит от электрических размеров апертуры: длительности возбуждающего антенну импульса тока и количества элементов в решетке. Кроме этого, при увеличении количества элементов в решетке наблюдается значительное снижение уровня бокового излучения по отношению к амплитуде поля в главном лепестке.

Еще одним важным выводом является тот факт, что при возбуждении элементов решетки с определенной временной задержкой, можно обеспечить сканирование главного лепестка ДН антенны (для плоской решетки)

---

<sup>191</sup> Borysenko A. Transmitter/Receiver Pulse-Driven Antenna Array With Near-Field Beam-Forming For UWB Subsurface Imaging Radar / A. Borysenko, E. Borysenko, V. Ivashcuk // Proceedings of 2000. Antenna Applications Symposium IL. – 2000. – P.55 – 82.

или фокусировку излученной энергии в заданной точке пространства.

Из результатов расчетов пространственного распределения излученных СШП сигналов, создаваемых пятиэлементными Е- плоскостными и Н-плоскостными антенными решетками прямоугольной формы при возбуждении излучателей гауссовым импульсом тока следует, что главные лепестки ДН таких решеток уже, чем у отдельных элементов решетки<sup>192193</sup>.

Однако при создании активных АР особое внимание следует уделять развязке между элементами решетки. Наличие большой связи между элементами решетки, в большей мере характерное для Н-плоскостной решетки, приводит к переотражениям импульсного сигнала между этими элементами и образованию длительных послеимпульсных колебаний поля в излученном сигнале<sup>194</sup>.

В экспериментальных работах, связанных с разработкой и исследованием СШП АР, представлены конструкции антенных решеток, элементами которых являются ТЕМ-рупоры<sup>195</sup>. Основное внимание уделяется повышению амплитуды излучаемого сигнала. Для этого в качестве генераторов возбуждающих импульсов применяются активируемые лазером полупроводниковые переключатели. Амплитуда возбуждающих сигналов составляет 8 кВ, а длительность импульса – десятки пикосекунд.

Следует отметить, что упомянутые выше качества СШП антенных решеток могут быть реализованы в полной мере лишь в том случае, когда каждый элемент решетки излучает в пространство импульсы поля, близкие по форме к однополярным<sup>196</sup>. Такие импульсы в принципе реализуемы. При этом, однако, надо помнить о том, что низкочастотные составляющие "плохо" излучаются антенной, а постоянная составляющая не может быть излучена вовсе. Поэтому под однополярным следует понимать импульс, для которого соотношение максимального положительного значения существенно превосходит максимальное абсолютное значение отрицатель-

---

<sup>192</sup> Анализ характеристик Е- и Н-плоскостных сверхширокополосных антенных решеток / Г.В. Ермаков, Д.М. Литовченко, М.Г. Иванец [и др.] // Вестник Международного Славянского университета. – 2007. – Т. 10, №. 2. – С. 37 – 43.

<sup>193</sup> Электродинамический метод расчета пространственно-временных характеристик сверхширокополосных антенных решеток с учетом взаимного влияния элементов / Г.В. Ермаков, Д.М. Литовченко, М.Г. Иванец [и др.] // Системи обробки інформації. – 2007. – № 1(59) – С. 36 – 39.

<sup>194</sup> Анализ характеристик Е- и Н-плоскостных сверхширокополосных антенных решеток / Г.В. Ермаков, Д.М. Литовченко, М.Г. Иванец [и др.] // Вестник Международного Славянского университета. – 2007. – Т. 10, №. 2. – С. 37 – 43.

<sup>195</sup> Hussain M.G.M. Self-Sterring Array For Nonsinusoidal Waver / M.G.M. Hussain // IEEE Tr. On Electromagn. Compat. – 1986. – Vol. EMC-28, №2. – P. 96 – 104.

<sup>196</sup> Воскресенский Д. Характеристики сканирующих антенн сверхкоротких импульсов, основанные на спектральном анализе / Дмитрий Воскресенский, Елена Овчинникова // Антенны. – 2000. – № 3(46). – С. 17 – 26.

ной его части. Фактически, это импульс с "длинным хвостом" и пологим передним фронтом. Так, для коэффициента широкополосности  $\mu \geq 0,6$  можно излучить сигнал, близкий по форме к однополярному.

Проведенный выше обзор литературы и результаты работы<sup>197</sup> показали, что при одинаковых линейных размерах апертур ( $\sim 10 \text{ ст}_И$ ) ширина пиковой ДН в Е-плоскости примерно одинакова и составляет около  $8^\circ$ , уровень бокового фона также примерно одинаков и составляет  $-20$  дБ. Однако зеркальная антенна обладает рядом несомненных преимуществ:

1. Синхронность возбуждения апертуры (отсутствие «дрожания») при использовании мощных разрядников.
2. КНД по пиковой мощности составляет  $D_{\max} \approx 120$  (на 6 дБ выше, чем у антенной решетки).
3. Относительная простота конструкции.
4. Форма излучаемого сигнала в пределах главного лепестка претерпевает меньшие искажения, чем в антенной решетке.
5. Относительная простота расчетов.

Отметим, что при использовании зеркальных антенн невозможно увеличить излучаемую мощность (за счет сложения полей от различных излучателей как в синфазных антенных решетках), а также отсутствует возможность сканирования ДН. Однако указанные недостатки допустимы при соответствующих требованиях к РТС для ФП РЭС.

Для решения задач ФП использование зеркальных антенн является более перспективным из-за простоты конструкции. Более того, еще одним существенным преимуществом, как уже было отмечено, являются малые значения амплитуды послеимпульсных колебаний и их количество. Поэтому для дальнейших исследований выбрана однозеркальная параболическая антенна, облучателем которой является система ТЕМ-рупоров, возбуждаемая видеоимпульсом тока. Такой выбор, кроме всего прочего, обоснован большей изученностью зеркальных антенн, что позволит сопоставить полученные результаты с уже известными в некоторых предельных случаях.

### **4.3. Линии передачи при использовании СШП сигналов**

Для антенн с поперечным типом волны характерна слабая зависимость коэффициента распространения волн типа ТЕМ от частоты в линии передачи. Это приводит к незначительным дисперсионным искажениям

---

<sup>197</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. –Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

сигнала. Антенна ТЕМ-волны может рассматриваться как неоднородная направляющая структура, доставляющая энергию от передатчика в свободное пространство. Под неоднородной направляющей структурой будем понимать линию передачи с изменяющимся волновым сопротивлением  $Z_{\text{в}}$ <sup>198199</sup>. Закон изменения  $Z_{\text{в}}$  определяется из условий минимальных внутренних отражений входного сигнала элементами антенной конструкции в заданной полосе частот<sup>200</sup>. Как уже отмечалось, наблюдающиеся искажения сигнала, обусловлены отражениями входного сигнала от начала и края антенной структуры и зависят от геометрических и электрических характеристик линии передачи.

При создании широкополосных антенн с квазипоперечной волной расчет характеристик фидера обычно ведется с привлечением теории нерегулярных линий передачи<sup>201202</sup>. Например, в работе<sup>203</sup> приведен пример расчета ТЕМ-рупора с использованием методик, используемых при анализе неоднородных полосковых линий. Для фиксированного угла раскрытия ТЕМ-рупора изменение волнового сопротивления вдоль его оси достигается изменением ширины пластин рупора. Можно при фиксированной ширине пластин обеспечить необходимый закон изменения волнового сопротивления за счет изменения расстояния между пластинами рупора. Другим возможным способом уменьшения послеимпульсных колебаний, возникающих вследствие несогласованности волнового сопротивления фидера и антенны, является изменение конструкции в области соединения линии передачи с антенной<sup>204</sup>.

Наиболее распространенным вариантом устройства для широкополосного согласования является плавный переход в виде экспоненциального трансформатора, представляющего собой отрезок нерегулярной линии передачи, волновое сопротивление которой изменяется по закону:

---

<sup>198</sup> Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Каценеленбаум Б. З. – М.: Изд-во АН СССР, 1961. – 215 с.

<sup>199</sup> Линии передачи сложных сечений / Г. Ф. Заргано, А. М. Лерер, В. П. Ляпин, Г. П. Синявский. – Ростов-на Дону: Изд-во Ростовского университета, 1983. – 320 с.

<sup>200</sup> Фано Р. М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Фано Р. М. – М.: Сов. радио, 1965. – 72 с.

<sup>201</sup> Вайнштейн Л. А. Открытые резонаторы и открытые волноводы / Вайнштейн Л. А. – М.: Сов. радио, 1966. – 333 с.

<sup>202</sup> Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Каценеленбаум Б. З. – М.: Изд-во АН СССР, 1961. – 215 с.

<sup>203</sup> Колобов В. Сверхширокополосная СВЧ антенна / Владимир Колобов, Геннадий Полухин // Радиотехника. – 1991. – № 1 – С. 66 – 68.

<sup>204</sup> McGrath D. T. Scanning and Impedance Properties of TEM Horn Arrays for Transient Radiation / D. T. McGrath, C. E. Baum // IEEE on AP. – 1999. – Vol. 47, №3. – P. 469 – 474.

$$Z_B(l) = \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}} \exp\left(\frac{2l - l_{\text{пер}}}{2l_{\text{пер}}} \ln \frac{Z_{B1}}{Z_{B2}}\right),$$

где  $Z_{B1}$ ,  $Z_{B2}$  – волновые сопротивления на входе и выходе трансформатора,

$l_{\text{пер}}$  – длина экспоненциального перехода,

$l$  – точка, в которой рассчитывается сопротивление.

Если не наложены ограничения на длину перехода, то может быть достигнуто сколь угодно малое рассогласование в широкой полосе частот. Однако на практике желательно, чтобы длина перехода была минимальной при заданном перепаде волновых сопротивлений в определенной полосе частот. В общем же случае плавный согласующий переход оказывается эквивалентным фильтру верхних частот. Хорошее согласование достигается на частотах выше некоторой критической частоты<sup>205</sup>.

Использование коаксиальных кабелей требует использования широкополосных соединителей, частотные характеристики которых существенно влияют на широкополосность всего тракта. Импульсные характеристики соединителей в литературе обычно не приводятся, поэтому чаще всего оценка проводится по значению КСВ<sup>206</sup>. Неоднородность, вносимая соединителем, имеет реактивный характер и является дополнительной причиной искажений импульсов. Большинство отечественных соединителей имеют КСВ 1,15 ÷ 5 в диапазоне 0,5 – 10 ГГц<sup>207</sup>. Электрическая прочность соединителей намного ниже электрической прочности соответствующих линий. Специальные высоковольтные соединители из-за увеличения размеров изоляторов имеют более высокие значения как КСВ, так и его неравномерности в зависимости от частоты.

#### **4.4. Обзор методов расчета пространственно-временных характеристик СШП антенных систем**

При анализе характеристик СШП антенных систем применяют, как правило, два способа. Первый вытекает непосредственно из требования широкополосности таких антенн и основан на определении или измерении

<sup>205</sup> Семенов Н. А. Техническая электродинамика / Семенов Н. А. – М.: Связь, 1973. – 480 с.

<sup>206</sup> Белоруссов Н. И. Радиочастотные кабели / Н. И. Белоруссов, И. И. Гроднев. – Москва: Энергия, 1993. – 201 с.

<sup>207</sup> Белоруссов Н. И. Радиочастотные кабели / Н. И. Белоруссов, И. И. Гроднев. – Москва: Энергия, 1993. – 201 с.

параметров в широкой полосе частот (непрерывно или дискретно). В этом случае целесообразно проводить расчеты в частотной области. Другой способ предполагает измерение характеристик рассеянного поля во временной области. Эти два метода эквивалентны между собой, а трансформация данных из временной в частотную область (и наоборот) возможна с помощью преобразования Фурье. Очевидно, что наиболее полную информацию можно получить при разумном сочетании обоих способов расчетов и измерений параметров антенной системы.

При решении электродинамических задач рассеяния используются аналитические, численные и гибридные методы исследования. Эффективность применения этих методов различна для различных групп задач. Существование взаимно однозначной связи получаемых при этом решений позволяет выбрать подход, наиболее соответствующий конкретной решаемой задаче, а также сопоставить решения, полученные различными методами.

Аналитические методы <sup>208, 209</sup> обладают достоинствами, главным из которых является возможность выявления наглядной связи между результатами решения и контролируемыми параметрами задачи. Полученные аналитически результаты облегчают понимание, трактовку и контроль точности результатов, рассчитанных другими методами.

Особенности короткоимпульсного излучения антенн обнаруживаются уже при анализе элементарных излучателей: электрического и магнитного диполей. Для диполя Герца с электрическим моментом  $p(t) = p_0 \exp(-j\omega t)$ , ориентированного по оси  $\Theta = 0$  сферической системы координат, известно выражение для  $\Theta$  – составляющей излученного электрического поля в дальней зоне <sup>210, 211</sup>:

$$\dot{E}_{\Theta}(t', \Theta, R) = Z_0(j\omega)^2 \frac{p_0 \exp(-j\omega t) \exp\left(\frac{j\omega R}{c}\right)}{4\pi R c} \sin \Theta = \dot{E}_{\Theta}(\omega, \Theta, R) \exp(-j\omega t), (4.5)$$

<sup>208</sup> Ксиенски Идентификация целей на низких частотах / Ксиенски, Линь, Уайт// ТИИЭР. – 1975. – Т. 63, № 12. – С. 21 – 31.

<sup>209</sup> Сениор Т. В. Обзор аналитических методов оценки поперечных сечений рассеяния / Т. В. Сениор // ТИИЭР. – 1965. – Т. 53, №8. – С. 948 – 959.

<sup>210</sup> Астанин Л. Методы теоретического и экспериментального исследования нестационарного рассеяния и излучения электромагнитных волн / Леонид Астанин, Алексей Костылев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1981. – № 9. – С. 3–27.

<sup>211</sup> Баум К.Э. Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей / К.Э. Баум // ТИИЭР. – 1976. – Т. 64, № 11. – С. 53 – 74.

где  $j = \sqrt{-1}$ ,

$\omega$  – циклическая частота,

$R$  – расстояние до точки наблюдения,

$c$  – скорость света,

$Z_0$  – волновое сопротивление свободного пространства.

Нормирование комплексной амплитуды  $\dot{E}_\Theta(\omega, \Theta, R)$  в (4.5) дает пространственно-частотную характеристику электрического диполя при фиксированных  $R$  и  $\Theta$ :

$$\dot{V}(\omega, \Theta, R) = \frac{\dot{E}_\Theta(\omega, \Theta, R) 4\pi R c}{p_0 Z_0 \sin \Theta}. \quad (4.6)$$

При произвольном изменении электрического момента диполя  $p(t)$  или спектрального состава питающего тока  $\dot{I}(\omega)$  напряженность излученного поля как функция времени определяется обратным преобразованием Фурье от произведения  $\dot{V}(\omega, \Theta, R)\dot{I}(\omega)$ , причем частотная характеристика вида (4.6) вызывает характерные искажения входного воздействия – двукратное дифференцирование по времени и запаздывание на  $t' = t - R/c$ :

$$\dot{E}_\Theta(t', \Theta, r) = \frac{Z_0}{4\pi R c} \sin \Theta \frac{d^2 p}{dt^2}(t').$$

Для излучателей конечных размеров поле в точке наблюдения является суперпозицией полей, излученных отдельными частями антенны и различающихся временными запаздываниями. При использовании сигналов, пространственная длительность которых меньше геометрических размеров излучателя, возникает возможность раздельного исследования парциальных полей и локализации отдельных излучающих центров.

Факторы, отмеченные выше, позволяют сделать ряд важных и достаточно общих выводов. Основным из них является заключение о несовпадении формы возбуждающего сигнала и напряженности излученного поля.

Для расчета формы излученного СШП сигнала и определения ПВХ различных антенных систем рассмотрим известные методы решения электродинамической задачи рассеяния. Проанализируем их достоинства и недостатки.

**Аналитические методы.** Строгие аналитические решения электродинамической задачи рассеяния полей можно получить лишь для ограниченного числа тел простой формы <sup>212</sup>. Однако приближенные аналитические методы позволяют находить решения, пригодные для инженерных расчетов и качественного анализа явлений, и для объектов сложной формы. Как и при монохроматическом анализе, различают методы, используемые в низкочастотной, высокочастотной и резонансной областях.

При использовании СШП сигналов наносекундной длительности возникает возможность временного разрешения сигналов, излученных отдельными элементами объекта. Объект в целом можно исследовать подходящим высокочастотным методом, а отдельные его элементы – методом резонансного или низкочастотного разложения.

Особую трудность при аналитическом расчете характеристик рассеяния представляет резонансная область. Частично задача в этом случае решается методами, допускающими использование высоко- и низкочастотных методов <sup>213</sup>.

Однако все эти методы характеризуются ограниченной областью применения, в первую очередь по частотному диапазону. Получение оценок одновременно в рэлеевском, резонансном и квазиоптическом диапазонах затруднено или невозможно в силу специфики решаемых задач. Поэтому широкое применение нашли численные методы решения задач рассеяния.

**Численные методы решения.** С возрастанием возможностей вычислительной техники повысилось значение численных методов решения электродинамических задач. Область их применения охватывает рэлеевский и резонансный диапазоны, где использование асимптотических высокочастотных методов связано с большими погрешностями. Поэтому при решении задач, связанных с СШП сигналами, численные методы в общем случае удачно дополняют аналитические. Среди существующих наибольшее распространение получили методы численного решения интегральных уравнений электродинамики во временной или в частотной области <sup>214,215,216,217,218,219,220,221,222,223,224,225,226,227,228,229,230,231,232</sup> и методы конечных раз-

---

<sup>212</sup> Сениор Т. В. Обзор аналитических методов оценки поперечных сечений рассеяния / Т. В. Сениор // ТИИЭР. – 1965. – Т. 53, №8. – С. 948 – 959.

<sup>213</sup> Баум К.Э. Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей / К.Э. Баум // ТИИЭР. – 1976. – Т. 64, № 11. – С. 53 – 74.

<sup>214</sup> Broome N. L. A Comparison of Mode Match. Geometrical Theory of Diffraction and Kirchhoff Radiation / N. L. Broome // IEEE Trans. on AP. – 1979. – Vol. AP-27, №1. – P. 51 – 62.

<sup>215</sup> Heyman E. Propagating Pulsed Beam Solutions By Complex Source Parameter Substitution / E.

ностей<sup>233, 234, 235, 236</sup>.

В общем случае возможно использование двух типов интегральных уравнений – в пространственно-частотном и пространственно-временном представлениях. Оба типа уравнений выводятся из уравнений Максвелла как для электрического, так и для магнитного полей. Информативность получаемых решений одинакова, но в зависимости от специфики задачи при-

---

Heyman, L. B. Felsen // IEEE Tr. on AP. – 1986. – Vol. AP-34. – P. 1062 – 1065.

<sup>216</sup> Kanda M. Time Domain Sensors For Radiated Impulsive Measurements / M. Kanda // IEEE Tr. on AP. – 1983. – Vol. AP-41. – P. 438 – 444.

<sup>217</sup> Matsushima A. Numerical Analysis Of AC Losses In Transmission Lines Composed Of Round Wires / A. Matsushima, H. Sakamoto // MMET-2000 Proceedings of VIII –th International Conference On Mathematical Methods In Electromagnetic Theory. – 2000. – P. 488 – 490.

<sup>218</sup> Sato M. Transients Respones Of Coupled Linear Dipole Antennas / M. Sato, M. Iguchi, R. Sato // IEEE Tr. on AP. – 1984. – Vol. AP-32. – P. 133 – 140.

<sup>219</sup> Воздействие СШП сигналов УКД на приемно-усилительный тракт СВЧ-диапазона: материалы 4-ой Крымской конференции ["СВЧ-техника и спутниковый прием"], (Севастополь, 23–25 апр. 1994 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 1994. – 353 с.

<sup>220</sup> Вайнштейн Л. А. Теория дифракции и метод факторизации / Вайнштейн Л. А. – М.: Сов. Радио, 1966. – 431 с.

<sup>221</sup> Варганов М. Е. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / Варганов М. Е., Зиновьев Ю. С., Астанин Л. Ю. – Москва: Радио и связь, 1985. – 236 с.

<sup>222</sup> Дмитриев В. И. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики: учеб. пособие / В. И. Дмитриев, Е. В. Захаров. – Москва: Издательство Московского ун-та, 1987. – 167 с.

<sup>223</sup> Ильинский А. С. Математические модели электродинамики: учебное пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Ильинский А. С., Кравцов В. В., Свешников А. Г. – Москва: Высшая школа, 1991. – 224 с.

<sup>224</sup> Кенно Е. Аппроксимация переходных и импульсных переходных характеристик / Е. Кенно, Д. Моффат // ТИИЭР. – 1965. – Т. 53, № 8. – С. 1025 – 1034.

<sup>225</sup> Колтон Д. Методы интегральных уравнений в теории рассеяния / Д. Колтон, Р. Кресс. – Москва: Мир, 1987. – 311 с.

<sup>226</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

<sup>227</sup> Никольский В. В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики / Никольский В. В. – М.: Наука, 1967. – 460 с.

<sup>228</sup> Обратное рассеяние плоской импульсной волны на идеально проводящем объекте, находящемся вблизи границы однородного полупространства / О. И. Сухаревский, С. А. Горелышев, В. А. Василец [и др.] // Радиофизика и радиоастрономия. – 1998. – Т. 3, № 2. – С. 137 – 146.

<sup>229</sup> Расчет дальнего бокового и заднего излучения зеркальных антенн с радиопоглощающим покрытием кромок / О. И. Сухаревский, В. А. Василец, С. В. Нечитайло [и др.] // Радиофизика и радиоастрономия. – 2002. – Т. 7, № 2. – С. 145–150.

<sup>230</sup> Уфимцев П. Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции / Уфимцев П. Я. – М.: Сов. радио, 1962. – 243 с.

<sup>231</sup> Фелсен Л. Излучение и рассеяние радиоволн. Том 1 / Л. Фелсен, Н. Маркувиц – Москва: Мир, 1978. – 547 с.

<sup>232</sup> Фелсен Л. Излучение и рассеяние радиоволн. Том 2 / Л. Фелсен, Н. Маркувиц – Москва: Мир, 1978. – 555 с.

<sup>233</sup> Chernogor L. F. Analisis and Ultra Wideband Signals / L. F. Chernogor, O. V. Lazorenko, S. V. Lazorenko // Радиофизика и радиоастрономия. – 2002. – Т. 7, № 4. – С. 471 – 474.

<sup>234</sup> Hadi M. F. Modified FDTD (2, 4) Scheme For Modeling Electrically Large Structures With High-Phase Accuracy / M. F. Hadi, M. A. Picket-May // IEEE Tr. on AP. – 1997. – Vol. 45, №2. – P. 254 – 265.

<sup>235</sup> Yee K. S. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations In Isotropic Media / K. S. Yee // IEEE Tr. on AP. – 1966. – Vol. AP-14, №3. – P.3 02 – 308.

<sup>236</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

менение того или иного типа уравнений может дать существенные преимущества<sup>237</sup>.

При решении прямых электродинамических задач наиболее важно определить распределение плотности поверхностного тока  $\vec{J}(\vec{x})$  в точках  $x$  поверхности  $S$  излучателя.

При расчете поля СШП сигнала, в спектральный состав которого входят частоты от 500 МГц до 2 ГГц и более, использование, например, метода моментов в «чистом» виде, с выбором конкретных базисных и весовых функций, различных для каждой спектральной составляющей, очевидно, ограничено в силу ограниченности времени вычислительного эксперимента.

При использовании пространственно–временного представления необходимо учитывать, что решение интегральных уравнений во временной области справедливо для единственного направления облучения, поскольку с изменением ракурса момент времени и положение (размеры) освещенной области изменяются, что приводит к изменению искомых коэффициентов в разложении плотности поверхностного тока<sup>238</sup>. Это несколько ограничивает возможности пространственно–временного представления.

Кроме этого, эти методы в чистом виде не учитывают краевых условий, возникающих на ребрах, кромках и т.п., что не позволяет точно рассчитывать «теневые» токи. Последнее приводит к недостаточно верному определению пространственных характеристик антенных систем в направлениях дальнего бокового и заднего излучения.

**Гибридные методы.** В последнее время значительное внимание уделяется гибридным методам решения нестационарных задач рассеяния, основанных на совместном использовании аналитического и численного подходов. Рассмотрим вкратце наиболее типичные из них.

1. Сложный объект исследуется в целом аналитическими методами, например, методами геометрической теории дифракции в высокочастотной области, а для его отдельных частей используется численное решение интегральных уравнений в низкочастотном и резонансном диапазонах<sup>239</sup>.

2. Используется объединение низкочастотных и высокочастотных методов анализа на основе интегральных уравнений с учетом асимптотических решений методом геометрической теории дифракции.

---

<sup>237</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

<sup>238</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

<sup>239</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

3. Аналитическое решение корректируется с помощью поправки, рассчитанной численным методом<sup>240</sup>. Например, ток на освещенной части поверхности тела  $S$  определяется методами физической оптики, а в области тени определяется с помощью выражения:

$$\vec{J}_s = 2[\vec{n}^e, \vec{H}^{(i)}] + \frac{1}{2\pi} \vec{n}^e \times \left[ \int_{S_1} \vec{J}_s \times \text{grad}'\phi dS'_1 + \int_{S_2} (2\vec{n}^i \times \vec{H}^{(i)}) \times \text{grad}'\phi dS'_2 \right],$$

где  $\phi = \frac{\exp(-jkR)}{R}$ ,

$\vec{n}^e, \vec{n}^i$  – внешняя и внутренняя нормали,

$\vec{H}^i$  – напряженность магнитного поля, создаваемого источниками в свободном пространстве,

$S_1$  – площадь освещенной части поверхности,

$S_2$  – площадь области тени.

Рассмотренные выше недостатки аналитических и численных методов ограничивают их использование. Желание сократить время счета и по возможности увеличить точность расчетов приводит к необходимости использования гибридных методов электродинамического анализа с рядом обоснованных упрощающих предположений.

#### 4.5. Обоснование расчетной конструкции СШП антенной системы для ФП радиоэлектронных средств

Выше было определено, что ширина спектра СШП сигнала, необходимая для ФП спецвычислителей БПЛА, составляет  $\Delta f = 0,5 \div 2$  ГГц, а спектральная плотность напряженности электрического поля –  $E(f) = 1 \div 10$  В/(м·Гц). Кроме этого был определен диаметр зеркальной антенны в виде параболоида вращения –  $d=3$  м. Еще одним параметром параболоида вращения является фокусное расстояние  $F$ , т.к. уравнение параболы имеет вид:  $x^2 = 4Fz$ . Фокусное расстояние определяет положение облучателя, точнее его фазового центра по отношению к рефлектору. Облучатель является важнейшим элементом зеркальной антенны, в значительной степени определяющим ее параметры. К облучателям, используемым в па-

<sup>240</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

раболоиде вращения, предъявляются следующие основные требования<sup>241</sup>:

- фронт волны, излучаемой облучателем, должен быть близким к сферическому по крайней мере в пределах угла раскрыва, т.е. облучатель должен иметь фазовый или условный фазовый центр;

- ДН облучателя должна быть близкой к осесимметричной и иметь определенную ширину, согласованную с углом раскрыва зеркала; уровень боковых лепестков должен быть минимальным;

- поле, излучаемое облучателем должно иметь определенную поляризацию;

- облучатель должен иметь небольшие размеры, чтобы возможно меньше затенять раскрыв зеркала;

- облучатель должен быть хорошо согласован с фидером в заданном диапазоне частот.

Облучатель, находящийся в поле волны, отраженной от зеркала, влияет на уровень бокового излучения и КНД антенной системы. Рефлектор, в свою очередь также влияет на работу облучателя. Это влияние проявляется в том, что облучатель принимает часть энергии, отраженной от зеркала. Поэтому, если до помещения в зеркало облучатель был согласован с фидером, то при наличии зеркала в фидере возникнет отраженная волна, т.е. произойдет рассогласование облучателя с фидером. Степень рассогласования можно охарактеризовать коэффициентом отражения<sup>242</sup>:

$$\Gamma = \frac{\lambda D_{\text{макс}}}{4\pi F} \exp(-j\delta), \quad (4.7)$$

где  $\delta$  – фаза коэффициента отражения,

$D_{\text{макс}}$  – КНД облучателя.

Необходимо отметить, что при увеличении фокусного расстояния, как это следует из (4.7), влияние фокусного расстояния на облучатель не уменьшается. Как правило, обычно задается апертура антенны. При неизменной апертуре увеличение  $F$  приводит к необходимости использования облучателя с более узкой ДН. Однако при сужении ДН облучателя КУ его растет примерно как  $F^2$ . Поэтому при заданной апертуре рефлектора с увеличением  $F$  влияние зеркала на облучатель усиливается.

---

<sup>241</sup> Кенно Е. Аппроксимация переходных и импульсных переходных характеристик / Е. Кенно, Д. Моффат // ТИИЭР. – 1965. – Т. 53, № 8. – С. 1025 – 1034.

<sup>242</sup> Шифрин Я. С. Антенны: учеб. пособие. / Шифрин Я. С. – Х.: ВИРТА, 1976. – 407 с.

Обзор литературы<sup>243, 244, 245</sup> показывает, что в качестве СШП облучателя короткоимпульсной зеркальной антенны можно выбрать биконическую антенну или ТЕМ-рупор. Учитывая тот факт, что зеркальная антенна и ТЕМ-рупор представляют собой незамкнутые трехмерные экраны и для них может быть разработан один метод расчета поля излучения, в качестве облучателя в дальнейшем будем использовать ТЕМ-рупор. В пользу выбора последнего говорят также два обстоятельства:

- ТЕМ-рупор имеет условный фазовый центр в широком частотном диапазоне, расположенный в центре апертуры;
- за счет выбора геометрии токоведущих линий может быть хорошо согласован с фидером и свободным пространством.

Конструкцию ТЕМ-рупора выберем из следующих соображений.

При использовании в качестве фидера коаксиального кабеля необходимо предусмотреть симметрирующее устройство, которое может быть выполнено в виде трансформатора щелевого типа (рис. 4.2).

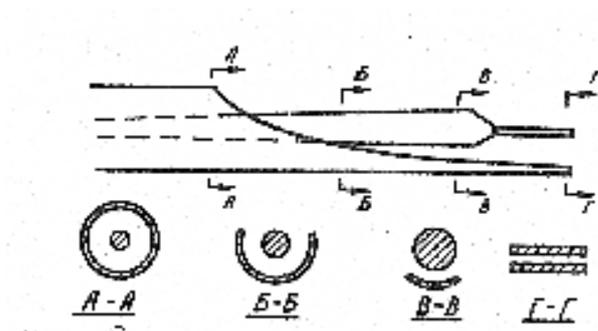


Рисунок 4.2 - Схема симметрирующего устройства

Такой плавный симметрирующий переход от коаксиальной линии к ленточной рассчитывается из условия их широкополосного согласования. Рассматриваемый переход имеет экспоненциальную зависимость высоты среза внешнего цилиндрического проводника коаксиальной линии от ко-

<sup>243</sup> Baum C. Review Of Impulse-Radiating Antennas / C. Baum, E. Farr, D. Giri // The Review OF Radio Science 1969-1999. Oxford University Press. – 1999. – P. 403 – 439.

<sup>244</sup> Принудительный останов двигателей внутреннего сгорания движущихся автомобилей с помощью сверхмощного генератора импульсного электромагнитного поля субнаносекундного диапазона «Автоарестор БД»: материалы 3-го Международного радиоэлектронного форума ["Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития"], (Харьков, 22–24 октября 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Харк. национ. ун-т радиоэлектроники. – Х.: Харк. национ. ун-т радиоэлектроники, 2008. – 173 с.

<sup>245</sup> Стендовая база для испытаний радиоэлектронной аппаратуры на электромагнитную совместимость и стойкость к излучениям сверхкороткой длительности: материалы 3-го Международного радиоэлектронного форума ["Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития"], (Харьков, 22–24 октября 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Харк. национ. ун-т радиоэлектроники. – Х.: Харк. национ. ун-т радиоэлектроники, 2008. – 7 с.

ординаты вдоль продольной оси. Диаметры внутреннего и внешнего проводников коаксиальной линии должны выбираться из условий распространения основного типа ТЕМ-волны на минимальной волне диапазона ( $\lambda_{\min}=15$  см):

$$2\pi(d_1 + d_2) \leq \lambda_{\min},$$

где  $d_1$  – диаметр внешнего проводника,

$d_2$  – диаметр внутреннего провода.

Выберем волновое сопротивление кабеля, переходящего в ленточную линию, на входе ТЕМ-рупора  $Z_B = 50$  Ом. Для выбранной линии погонные индуктивность  $L_0$ , емкость  $C_0$  и волновое сопротивление  $Z_B$  зависят от ее геометрических размеров и электрических параметров диэлектрика<sup>246</sup>:

$$C_0 = \varepsilon \frac{b}{a}, \quad L_0 = \mu \frac{a}{b}, \quad Z_B = 120\pi \frac{a}{b} \quad \left( \frac{a}{b} \ll 1 \right), \quad Z_B = 120 \ln \left( 4 \frac{a}{b} \right) \quad \left( \frac{a}{b} \gg 1 \right), \quad (4.8)$$

где  $a$  – расстояние между полосками,

$b$  – ширина полоски,

$\varepsilon, \mu$  – диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика.

Из условия отсутствия пробоя в точке питания выберем ширину щели  $2y_H = a = 1$  см. Тогда, используя (4.8), найдем ширину полотна в точке питания:  $2x_H = b = 7,5$  см.

Учитывая, что диаметр зеркальной антенны составляет 3 м, фокусное расстояние 1 м, выберем ширину пластин и расстояние между ними в конце рупора такими, чтобы волновое сопротивление нерегулярной линии передачи соответствовало волновому сопротивлению свободного пространства, т. е.  $120\pi$ . Это значит, что необходимо найти показатели экспонент ( $\alpha, \beta$ ) в зависимостях  $y_k = 0,005 \exp(\alpha z)$  и  $x_k = 0,0375 \exp(\beta z)$  такими, чтобы:

$$Z_B = 120 \ln \left( 4 \frac{y_k}{x_k} \right) = 120\pi. \quad (4.9)$$

---

<sup>246</sup> Фельдштейн А. Л. Справочник по элементам волноводной техники / Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. – Москва: Сов. радио, 1967. – 651 с.

Кроме этого необходимо выполнение условия, при котором радиус кривизны поверхности больше или равен пространственной длительности импульса  $r_k \geq \sigma_{\tau} = 15\text{см}$ . В противном случае изгиб поверхности является локальной неоднородностью, вызывающей дополнительное искажение излучаемого СШП сигнала. Это условие записывается в виде<sup>247</sup>:

$$\frac{1}{r_{ky}} = \frac{d^2z/dy^2}{\left[ \sqrt{1 + \left( \frac{dz}{dy} \right)^2} \right]^3}, \quad \frac{1}{r_{kx}} = \frac{d^2z/dx^2}{\left[ \sqrt{1 + \left( \frac{dz}{dx} \right)^2} \right]^3}, \quad (4.10)$$

где  $r_{ky}, r_{kx}$  – радиусы кривизны поверхности в плоскости ZOY и ZOX соответственно (рис. 4.3).

Решая совместно (4.9) и (4.10) для  $z=1\text{ м}$ , находим, что  $\alpha \leq 5,7$  и  $\beta \leq 1,9$ . Выберем экспоненциальные зависимости для поперечных координат в виде:

$$y = 0,005 \exp(5,7z), \quad x = 0,0375 \exp(1,9z). \quad (4.11)$$

Экспоненциальный TEM-рупор такой формы имеет вид (рис. 4.3).

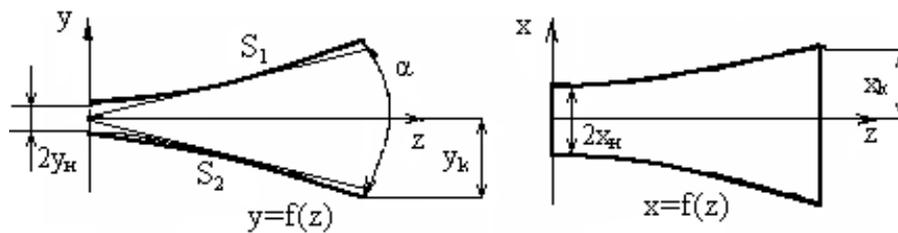


Рисунок 4.3 – Экспоненциальный TEM-рупор

Фокусное расстояние рефлектора выберем  $F=1\text{ м}$ .

Таким образом, конструкция имеет вид, аналогичный представленному в<sup>248</sup> и изображена на рис. 4.4.

На рис. 4.5 представлена расчетная схема короткоимпульсной зеркальной антенны.

<sup>247</sup> Бронштейн И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – Москва: Наука, 1986. – 544 с.

<sup>248</sup> Baum C. Review Of Impulse-Radiating Antennas / C. Baum, E. Farr, D. Giri // The Review OF Radio Science 1969-1999. Oxford University Press. – 1999. – P. 403 – 439.



Рисунок 4.4 - Конструкция короткоимпульсной зеркальной антенны

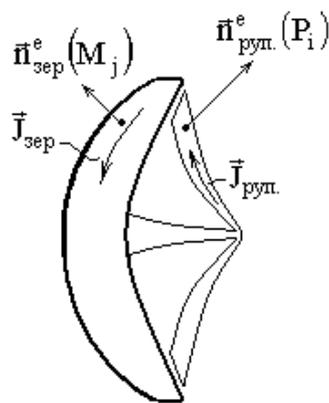


Рисунок 4.5 - Расчетная схема короткоимпульсной зеркальной антенны

### 6. Метод определения ДН СШП зеркальной антенны с учетом взаимодействия рефлектора и облучателя в приближении физической оптики

В общем случае под ПЧХ антенны будем понимать зависимость напряженности излучаемого поля от частоты и угловых координат при удалении точки наблюдения (в свободном пространстве) в бесконечность.

Фурье–преобразование от ПЧХ описывает пространственно–временную характеристику, под которой понимается зависимость напряженности излученного поля от времени и угловых координат при удалении точки наблюдения (в свободном пространстве) в бесконечность:

$$\dot{E}(t, \Theta, \varphi) = \frac{1}{2\pi R} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}(\omega, \Theta, \varphi) \exp(-j\omega t') d\omega,$$

где  $t' = t - \frac{R}{c}$  – запаздывающее время.

Под ДН СШП зеркальной антенны будем понимать пиковую ДН по амплитуде, т.е. зависимость максимального значения излученного поля от угловых координат  $E_{\max}(t, \Theta, \varphi)$ , определяющих положение точки наблюдения.

Проведение натуральных экспериментов по определению характеристик направленности СШП антенных систем требует наличия соответствующего радиолокационного полигона и дорогостоящего измерительного оборудования. Использование уменьшенных моделей излучающих систем не всегда позволяет получить адекватные результаты. Поэтому расчетные методы определения характеристик направленности во многих случаях имеют первоочередное значение<sup>249, 250</sup>.

Учитывая тот факт, что размеры короткоимпульсной зеркальной антенны являются большими в сравнении с рабочими длинами волн ( $\lambda=0,6\div 0,15$  м при диаметре  $d=3$  м), для расчета плотности поверхностного тока и в последующем ее пространственных характеристик целесообразно использовать метод уточнения приближения физической оптики<sup>251</sup>.

Этот же метод может быть использован и при расчете поля облучателя, представляющего собой систему ТЕМ-рупоров (рис. 4.5). Однако в данном случае в силу малых поперечных размеров излучателей ( $7,5\div 50$  см) предлагается рассчитывать плотность поверхностного тока не только в пределах кромки, а по всей затененной стороне ТЕМ-рупора.

Отметим сразу, что речь идет об определении интегральных характеристик излучения, при которых ошибки, возникающие при проведении расчетов численными методами, усредняются и получаемую точность можно считать удовлетворительной<sup>252</sup>.

Как отмечалось ранее, облучатель, находящийся в поле волны, отраженной от зеркала, влияет на уровень бокового излучения и КНД антенной системы. Рефлектор, в свою очередь, также влияет на работу облучателя. Это влияние проявляется в том, что облучатель принимает часть энергии, отраженной от зеркала.

**Постановка задачи.** Рассматривается случай возбуждения зеркальной антенны с помощью облучателя в виде системы ТЕМ-рупоров гауссовым видеоимпульсом тока единичной амплитуды и длительностью  $\tau_n=0,5$

---

<sup>249</sup> Казарин А. Н. Методы расчета и измерения характеристик и параметров антенн / Казарин А. Н., Кравченко И. Т., Ключников А. С. – Минск: Изд-во БГУ, 1971. – 42 с.

<sup>250</sup> Мицмахер М. Ю. Безэховые камеры СВЧ / М. Ю. Мицмахер, В. А. Торгованов. – Москва: Радио и связь, 1982. – 128 с.

<sup>251</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

<sup>252</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

нс (пространственная длительность СШП сигнала  $\sigma_{тн}=15$  см; взаимное влияние рупоров не учитывается; диаметр антенны – 3 м, фокусное расстояние – 1 м.

Форма импульса тока, возбуждающего облучатель, представлена на рис. 4.6 и описывается зависимостью<sup>253</sup>:

$$I(t) = A \exp\left(-\frac{t^2}{2a^2}\right),$$

где  $A = 1$  – амплитуда импульса,

$t$  – время, отсчитываемое с момента возбуждения,

$a$  – половина длительности импульса, определяемая по уровню 0,606.

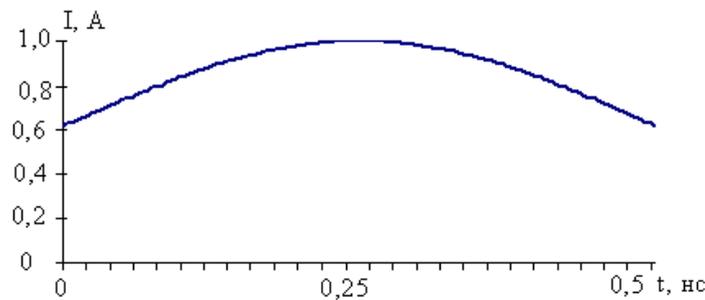


Рисунок 4.6 - Форма импульса тока, возбуждающего систему ТЕМ-рупоров

Спектр сигнала, нормированный к максимальному значению, представлен на рис. 4.7 и описывается зависимостью:

$$I(\omega) = A \sqrt{2\pi} a \exp\left(-\frac{\omega^2}{2(1/a^2)}\right).$$

При разработке метода определения ДН СШП зеркальной антенны, который позволяет учитывать взаимодействие рефлектора и облучателя, предлагается использовать итерационную процедуру определения напряженности электрического поля<sup>254, 255</sup>.

<sup>253</sup> Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов / Гоноровский И.С. – М.: Сов. Радио, 1977. – 608 с.

<sup>254</sup> Методика определения диаграммы направленности сверхширокополосной зеркальной антенны с учетом взаимного влияния облучателя и рефлектора / М. Г. Иванец, Г. В. Ермаков, В. В. Воинов [и др.] // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2009. – № 1(19). – С. 39 – 41.

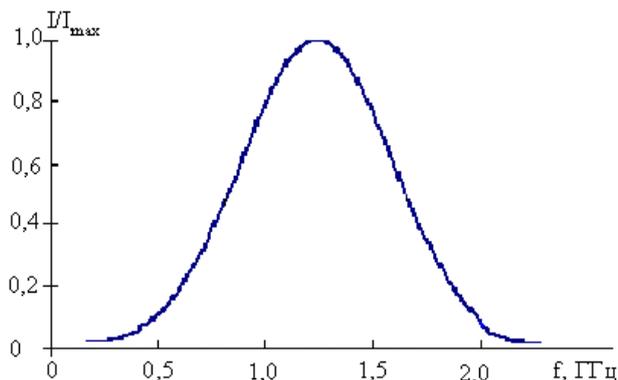


Рисунок 4.7 - Нормированный амплитудно-частотный спектр

На рис. 4.8 представлены основные расчетные обозначения.

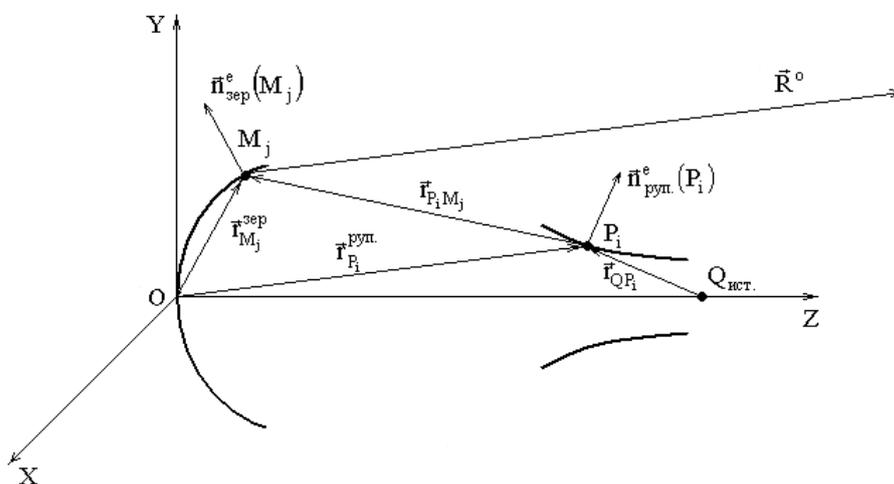


Рисунок 4.8 - Расчетные обозначения

Суть метода состоит в следующем.

I итерация.

1. Определение плотности поверхностного тока на ТЕМ-рупоре  $\vec{J}_{\text{руп}}^{(1)}(\mathbf{P}_i, \omega)$  с помощью метода уточнения приближения физической оптики (используется итерационная процедура, приведенная ниже):

$$\vec{J}_{\text{руп}}^{(1)}(\mathbf{P}_i, \omega) = \vec{J}_S^{+(1)}(\mathbf{P}_i, \omega) - \vec{J}_S^{- (1)}(\mathbf{P}_i, \omega), \quad (4.12)$$

где  $\vec{J}_S^{+(1)}$ ,  $\vec{J}_S^{- (1)}$  – плотность поверхностного тока на внутренней и внешней сторонах ТЕМ-рупора, определяемые из интегрального представ-

<sup>255</sup> Розробка тактико-технічних вимог і практичних рекомендацій щодо технічної реалізації систем дистанційного виявлення і ідентифікації вибухонебезпечних об'єктів "Медіана-2": Звіт про НДР (проміжний) / МОУ, ХУ ПС. – ДР № 0101U000515. – Інв.№ 68/2. – X., 2007. – 106 с.

ления:

$$\frac{1}{2} \left( \vec{J}_S^{+(1)}(P_i, \omega) + \vec{J}_S^{-(1)}(P_i, \omega) \right) = \vec{J}_S^0(P_i, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}_{\text{руп}}^e(P_i) \times \left[ \left( \vec{J}_S^{+(1)}(P, \omega) - \vec{J}_S^{-(1)}(P, \omega) \right) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_i})}{r_{PP_i}} \right] dS,$$

где  $\vec{J}_S^0(P_i, \omega) = 2\vec{n}_{\text{руп}}^e(P_i) \times \vec{H}_{\text{ист}}(P_i, \omega)$  – плотность поверхностного тока на освещенной стороне в приближении физической оптики,  
 $P_i, P$  – точка наблюдения и интегрирования соответственно,  
 $S$  – поверхность интегрирования, представляющая собой всю площадь ТЕМ-рупора,

$$r_{PP_i} = \sqrt{(x_P - x_{P_i})^2 + (y_P - y_{P_i})^2 + (z_P - z_{P_i})^2}.$$

$k(\omega) = \omega/c$  – волновое число, соответствующее спектральной составляющей СШП сигнала на частоте  $\omega$ .

$$\vec{H}_{\text{ист}}(P_i, \omega) = \frac{I(\omega)\Delta l k^2 e^{-jkr}}{4\pi} \cdot \left[ \frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} \right] \cdot \sin \theta \cdot \vec{i}_\alpha - \text{поле источника,}$$

где  $I(\omega)$  – комплексная амплитуда тока,  
 $\Delta l$  – длина вибратора,  
 $r$  – расстояние между источником и точкой наблюдения,  
 $\theta$  – угол между осью диполя и направлением луча,  
 $\vec{i}_\alpha$  – орт, перпендикулярный направлению луча и лежащий в плоскости  $y=\text{const}$ .

2. Определение магнитной составляющей поля, излученного ТЕМ-рупором, у зеркала (представление Стреттона-Чу):

$$\vec{H}_{\text{зер}}^{(1)}(M_j, \omega) = \vec{H}_{\text{ист}}^{(1)}(M_j, \omega) + \frac{1}{4\pi} \int_{S_{\text{руп}}} \left\{ \text{grad}_{P_i} \frac{\exp[-jk(\omega)r_{P_i M_j}]}{r_{P_i M_j}} \times \vec{J}_{\text{руп}}^{(1)}(P_i, \omega) \right\} dS_{\text{руп}}. \quad (4.13)$$

3. Определение плотности поверхностного тока на рефлекторе в физоптическом приближении:

$$\vec{J}_{\text{зер}}^{(1)}(M_j, \omega) = 2\vec{n}_{\text{зер}}^e(M_j) \times \vec{H}_{\text{зер}}^{(1)}(M_j, \omega). \quad (4.14)$$

4. Расчет напряженности электрического поля, излучаемого рефлектором, в дальней зоне:

$$\begin{aligned} \vec{p}\dot{E}^{(1)}(\omega, \vec{R}^0) = & -j\Omega[k(\omega)x_0]k(\omega)^2 \times \\ & \times \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \int_{S_{\text{зер}}} \vec{p}^0 \exp\left[-jk(\omega)\left(\vec{R}^0 \vec{r}_{M_j}^{\text{зер}}\right)\right] \vec{J}_{\text{зер}}^{(1)}(M_j, \omega) dS_{\text{зер}}, \end{aligned} \quad (4.15)$$

где  $\vec{p}$  – единичный вектор, характеризующий поляризацию передающей антенны,

$$\Omega[k(\omega)x_0] = \frac{1}{4\pi} \frac{\exp[jk(\omega)x_0]}{k(\omega)x_0},$$

$x_0$  – расстояние от точки наблюдения до центра антенны,

$\mu_0, \varepsilon_0$  – электрическая и магнитная проницаемости свободного пространства,

$\vec{R}^0$  – единичный вектор направления на точку наблюдения,

$\vec{p}^0$  – единичный вектор, характеризующий поляризацию отраженной от зеркала волны.

II итерация.

4. Определение магнитной составляющей поля, переизлученного рефлектором, у облучателя (представление Стреттона-Чу):

$$\begin{aligned} \vec{H}_{\text{руп}}^{(2)}(P_i, \omega) = & \vec{H}_{\text{ист}}(P_i, \omega) + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_{S_{\text{зер}}} \left\{ \text{grad}_{M_j} \frac{\exp[-jk(\omega)r_{P_i M_j}]}{r_{P_i M_j}} \times \vec{J}_{\text{зер}}^{(1)}(M_j, \omega) \right\} dS_{\text{зер}}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

5. Определение плотности поверхностного тока на ТЕМ-рупоре:

$$\vec{J}_{\text{руп}}^{(2)}(P_i, \omega) = \vec{J}_S^{+(2)}(P_i, \omega) - \vec{J}_S^{-(2)}(P_i, \omega), \quad (4.17)$$

$$\frac{1}{2} \left( \vec{J}_S^{+(2)}(P_i, \omega) + \vec{J}_S^{-(2)}(P_i, \omega) \right) = \vec{J}_S^{0(1)}(P_i, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}_{\text{руп}}^e(P_i) \times \left[ \left( \vec{J}_S^{+(2)}(P, \omega) - \vec{J}_S^{-(2)}(P, \omega) \right) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_i})}{r_{PP_i}} \right] dS,$$

где  $\vec{J}_S^{0(1)}(P_i, \omega) = \vec{J}_S^0(P_i, \omega) + 2\vec{n}_{\text{руп}}^e(P_i) \times \vec{H}_{\text{руп}}^{(2)}(P_i, \omega)$  – плотность поверхностного тока с учетом поля источника и поля, отраженного от рефлектора.

6. Повторение шагов (2) – (4).

$$7. \quad \sum_{\omega} \left| \dot{E}^{(n)}(\omega, \vec{R}^0) - \dot{E}^{(n-1)}(\omega, \vec{R}^0) \right|^2 \leq 0,01, \quad (4.18)$$

где  $n$  – номер итерации.

Последний шаг итерации предназначен для интегрального сравнения полей в дальней зоне. Как уже упоминалось выше, определению подлежат интегральные характеристики поля – пиковая ДН и КНД, поэтому указанную точность будем полагать достаточной.

Для использования предложенного метода определения ДН короткоимпульсной зеркальной антенны с учетом влияния облучателя (4.12-4.18) необходимо разработать метод расчета плотности поверхностного тока для криволинейных незамкнутых экранов.

#### 4.7. Интегральные представления для плотности поверхностного тока для тонких незамкнутых экранов

Метод решения задачи об излучении СШП сигнала трехмерными бесконечно тонкими незамкнутыми экранами в строгой постановке рассмотрен в монографии под редакцией Гомозова В.И.<sup>256</sup> Не останавливаясь на нем подробно, рассмотрим общую постановку задачи и алгоритм решения с тем, чтобы в последующем применить его к ТЕМ-рупору и зеркальной антенне.

**Постановка задачи.** Пусть имеется бесконечно тонкая незамкнутая идеально проводящая поверхность  $S$  (рис. 4.9), расположенная в свободном пространстве. Поверхность  $S$  является двусторонней поверхностью Ляпунова и не имеет самопересечений.

<sup>256</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. –Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

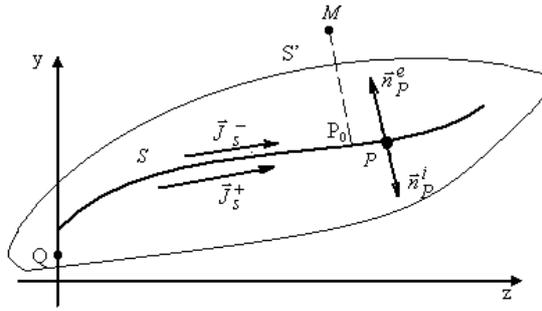


Рисунок 4.9 – Геометрия задачи

Поверхность  $S$  возбуждается сторонними источниками электромагнитного поля, расположенными в точках  $Q_0$  и представляющими собой набор одинаково ориентированных электрических диполей, каждый из которых имеет распределение плотности тока  $\vec{J}(Q, t)$ . Вектор-момент диполей направлен вдоль оси  $y$ :

$$\vec{J}(Q, t) = \vec{e}_y J_0 \delta(Q - Q_0) \delta(t), \quad (4.19)$$

где  $\vec{e}_y J_0$  – вектор-момент диполя,

$\vec{e}_y$  – орт оси  $OY$ ,

$J_0$  – амплитуда поверхностной плотности тока,

$\delta(\cdot)$  – дельта-функция Дирака;

$Q_0$  – точка нахождения диполя;

$Q$  – рассматриваемая (переменная) точка в области расположения источников.

Необходимо определить векторы напряженности электрического  $\vec{E}(M, t)$  и магнитного полей  $\vec{H}(M, t)$ , возбуждаемых источниками (4.19), расположенными вне поверхности  $S$ .

Пусть  $\vec{E}_0(M, t)$ ,  $\vec{H}_0(M, t)$  – напряженности электрического и магнитного полей, возбуждаемых источниками (4.19) в свободном пространстве (при отсутствии поверхности  $S$ ), удовлетворяющие принципу причинности, т. е. при  $t \leq 0$   $\vec{E}_0(M, t) = 0$ ,  $\vec{H}_0(M, t) = 0$ ,  $M$  – точка наблюдения.

Для определения электромагнитного поля вне поверхности  $S$  необходимо решить систему уравнений Максвелла, удовлетворяющую:

1. Нулевым начальным условиям:

при  $t \leq 0$   $\vec{E}(M, t) = \vec{H}(M, t) = 0$ .

2. Граничным условиям, выполняемым на обеих сторонах поверхности  $S$ :

$$\begin{aligned} \vec{n}_P^e \times (\vec{E}(P, t) + \vec{E}_0(P, t)) &= 0, \\ \vec{n}_P^i \times (\vec{E}(P, t) + \vec{E}_0(P, t)) &= 0 \end{aligned} \quad \text{при } P \in S, \quad (4.20)$$

где  $\vec{E}(P, t) + \vec{E}_0(P, t)$  – полное поле, возбуждаемое источниками (4.19) в точке наблюдения в пространстве, содержащем поверхность  $S$ .

$\vec{E}(P, t)$  – поле, рассеянное поверхностью  $S$ .

3. Условию конечности энергии электромагнитного поля:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_V \left( \varepsilon_a |\vec{E}|^2 + \mu_a |\vec{H}|^2 \right) dV dt < \infty, \quad (4.21)$$

где  $V$  – объем заданных источников;

или, что то же самое, условиям на ребре <sup>257</sup>:

$$\begin{aligned} \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho |\vec{E}_{\parallel}| &\sim \rho^{1/2}, & \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho |\vec{H}_{\parallel}| &\sim \rho^{1/2}, \\ \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho |\vec{E}_{\perp}| &\sim \rho^{-1/2}, & \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho |\vec{H}_{\perp}| &\sim \rho^{-1/2}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

где  $\vec{E}_{\parallel}, \vec{H}_{\parallel}$  – компоненты поля, касательные к ребру,

$\vec{E}_{\perp}, \vec{H}_{\perp}$  – компоненты поля, нормальные к ребру,

$\rho$  – расстояние до ребра.

Представим поле  $\vec{H}^i(Q, t)$ , возбуждаемое электрическим диполем (4.19), в виде интеграла Фурье:

$$\vec{H}^i(Q, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{H}^i(Q, \omega) \exp(-j\omega t) d\omega. \quad (4.23)$$

Решение поставленной задачи вне поверхности  $S$  можно выразить через касательные составляющие электрического и магнитного векторов

<sup>257</sup> Хенл Х. Теория дифракции / Хенл Х., Мауэ А., Вестпаль К. – Москва: Мир, 1961. – 428 с.

на поверхности  $S'$ , охватывающую  $S$  – рис. 4.9) по формулам Стрэттона–Чу. Для получения интегрального уравнения удобно воспользоваться представлением магнитного поля вне поверхности<sup>258</sup>:

$$\begin{aligned} \vec{H}(M, \omega) = & \frac{1}{4\pi} \int_V \left[ \vec{J}(Q, \omega), \text{grad}_Q \frac{\exp(-jk(\omega)r_{MQ})}{r_{MQ}} \right] dv_Q + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_{S'} \left\{ \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{MP})}{r_{MP}} \times \vec{J}(P, \omega) + i\omega\epsilon_a (\vec{n}_P \times \vec{E}(P, \omega)) \right. \\ & \left. - \frac{\exp(-jk(\omega)r_{MP})}{r_{MP}} (\vec{n}_P \cdot \vec{H}(P, \omega)) \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{MP})}{r_{MP}} \right\} dS, \end{aligned} \quad (4.24)$$

где  $r_{MP}$ ,  $r_{MQ}$  – расстояния между точками  $M$  и  $P$ ,  $M$  и  $Q$  соответственно, ( $Q$  – точка расположения стороннего источника электромагнитного поля,  $P$  – точка на поверхности  $S'$ ,  $M$  – точка наблюдения),

$\vec{J}$  – плотность поверхностного тока на поверхности  $S'$ .

Объемный интеграл в (4.24) представляет собой спектральную составляющую магнитного поля  $\vec{H}^i(M, \omega)$  заданных источников СШП сигналов в отсутствие идеально проводящего тела:

$$\vec{H}^i(M, \omega) = \frac{1}{4\pi} \int_V \left[ \vec{J}(Q, \omega), \text{grad}_Q \frac{\exp(-jk(\omega)r_{MQ})}{r_{MQ}} \right] dv_Q.$$

В случае, если рассеиватель представляет собой абсолютно проводящее тело, касательная составляющая электрического и нормальная составляющая магнитного полей на его поверхности в силу граничных условий обращается в нуль:

$$(\vec{n}^e \times \vec{E})_S = 0, \quad (\vec{n}^e \cdot \vec{H})_S = 0.$$

Тогда представление (4.24) может быть переписано в виде:

$$\vec{H}(M, \omega) = \vec{H}^i(M, \omega) + \frac{1}{4\pi} \int_{S'} \left\{ \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{MP})}{r_{MP}} \times \vec{J}(P, \omega) \right\} dS. \quad (4.25)$$

<sup>258</sup> Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – М.: Мир, 1977. – 485 с.

Если «стянуть» поверхность  $S'$  к поверхности  $S$ , устремить по нормали точку  $M$  к точке  $P_0$  поверхности  $S$  (рис. 4.9) и домножить (4.25) на  $\vec{n}_{P_0}^e$ , то, используя свойства нормальной производной потенциала простого слоя, можно получить интегральное представление тангенциальной составляющей магнитного поля на освещенной части поверхности:

$$\begin{aligned} \left[ \vec{H}_\tau(P_0, \omega) \right]^+ &= \left[ \vec{H}_\tau^i(P_0, \omega) \right] - \frac{1}{2\pi} \oint_S \left\{ \vec{n}_{P_0}^e \times \left[ \vec{K}(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_0})}{r_{PP_0}} \right] \right\} dS + \\ &+ \frac{1}{2} \vec{K}(P_0, \omega) \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \left( \vec{J}_S^+(P_0, \omega) + \vec{J}_S^-(P_0, \omega) \right) &= \vec{J}_S^0(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi} \int_S \vec{n}_{P_0} \times \\ &\times \left[ \left( \vec{J}_S^+(P, \omega) - \vec{J}_S^-(P, \omega) \right) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_0})}{r_{PP_0}} \right] dS. \end{aligned} \quad (4.26),$$

где  $\vec{J}_S^0$  – плотность поверхностного тока на освещенной стороне в приближении физической оптики,

$\vec{K} = \left( \vec{H}_\tau \right)^+ - \left( \vec{H}_\tau \right)^- = \vec{J}_S^+ - \vec{J}_S^-$  – плотность поверхностного тока на поверхности  $S$ ,

$\left( \vec{H}_\tau \right)^+, \left( \vec{H}_\tau \right)^-$  – тангенциальная компонента напряженности магнитного поля с внутренней (освещенной) и внешней (теневого) стороны поверхности,

$\vec{J}_S^+, \vec{J}_S^-$  – плотность поверхностного тока на внутренней и внешней сторонах рассеивателя.

Представление (4.26) содержит две неизвестные плотности тока  $\vec{J}_S^+$  и  $\vec{J}_S^-$ , для определения которых можно воспользоваться методом уточнения приближения физической оптики. Вначале, используя приближение физической оптики, определяется плотность поверхностного тока на освещенной поверхности  $\vec{J}_S^+$ :

$$\vec{J}_S^0(P_0, \omega) = \vec{J}_S^+(P_0, \omega) = 2\vec{n}^e(P_0) \times \vec{H}^i(P, \omega).$$

Затем, для определения плотности поверхностного тока на теневой поверхности  $\vec{J}_S^-$  решается уравнение Фока с уточненной правой частью:

$$\begin{aligned} \vec{J}_S^-(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^-(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_0})}{r_{PP_0}} \right] dS = \\ = 2\vec{J}_S^0(P_0, \omega) - \vec{J}_S^+(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^+(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_0})}{r_{PP_0}} \right] dS. \end{aligned}$$

На следующем этапе при решении (4.26) уточняется  $\vec{J}_S^+$  при условии, что  $\vec{J}_S^-$  – известная величина:

$$\begin{aligned} \vec{J}_S^+(P_0, \omega) + \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^+(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_0})}{r_{PP_0}} \right] dS = \\ = 2\vec{J}_S^0(P_0, \omega) - \vec{J}_S^-(P_0, \omega) + \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^-(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-jk(\omega)r_{PP_0})}{r_{PP_0}} \right] dS. \end{aligned}$$

Далее определяется скачок тока:

$$\vec{K}_1(P_0, \omega) = \vec{J}_S^+(P_0, \omega) - \vec{J}_S^-(P_0, \omega).$$

Таким образом, задача нахождения распределения плотности поверхностного тока сводится к итерационному процессу, на каждом этапе которого решается интегральное уравнение Фока относительно поверхностной плотности тока на освещенной или на теневой стороне рассеивателя<sup>259</sup>.

#### 4.8. Определение пространственно-временных характеристик облучателя зеркальной антенны

Как было сказано выше, облучателем зеркальной антенны является система из двух ортогонально расположенных ТЕМ-рупоров (рис. 4.10).

---

<sup>259</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. –Х.: "Городская типография", 2011. – 330 с.

Для реализации приведенного в подразделе 4.4 алгоритма<sup>260, 261</sup> при определении плотности поверхностного тока  $\vec{J}_S^-(P_0, \omega)$  и  $\vec{J}_S^+(P_0, \omega)$  на поверхности S, она разбивается на N непересекающихся ячеек. В пределах

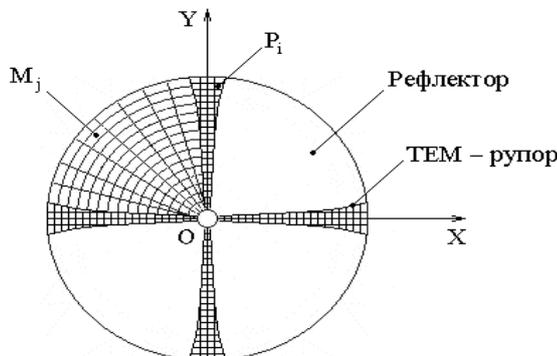


Рисунок 4.10 - Схема разбиения конструкции на элементарные площадки с размерами  $l \approx 0,1\lambda$

каждой ячейки будем считать плотность тока  $\vec{J}_S^-(P_0, \omega), \vec{J}_S^+(P_0, \omega)$  постоянной и каждый из векторов имеет 3 компоненты  $J_x, J_y, J_z$  (рис. 4.11).

Если не учитывать специфику поверхности, то размеры ячеек могут быть выбраны  $0,1\lambda$  ( $\lambda$  – длина волны соответствующей спектральной составляющей)<sup>262</sup>, т. е. для каждой спектральной составляющей (4.25) размеры и количество ячеек будут различными.

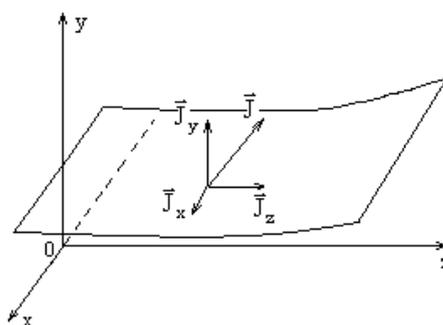


Рисунок 4.11 - Компоненты плотности поверхностного тока в декартовой системе координат

<sup>260</sup> Метод определения пространственно-временных характеристик облучателя короткоимпульсной зеркальной антенны / М. Г. Иванец, Г. В. Иванец, Д. М. Литовченко [и др.] // Системы обработки інформації. – 2009. – № 2(76). – С. 45 – 50.

<sup>261</sup> Розробка тактико-технічних вимог і практичних рекомендацій щодо технічної реалізації систем дистанційного виявлення і ідентифікації вибухонебезпечних об'єктів "Медіана-2": Звіт про НДР (проміжний) / МОУ, ХУ ПС. – ДР № 0101U000515. – Інв. № 68/2. – Х., 2007. – 106 с.

<sup>262</sup> Дмитриев В. И. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики: учеб. пособие / В. И. Дмитриев, Е. В. Захаров. – Москва: Издательство Московского ун-та, 1987. – 167 с.

Для определения проекций  $\vec{J}_x^{-/+}, \vec{J}_y^{-/+}, \vec{J}_z^{-/+}$  в точке  $P_0$  рассмотрим представление для плотности поверхностного тока на внешней стороне поверхности  $S$ :

$$\begin{aligned} \vec{J}_S^-(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^-(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-ik(\omega)R_{PP_0})}{R_{PP_0}} \right] dS = \\ = 2\vec{J}_S^0(P_0, \omega) - \vec{J}_S^+(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^+(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-ik(\omega)R_{PP_0})}{R_{PP_0}} \right] dS \end{aligned} \quad (4.27)$$

Как отмечалось выше, на первом шаге итерации для определения плотности поверхностного тока  $\vec{J}_S^0(P_0, \omega)$  на освещенной стороне поверхности  $S$  воспользуемся приближением физической оптики:

$$\vec{J}_S^0(P_0, \omega) = \vec{J}_S^+(P_0, \omega) = 2\vec{n}^e(P_0) \times \vec{H}^i(P, \omega).$$

Преобразуем подинтегральное выражение в левой части (4.27). Для этого воспользуемся известным соотношением<sup>263</sup>:

$$\text{grad}_P \frac{\exp(-ik(\omega)R_{PP_0})}{R_{PP_0}} = \vec{r}(P, P_0) \left( \frac{\exp(-ik|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|)}{|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|^2} + ik \frac{\exp(-ik|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|)}{|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|} \right),$$

где  $\vec{r}_P, \vec{r}_{P_0}$  – радиус-векторы точек наблюдения и интегрирования, и учтем, что  $\vec{n}^e(P_0) = \vec{j} \sin \alpha_{P_0} - \vec{k} \cos \alpha_{P_0}$ , ( $\vec{j}, \vec{k}$  – орты прямоугольной системы координат,  $\alpha_{P_0}$  – угол наклона внешней нормали относительно оси  $OY$  к поверхности в точке наблюдения  $P_0$ ).

Тогда

$$\int_S \vec{n}^e(P_0) \times \left[ \vec{J}_S^+(P, \omega) \times \text{grad}_P \frac{\exp(-ik(\omega)R_{PP_0})}{R_{PP_0}} \right] dS =$$

<sup>263</sup> Виноградова М. Б. Теория волн: учеб. пособие / Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. – Москва: Наука, 1990. – 432 с.

$$\begin{aligned}
&= \bar{i} \int_S \left[ \left( \dot{J}_x^+(P, \omega) \Delta y - \dot{J}_y^+(P, \omega) \Delta z \right) \sin \alpha_{P_0} + \left( \dot{J}_z^+(P, \omega) \Delta x - \dot{J}_x^+(P, \omega) \Delta y \right) \cos \alpha_{P_0} \right] \times \\
&\times \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS + \bar{j} \int_S \left( \dot{J}_y^+(P_0, \omega) \Delta z - \dot{J}_z^+(P_0, \omega) \Delta y \right) \cos \alpha_{P_0} \cdot \dot{\Phi}(P, P_0) dS + \\
&+ \bar{k} \int_S \left( \dot{J}_y^+(P_0, \omega) \Delta z - \dot{J}_z^+(P_0, \omega) \Delta y \right) \sin \alpha_{P_0} \cdot \dot{\Phi}(P, P_0) dS, \tag{4.28}
\end{aligned}$$

где  $\Delta x = x_P - x_{P_0}$ ,  $\Delta y = y_P - y_{P_0}$ ,  $\Delta z = z_P - z_{P_0}$ ,

$$\dot{\Phi}(P, P_0, \omega) = \frac{\exp(-ik|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|)}{|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|^2} + ik \frac{\exp(-ik|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|)}{|\vec{r}_P - \vec{r}_{P_0}|}.$$

С учетом соотношения (4.28) векторное интегральное уравнение (4.27) может быть записано в скалярной форме для составляющих  $\vec{J}$ :

$$\begin{aligned}
&\dot{J}_x^-(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi} \int_S \left[ \left( \dot{J}_x^-(P, \omega) \Delta y - \dot{J}_y^-(P, \omega) \Delta z \right) \sin \alpha_{P_0} + \right. \\
&\left. + \left( \dot{J}_z^-(P, \omega) \Delta x - \dot{J}_x^-(P, \omega) \Delta y \right) \cos \alpha_{P_0} \right] \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS = \\
&= 2\dot{J}_x^0 - \dot{J}_x^+ - \frac{1}{2\pi} \int_S \dot{J}_x^+(P, \omega) (\Delta y \sin \alpha_{P_0} - \Delta z \cos \alpha_{P_0}) \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS + \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_S \dot{J}_y^+(P, \omega) \Delta x \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS - \frac{1}{2\pi} \int_S \dot{J}_z^+(P, \omega) \Delta x \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS \\
&\dot{J}_y^-(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi} \int_S \left( \dot{J}_z^-(P, \omega) \Delta y - \dot{J}_y^-(P, \omega) \Delta z \right) \cdot \cos \alpha_{P_0} \cdot \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS = \\
&= 2\dot{J}_y^0(P_0, \omega) - \dot{J}_y^+(P_0, \omega) + \frac{1}{2\pi} \int_S \dot{J}_y^+(P, \omega) \Delta z \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS - \\
&- \frac{1}{2\pi} \int_S \dot{J}_z^+(P, \omega) \Delta y \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS \tag{4.29}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \mathbf{j}_z^-(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \left( \mathbf{j}_z^-(P, \omega) \Delta y - \mathbf{j}_y^-(P, \omega) \Delta z \right) \cdot \sin \alpha_{P_0} \cdot \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS = \\
& = 2\mathbf{j}_z^0(P_0, \omega) - \mathbf{j}_z^+(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \mathbf{j}_z^+(P, \omega) \Delta y \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS + \\
& + \frac{1}{2\pi_S} \int \mathbf{j}_y^+(P, \omega) \Delta z \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS
\end{aligned}$$

В теории краевых задач для уравнений в частных производных известно, что в областях, границы которых имеют ребра, кромки или угловые точки, для однозначной разрешимости необходимо сформулировать условия, определяющие поведение решения в окрестности особой точки границы. Условия, описывающие поведение волнового поля в окрестности ребер и кромок называются условиями на ребре или условиями Майкснера<sup>264</sup>.

Поэтому при решении системы (4.29) относительно неизвестных проекций плотностей поверхностного тока для рассматриваемой конструкции необходимо учесть дополнительные условия на ребрах. Они заключаются в том, что вблизи ребра компоненты поля, лежащие в плоскости, перпендикулярной ребру, имеют особенность вида  $\rho^{-1/2}$ , а остальные компоненты поля на ребре обращаются в нуль, т.е. имеют особенность вида  $\rho^{1/2}$  ( $\rho$  – расстояние до ребра). Физический принцип, лежащий в основе условий на ребре, заключается в требовании отсутствия на нем внешних излучающих источников. В силу граничных условий  $\vec{n} \times \vec{H} = \vec{J}$  условия Майкснера для поверхностной плотности тока будут следующими: особенность вида  $\rho^{-1/2}$  будут иметь компоненты тока, параллельные ребру, а вида  $\rho^{1/2}$  – компоненты, ортогональные ребру.

Рассматриваемая конструкция ТЕМ-рупора имеет 3 ребра, расстояния до которых составляют величины  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$  соответственно (рис. 4.12).

Обозначим координаты точек как  $O(x_O, y_O, z_O)$ ,  $M(x_M, y_M, z_M)$ ,  $K(x_K, y_K, z_K)$ ,  $L(x_L, y_L, z_L)$ ,  $P(x_P, y_P, z_P)$ ,  $T(x_T, y_T, z_T)$ .

При расчете расстояний до ребер в первом приближении будем считать треугольники TPL, PKL и MPK плоскими. Тогда из треугольника PKL по теореме косинусов

$$(LP)^2 = (PK)^2 + (LK)^2 - 2 \cdot PK \cdot LK \cdot \cos(\angle PKL).$$

<sup>264</sup> Хенл Х. Теория дифракции / Хенл Х., Мауэ А., Вестпаль К. – Москва: Мир, 1961. – 428 с.

Обозначим

$$a = |LP| = \sqrt{(x_P - x_L)^2 + (y_P - y_L)^2 + (z_P - z_L)^2},$$

$$b = |PK| = \sqrt{(x_K - x_P)^2 + (y_K - y_P)^2 + (z_K - z_P)^2},$$

$$c = |LK| = \sqrt{(x_K - x_L)^2 + (y_K - y_L)^2 + (z_K - z_L)^2},$$

$$\cos(\angle PKL) = \frac{b^2 + a^2 - c^2}{2 \cdot a \cdot b},$$

$$\angle PKL = \arccos\left(\frac{b^2 + a^2 - c^2}{2 \cdot a \cdot b}\right).$$

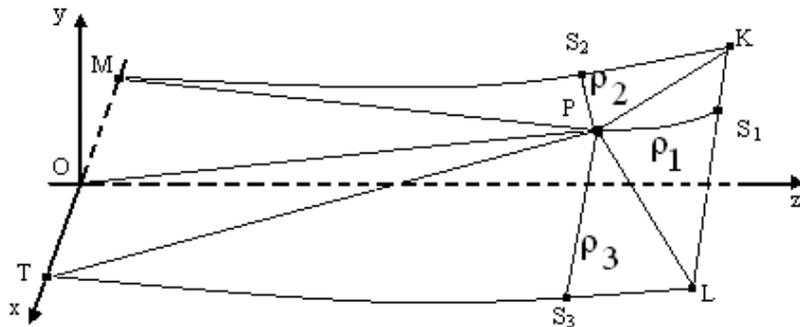


Рисунок 4.12 - К определению расстояний до ребер  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$

Тогда

$$\rho_1 = |PS_1| = b \cdot \sin(\angle PKL)$$

Аналогично для ребер  $\rho_2$  и  $\rho_3$ .

В силу геометрии рассматриваемой задачи вблизи ребра LK особенность вида  $\rho^{-1/2}$  будет составляющая  $\dot{J}_x$  плотности поверхностного тока, а составляющие  $\dot{J}_y, \dot{J}_z$ , ортогональные LK, будут обращаться в нуль. Вблизи ребра МК необходимо рассматривать проекции составляющих токов  $\dot{J}_x, \dot{J}_y, \dot{J}_z$  на направления, соответствующие направлениям касательной и нормали:  $\dot{J}_n^x, \dot{J}_\tau^x, \dot{J}_n^y, \dot{J}_\tau^y$  (рис. 4.13).

Здесь приняты следующие обозначения:  $\dot{J}_n^x, \dot{J}_\tau^x$  - нормальная и тангенциальная проекции составляющих плотности поверхностного тока в

плоскости  $XOZ$ ,  $\vec{j}_n^y, \vec{j}_\tau^y$  - нормальная и тангенциальная проекции составляющих плотности поверхностного тока в плоскости  $YOZ$ . Из рис. 4.13 следуют следующие очевидные зависимости:

$$\begin{cases} \vec{j}_n^x = \vec{j}_x \cos \alpha_x - \vec{j}_z \sin \alpha_x, \\ \vec{j}_\tau^x = \vec{j}_x \sin \alpha_x + \vec{j}_z \cos \alpha_x \\ \vec{j}_n^y = \vec{j}_y \cos \alpha_y - \vec{j}_z \sin \alpha_y, \\ \vec{j}_\tau^y = \vec{j}_y \sin \alpha_y + \vec{j}_z \cos \alpha_y, \end{cases} \quad (4.30)$$

где  $\begin{cases} \alpha_x = \arctg\left(\frac{dx}{dz}|_{z_n}\right), \\ \alpha_y = \arctg\left(\frac{dy}{dz}|_{z_n}\right) \end{cases}$  .- углы наклона касательной к поверхности

ТЕМ-рупора в плоскостях  $XOZ$  и  $XOY$  соответственно,  
 $z_n$  – аппликата точки касания.

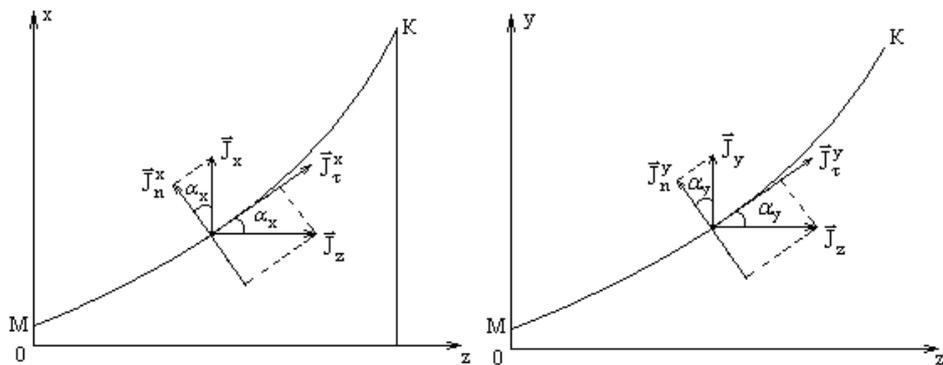


Рисунок 4.13 - Проекция составляющих токов на направления, соответствующие направлениям касательной и нормали

Для нахождения плотности поверхностного тока на поверхности ТЕМ-рупора с учетом условий Майкснера предлагается использовать следующий алгоритм:

1. Определение проекций токов  $\vec{j}_x, \vec{j}_y, \vec{j}_z$  при условии, что удовлетворяются условия на кромке вблизи ребра  $KL$ ;
2. Полагая известными  $\vec{j}_x, \vec{j}_y, \vec{j}_z$ , с использованием зависимостей

(4.30) определяются проекции  $\mathbf{j}_n^x, \mathbf{j}_\tau^x, \mathbf{j}_n^y, \mathbf{j}_\tau^y$ , при условии, что удовлетворяются условия Майкснера вблизи ребра МК;

3. Учитывая, что наличие особенностей поведения проекций токов вблизи кромки предполагает наличие таких же особенностей и их линейной комбинации, после определения нормальных и тангенциальных составляющих токов в плоскости XOZ и XOY находятся уточненные значения  $\mathbf{j}_x, \mathbf{j}_y, \mathbf{j}_z$ :

$$\begin{cases} \mathbf{j}_x = \mathbf{j}_n^x \cos \alpha_x + \mathbf{j}_\tau^x \sin \alpha_x, \\ \mathbf{j}_{zx} = -\mathbf{j}_n^x \sin \alpha_x + \mathbf{j}_\tau^x \cos \alpha_x \\ \mathbf{j}_y = \mathbf{j}_n^y \cos \alpha_y + \mathbf{j}_\tau^y \sin \alpha_y, \\ \mathbf{j}_{zy} = -\mathbf{j}_n^y \sin \alpha_y + \mathbf{j}_\tau^y \cos \alpha_y, \\ \mathbf{j}_z = \mathbf{j}_{zx} + \mathbf{j}_{zy}. \end{cases} \quad (4.31)$$

4. В силу осевой симметрии конструкции предполагается, что условия на ребре TL будут такими же, что и на ребре МК, а расчетные значения  $\mathbf{j}_x, \mathbf{j}_y, \mathbf{j}_z$  вблизи ребра TL аналогичными значениям вблизи ребра МК.

Тогда, исходя из вышесказанного, решение системы (4.29) для поверхностной плотности тока на теневой стороне на первом шаге алгоритма будем искать в виде:

$$\begin{cases} \mathbf{j}_x^- = \left( \frac{1}{\rho_1} \right)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{A}_n \Psi_n, \\ \mathbf{j}_y^- = (\rho_1)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{B}_n \Psi_n, \\ \mathbf{j}_z^- = (\rho_1)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{C}_n \Psi_n, \end{cases} \quad (4.32)$$

$\dot{A}_n, \dot{B}_n, \dot{C}_n$  – неизвестные комплексные коэффициенты,

$\Psi_n$  – известная система функций,

$N$  – количество участков поверхности.

Для проведения численных расчетов воспользуемся коллокационным методом, при реализации которого большое значение для точности полу-

чаемых результатов имеет выбор системы базисных функций  $\Psi_n$ . Достаточно часто в качестве такой системы выбирают систему характеристических функций Хаара<sup>265</sup>:

$$\Psi_n(\mathbf{P}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \mathbf{P} \in S_n \\ 0, & \text{при } \mathbf{P} \notin S_n \end{cases}, \quad (4.33)$$

$S_n$  –  $n$ -я ячейка поверхности.

Система функций  $\Psi_n(\mathbf{P})$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ), определяемая формулой (4.33) линейно независима, а система (4.32) для значений плотности поверхностного тока на теневой стороне принимает следующий вид:

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^N \dot{A}_n \dot{D}_{mn} = \dot{f}_{1m} \\ \sum_{n=1}^N \dot{B}_n \dot{G}_{mn} = \dot{f}_{2m}, \\ \sum_{n=1}^N \dot{C}_n \dot{F}_{mn} = \dot{f}_{3m} \end{cases}, \quad (4.34)$$

$$\text{где } \dot{D}_{mn} = \left( \rho_1 \Big|_{\mathbf{P}_0} \right)^{1/2} \xi_{mn} + \int_{S_n} \dot{\Phi}^*(\mathbf{P}_m, \mathbf{P}_0, \omega) dS,$$

$$\dot{\Phi}^*(\mathbf{P}_m, \mathbf{P}_0, \omega) = \left[ \begin{array}{l} \left( \rho_1 \Big|_{\mathbf{P}_m} \right)^{1/2} \Delta y \cdot (\sin \alpha_{\mathbf{P}_0} - \cos \alpha_{\mathbf{P}_0}) - \\ - \frac{\dot{B}_n}{\dot{A}_n} \cdot \left( \rho_1 \Big|_{\mathbf{P}_m} \right)^{1/2} \Delta z \sin \alpha_{\mathbf{P}_0} + \\ + \frac{\dot{C}_n}{\dot{A}_n} \cdot \left( \frac{1}{\rho_1} \Big|_{\mathbf{P}_m} \right)^{1/2} \Delta x \cos \alpha_{\mathbf{P}_0} \end{array} \right] \cdot \dot{\Phi}(\mathbf{P}_m, \mathbf{P}_0, \omega),$$

$$\xi_{mn} = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases},$$

<sup>265</sup> Дмитриев В. И. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики: учеб. пособие / В. И. Дмитриев, Е. В. Захаров. – Москва: Издательство Московского ун-та, 1987. – 167 с.

$$\begin{aligned} \dot{f}_{1m} = & 2\dot{J}_x^0 - \dot{J}_x^+ - \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_x^+(P, \omega) (\Delta y \sin \alpha_{P_0} - \Delta z \cos \alpha_{P_0}) \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS + \\ & + \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_y^+(P, \omega) \Delta x \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS - \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_z^+(P, \omega) \Delta x \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS \end{aligned}$$

$$\dot{G}_{mn} = \left( \frac{1}{\rho_1} \Big|_{P_m} \right)^{1/2} \xi_{mn} + \int_{S_n} \dot{\Phi}^{**}(P_m, P_0, \omega),$$

$$\dot{\Phi}^{**}(P_m, P_0, \omega) = \left( \frac{1}{\rho_1} \Big|_{P_m} \right)^{1/2} \left( \frac{\dot{C}_n}{\dot{B}_n} \Delta y - \Delta z \right) \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P_m, P_0, \omega),$$

$$\begin{aligned} \dot{f}_{2m} = & 2\dot{J}_y^0(P_0, \omega) - \dot{J}_y^+(P_0, \omega) + \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_y^+(P, \omega) \Delta z \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS - \\ & - \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_z^+(P, \omega) \Delta y \cos \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS \end{aligned}$$

$$\dot{F}_{mn} = \left( \frac{1}{\rho_1} \Big|_{P_m} \right)^{1/2} \xi_{mn} + \int_{S_n} \dot{\Phi}^{***}(P_m, P_0, \omega),$$

$$\dot{\Phi}^{***}(P_m, P_0, \omega) = \left( \frac{1}{\rho_1} \Big|_{P_m} \right)^{1/2} \left( \Delta y - \frac{\dot{B}_n}{\dot{C}_n} \Delta z \right) \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P_m, P_0, \omega),$$

$$\begin{aligned} \dot{f}_{3m} = & 2\dot{J}_z^0(P_0, \omega) - \dot{J}_z^+(P_0, \omega) - \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_z^+(P, \omega) \Delta y \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS + \\ & + \frac{1}{2\pi_S} \int \dot{J}_y^+(P, \omega) \Delta z \sin \alpha_{P_0} \dot{\Phi}(P, P_0, \omega) dS \end{aligned}$$

$$m=1, 2, \dots, M=N.$$

При совпадении точек интегрирования ядро имеет особенность, которая, как это обычно делается, вырезается на некотором малом по (сравнению с шагом) интервале, величина которого выбирается на основе численных экспериментов. Так, проведенные эксперименты<sup>266</sup> показали, что

---

<sup>266</sup> Дмитриев В. И. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики: учеб. пособие /

оптимальная величина интервала вырезания особенности составляет  $10^{-6}-10^{-8}\lambda$ . В настоящей работе для вырезания особенности выбиралась окружность с радиусом  $\varepsilon=10^{-6}\lambda$ <sup>267</sup>. Наличие особенности позволяет сформировать систему линейных алгебраических уравнений с преобладающей главной диагональю.

В соответствии с приведенным выше алгоритмом, решение для  $\mathbf{j}_n^x, \mathbf{j}_\tau^x, \mathbf{j}_n^y, \mathbf{j}_\tau^y$  будем искать в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{j}_n^{x-} = (\rho_2)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{\mathbf{H}}_n \Psi_n, \\ \mathbf{j}_\tau^{x-} = \left( \frac{1}{\rho_2} \right)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{\mathbf{K}}_n \Psi_n, \\ \mathbf{j}_n^{y-} = (\rho_2)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{\mathbf{L}}_n \Psi_n, \\ \mathbf{j}_\tau^{y-} = \left( \frac{1}{\rho_2} \right)^{1/2} \sum_{n=1}^N \dot{\mathbf{V}}_n \Psi_n, \end{array} \right. \quad (4.35)$$

где  $\dot{\mathbf{H}}_n, \dot{\mathbf{K}}_n, \dot{\mathbf{L}}_n, \dot{\mathbf{V}}_n$  - неизвестные комплексные коэффициенты.

Далее в соответствии с алгоритмом, подставляя (4.35) в (4.31), найдем искомые значения для плотности поверхностного тока  $\dot{\mathbf{J}}_x, \dot{\mathbf{J}}_y, \dot{\mathbf{J}}_z$ .

Для оценки практической применимости методики, описанной выше, был проведен ряд расчетов. Программа расчета формы излученного СШП сигнала, пиковых ДН и других ПВХ (ПЧХ) реализована в пакете Fortran Powerstation. Для вычисления временной зависимости использованы процедуры быстрого преобразования Фурье. В расчет бралось  $2^7$  гармоник.

#### 4.9. Результаты численных расчетов пиковой ДН облучателя зеркальной антенны

Использование в расчетах уточнения приближения физоптики для плотности поверхностного тока вблизи кромок позволяет более точно рассчитать токи на освещенной и теневой сторонах всей поверхности ТЕМ-рупора, и соответственно, величину дальнего бокового и заднего излучения.

---

В. И. Дмитриев, Е. В. Захаров. – Москва: Издательство Московского ун-та, 1987. – 167 с.

<sup>267</sup> Дмитриев В. И. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики: учеб. пособие / В. И. Дмитриев, Е. В. Захаров. – Москва: Издательство Московского ун-та, 1987. – 167 с.

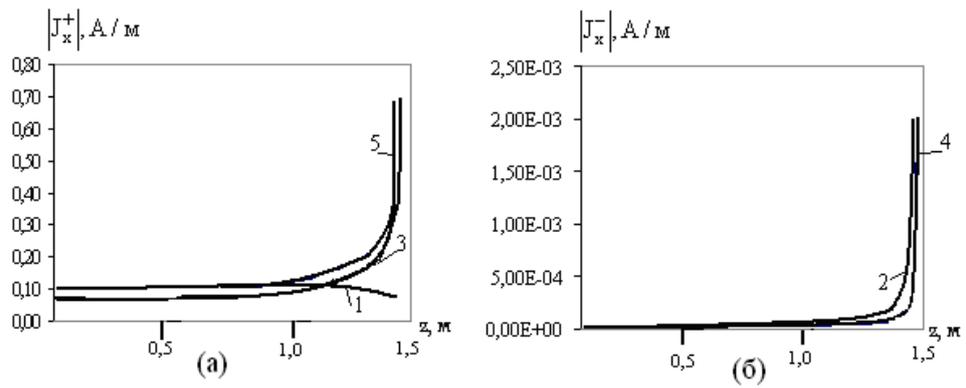


Рисунок 4.14 – Модуль плотности составляющей  $J_x$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в продольном направлении

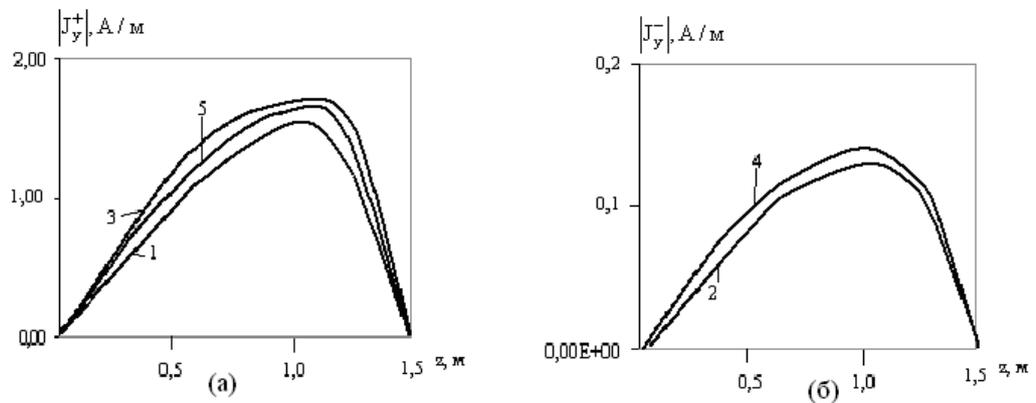


Рисунок 4.15 – Модуль плотности составляющей  $J_y$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в продольном направлении

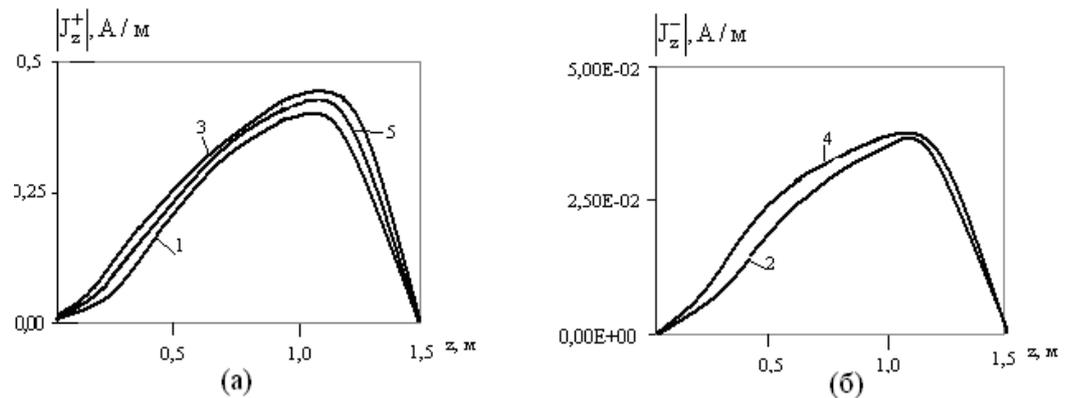


Рисунок 4.16 - Модуль плотности составляющей  $J_z$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в продольном направлении

На рис. 4.14-4.16 представлены рассчитанные на первом шаге алгоритма значения рассчитанных составляющих модулей  $J_x$ ,  $J_y$  и  $J_z$  для

плотности поверхностного тока на различных итерациях в продольном сечении ТЕМ-рупора (вдоль оси OZ) для средней частоты спектра  $f=1,25$  ГГц вблизи ребра KL. На всех графиках цифры (1÷5) обозначают номер итерации.

На рис. 4.17-4.20 представлены рассчитанные на втором шаге алгоритма значения рассчитанных составляющих модулей  $J_n^x, J_\tau^x, J_n^y, J_\tau^y$  для плотности поверхностного тока на различных итерациях в поперечном сечении ТЕМ-рупора (при  $z=1$  м) для средней частоты спектра  $f=1,25$  ГГц вблизи ребра МК. На всех графиках цифры (1÷5) обозначают номер итерации.

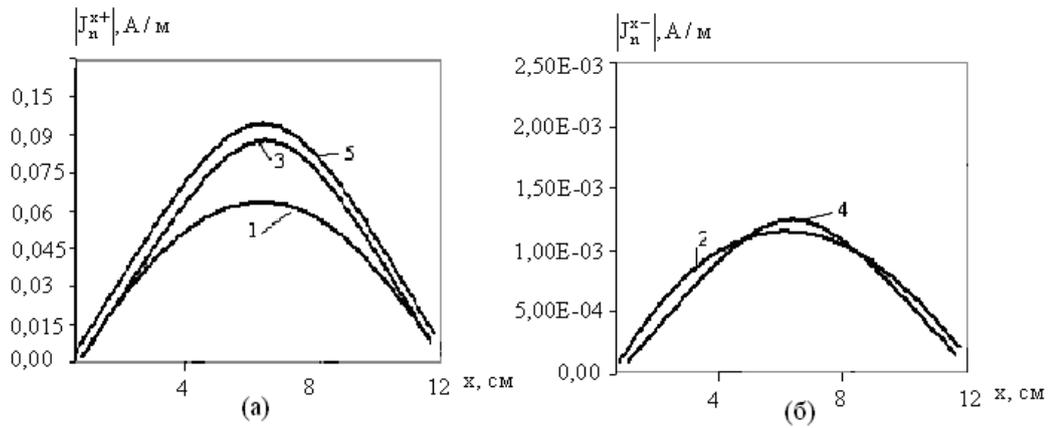


Рисунок 4.17 – Модуль плотности составляющей  $J_n^x$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

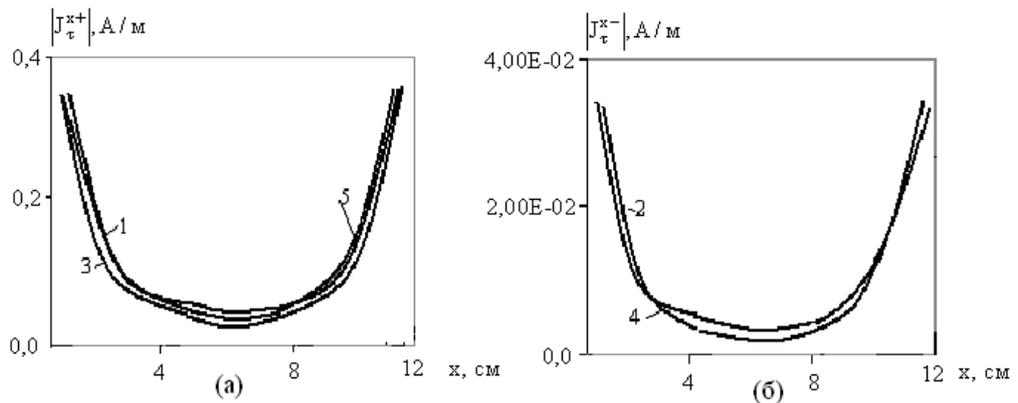


Рисунок 4.18 – Модуль плотности составляющей  $J_\tau^x$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

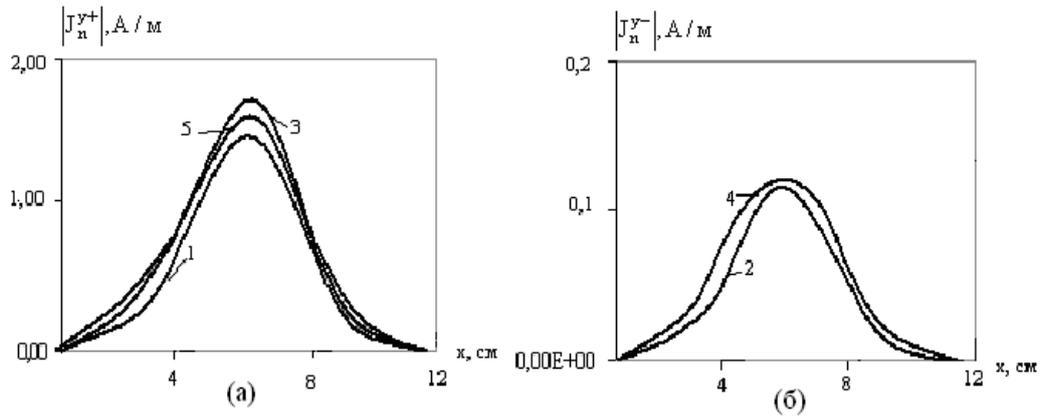


Рисунок 4.19 – Модуль плотности  $J_n^y$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

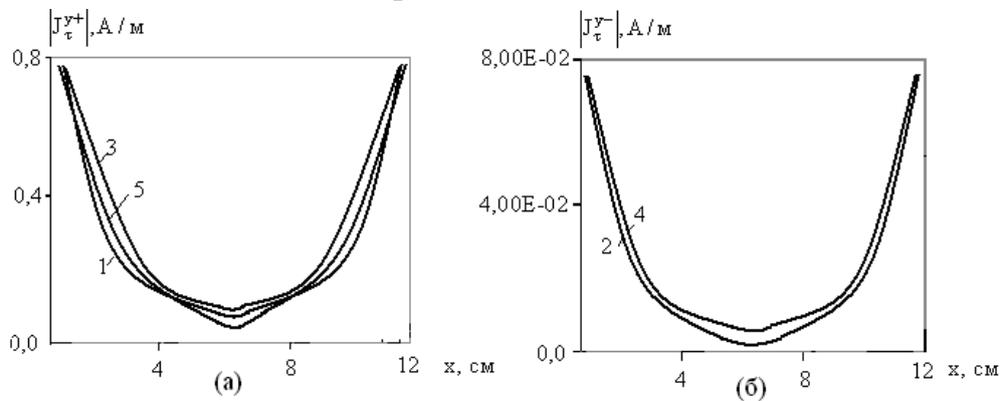


Рисунок 4.20 – Модуль плотности  $J_\tau^y$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

На рис. 4.21 – 4.23 представлены рассчитанные на третьем шаге алгоритма модули составляющих плотности поверхностного тока  $J_x, J_y, J_z$  в соответствии с (4.31). Поясним такое поведение токов следующим образом. Так как нормальные составляющие  $J_n^x, J_n^y$  вблизи ребра МК обращаются в нуль, то поведение проекций  $J_x, J_y, J_z$  будет определяться только тангенциальными составляющими  $J_\tau^x, J_\tau^y$  с учетом соответствующих углов  $\alpha_x, \alpha_y$ . Результаты расчетов показывают, что в расчетном поперечном сечении ( $z=1$  м)  $\alpha_x = 0,2^0, \alpha_y = 85^0$  и система (4.31) преобразуется к виду:

$$\begin{cases} \mathbf{j}_x \approx 0,004\mathbf{j}_\tau^x, \\ \mathbf{j}_y \approx \mathbf{j}_\tau^y, \\ \mathbf{j}_z \approx \mathbf{j}_\tau^x + 0,1\mathbf{j}_\tau^y. \end{cases}$$

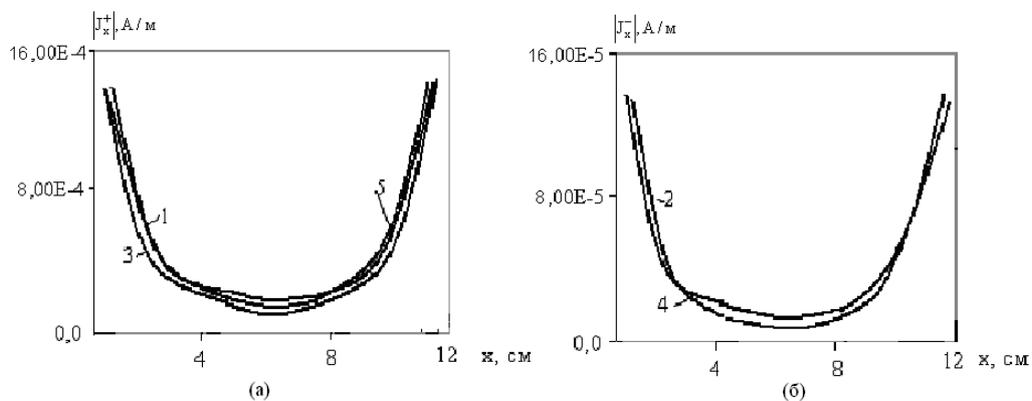


Рисунок 4.21 – Модуль плотности  $J_x$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

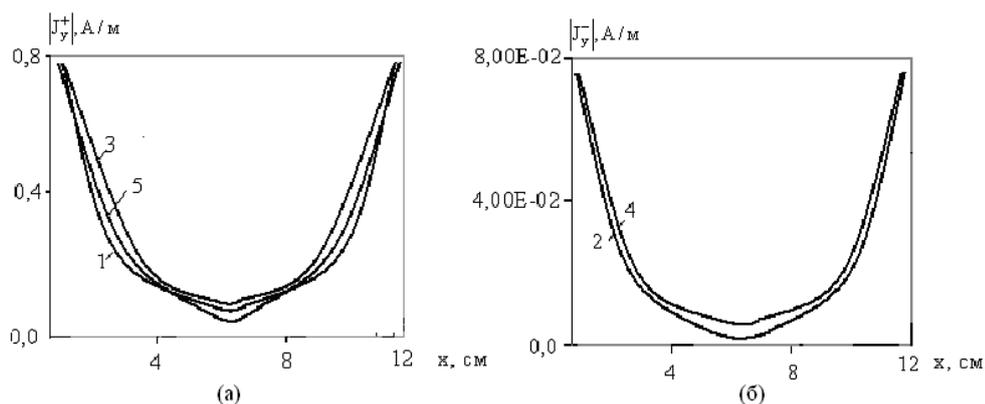


Рисунок 4.22 – Модуль плотности  $J_y$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

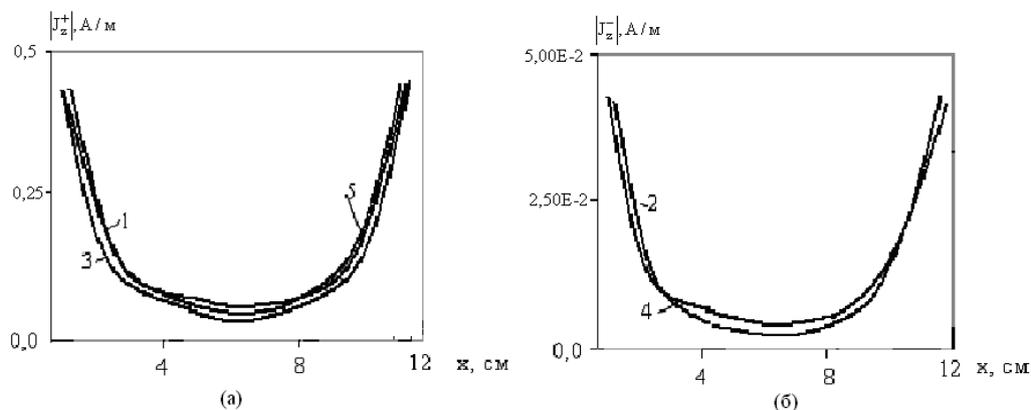


Рисунок 4.23 – Модуль плотности  $J_z$  поверхностного тока на освещенной (а) и теневой (б) сторонах ТЕМ-рупора в поперечном направлении

Отметим, что аналогичное поведение имеют составляющие плотности поверхности тока и для других гармоник, присутствующих в спектре СШП сигнала. Отличие наблюдается лишь в амплитудах. Этот факт можно объяснить электрическими размерами ТЕМ-рупора в продольном и поперечном направлениях. В продольном направлении длина излучателя составляет 1,5 м, в поперечном – 7,5÷50 см, длины волн спектральных составляющих составляют 0,6÷0,15 м. По этой причине при определении плотности поверхностного тока интегрирование проводилось по всей поверхности ТЕМ-рупора.

Расчеты показали, что при увеличении числа итераций, точность практически не изменяется. Это позволяет сделать вывод о том, что для нахождения значения составляющей плотности поверхностного тока  $J_y, J_x$  достаточно выполнить пять итераций. При этом погрешность расчетов не превышает 10%.

На рис. 4.24, 4.25 представлены расчетные пиковые ДН в плоскости Е и Н соответственно в дальней зоне. Ширина пиковой ДН по уровню 0,7 в плоскости Е составляет порядка  $20^\circ$ , а в плоскости Н –  $110^\circ$ . Отличие пространственных распределений полей в обеих плоскостях связано с различием электрических размеров антенны в этих плоскостях. Продольный размер антенны превышает пространственную длительность импульса, что обеспечивает излучение энергии преимущественно в продольном направлении ТЕМ-рупора, тем самым сужая пиковую ДН. Характерным моментом является тот факт, что боковое излучение СШП антенны представляет собой практически равномерный фон без явно выраженных боковых лепестков.

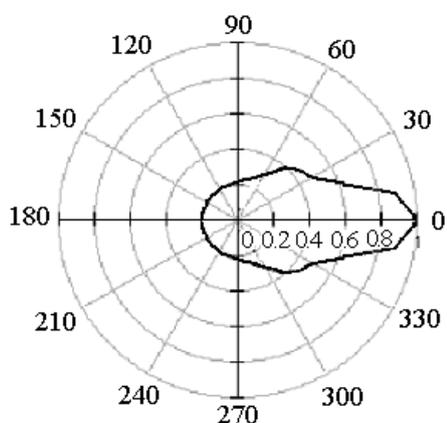


Рисунок 4.24 – Пиковая ДН в Е-плоскости

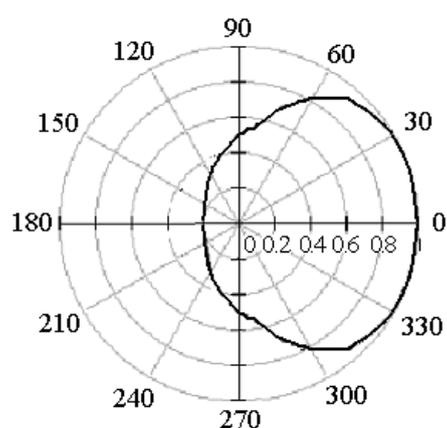


Рисунок 4.25 - Пиковая ДН в Н-плоскости

Расчеты показали, что в Н–плоскости будет присутствовать незначительное (–24 дБ) заднее излучение, обусловленное токами  $\vec{J}_S^-$ , затекающими на внешние стороны пластин.

#### 4.10. Результаты численных расчетов пиковой ДН зеркальной антенны с учетом облучателя

В соответствии с методом, изложенным в подразделе 4.6, и воспользовавшись методом расчета плотности поверхностного тока для незамкнутых поверхностей с помощью интегральных представлений (подраздел 4.7), появляется возможность рассчитать ДН зеркальной антенны для различных спектральных составляющих СШП сигнала, а также определить форму излучаемого СШП сигнала при различных положениях объекта поражения и оценить энергетические характеристики антенной системы <sup>268</sup>. На рис. 4.26 представлена расчетная схема зеркальной короткоимпульсной антенны.

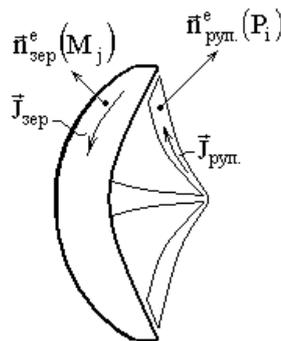


Рисунок 4.26 – Расчетная схема зеркальной КИА

Отметим, что в отличие от ТЕМ-рупора, конструкция зеркальной антенны является осесимметричной и имеет большие электрические размеры для всего рассматриваемого диапазона длин волн СШП сигнала. Поэтому использование метода уточнения приближения физической оптики является вполне обоснованным.

Для определения плотности поверхностного тока на зеркальной антенне, как и в случае расчета проекций токов на облучателе, можно воспользоваться выражением (4.27). В данном случае уравнение нормали в заданной системе координат записывается в явном виде. Учитывая, что каноническое уравнение для параболоида вращения имеет вид:

<sup>268</sup> Метод расчета диаграммы направленности зеркальной антенны с учетом краевых эффектов : материалы 4 Международной молодежной научно-технической конференции студентов, аспирантов и ученых ["Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2008"], (Севастополь, 21-25 апр. 2008 г.) / М-во образования и науки Украины. – С.: СевНТУ, 2008. – 92 с.

$$x^2 + y^2 = 2zp,$$

где  $p=2F$  – фокальный параметр параболоида, уравнение нормали будет

$$\vec{n}^e = \vec{i} \frac{\sqrt{2pz} \cos \alpha}{\sqrt{2pz + p^2}} + \vec{j} \frac{\sqrt{2pz} \sin \alpha}{\sqrt{2pz + p^2}} - \vec{k} \frac{p}{\sqrt{2pz + p^2}},$$

где  $\alpha = \arctg \frac{y}{x}$ .

Условия Майкснера для параболоида вращения будут выглядеть следующим образом: особенность вида  $\rho^{-1/2}$  будет иметь радиальная компонента поверхностной плотности тока, а тангенциальная компонента будет обращаться в нуль на кромке.

При проведении численных расчетов был использован, как и ранее, метод коллокации. В качестве базисных функций по-прежнему выбиралась система характеристических функций Хаара.

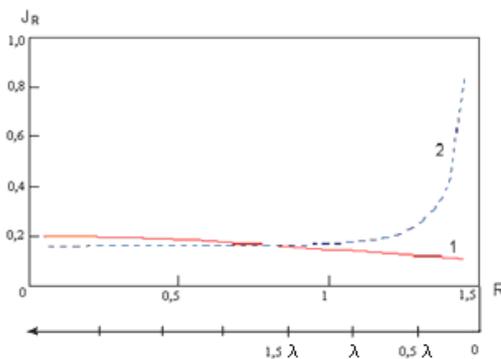


Рисунок 4.27 – Радиальная составляющая плотности поверхностного тока ( $f = 750$  МГц)

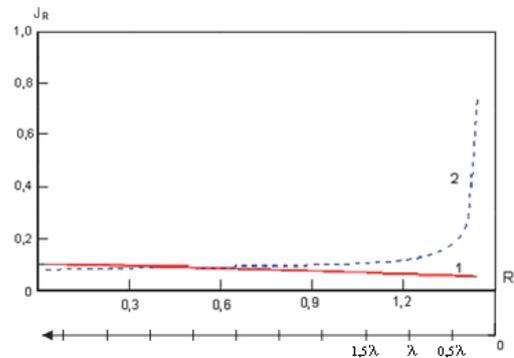


Рисунок 4.28 – Радиальная составляющая плотности поверхностного тока ( $f = 1$  ГГц)

Проведенные расчеты показали, что величина тангенциальной составляющей плотности поверхностного тока вблизи кромки будет существенно (на 2 порядка) меньше по сравнению с величиной радиальной составляющей. На рис. 4.27 – 4.30 представлены зависимости радиальной компоненты плотности поверхностного тока для параболоида вращения диаметром 3 м и фокусным расстоянием 1 м для спектральных составляющих СШП сигнала 750 МГц, 1 ГГц, 1,5 ГГц, 2 ГГц (источник имеет верти-

кальную поляризацию). Кривая 1 соответствует приближению физоптики, кривая 2 – точное решение, полученное с помощью интегральных представлений для плотности поверхностного тока с учетом граничных условий.

Из рис.4.27 – 4.30 можно сделать вывод о том, что воспользоваться приближением физической оптики для расчета плотности поверхностного тока можно для области зеркала вплоть до границы, отстоящей от кромки на расстоянии  $(1,5 \pm 0,5)\lambda$ . Отметим, что полученные результаты не противоречат данным <sup>269</sup>. Проведенный анализ нормированных ДН зеркальной антенны для граничной области различных размеров показал, что достаточно обчислить кольцевую область рефлектора размером  $0,5\lambda$ , а для остальной части зеркала воспользоваться приближением физической оптики. Ошибки, возникающие при этом, будут лежать в пределах точности, обеспечиваемой методом приближения физической оптики.

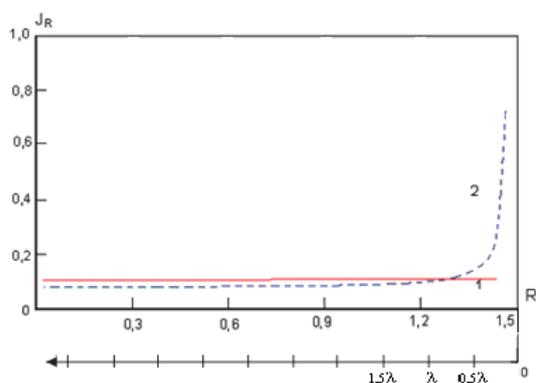


Рисунок 4.29 – Радиальная составляющая плотности поверхностного тока ( $f = 1,5\text{ГГц}$ )

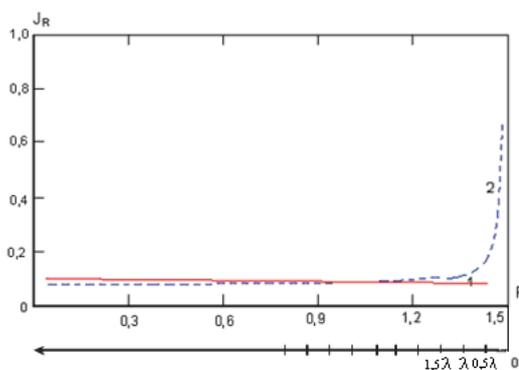


Рисунок 4.30 – Радиальная составляющая плотности поверхностного тока ( $f = 2\text{ГГц}$ )

На рис. 4.31-4.34 представлены ДН зеркальной антенны с учетом направленных характеристик облучателя (кривая 2) и без учета облучателя (кривая 3) для спектральных составляющих СШП сигнала, соответствующие частотам: 750 МГц, 1 ГГц, 1,5 ГГц, 2 ГГц. На всех рисунках кривая 1 соответствует полю, формируемому центральной частью зеркала.

<sup>269</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей ] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

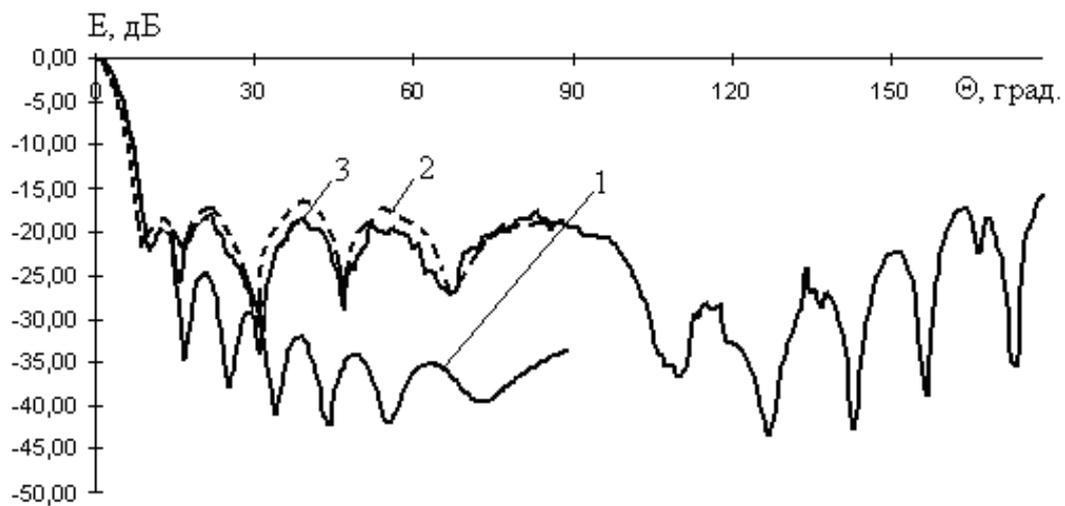


Рисунок 4.31 – ДН зеркальной КИА на частоте 750 МГц

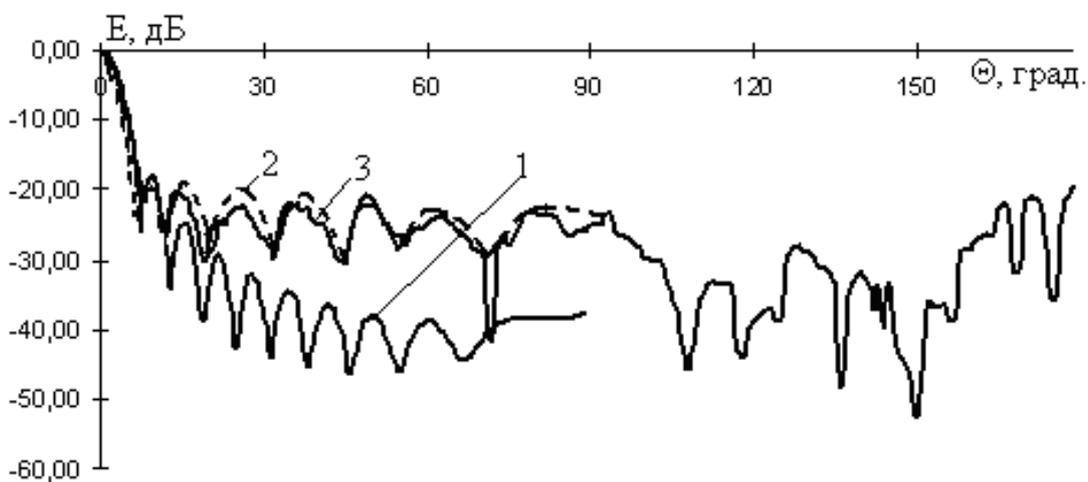


Рисунок 4.32 – ДН зеркальной КИА на частоте 1 ГГц

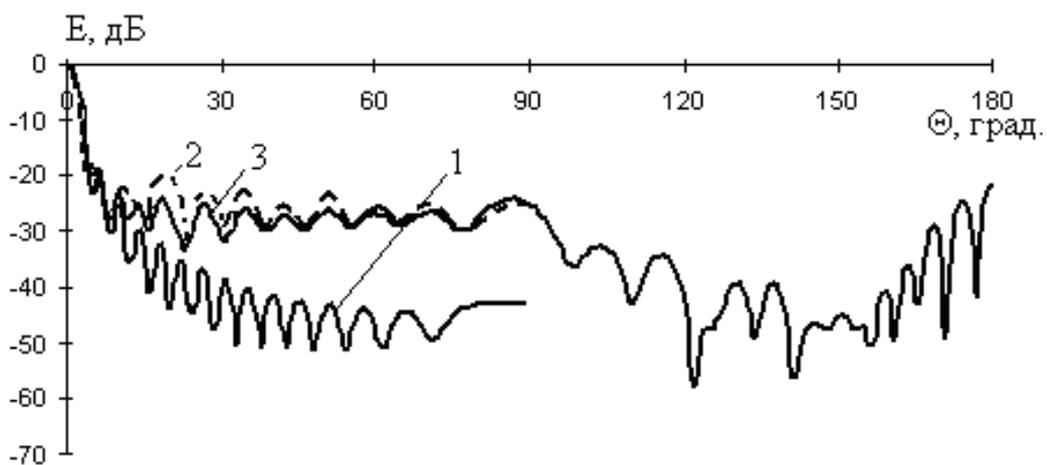


Рисунок 4.33 – ДН зеркальной КИА на частоте 1,5 ГГц

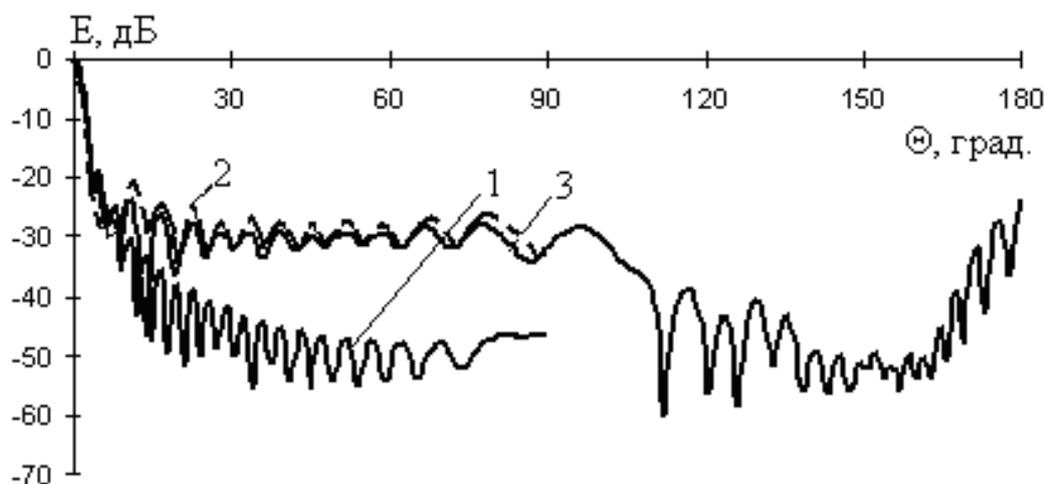


Рисунок 4.34 – ДН зеркальной КИА на частоте 2 ГГц

Представленные на рисунках ДН для различных частотных составляющих представляют собой интегральные характеристики и определены с помощью токов, наведенных на поверхности зеркала без учета облучателя и с учетом облучателя. Точность расчетов ДН предполагается одинаковой, поскольку они определены для зеркала, разбитого на площадки с одинаковыми размерами. Для выбора размеров площадок, обеспечивающих точность определения токов или, что тоже самое, точность разработанного метода был проведен ряд расчетов, при проведении которых для определения сходимости метода размеры площадок выбирались различными – от  $0,5\lambda$  до  $0,1\lambda$ . В результате расчетов было получено, что разница в значениях амплитуд токов при размерах площадки  $0,1\lambda$  отличаются от амплитуд токов при размерах площадки  $0,2\lambda$  приблизительно на  $0,013$ . Полученный результат не противоречит результатам представленным <sup>270</sup>, где выбор размеров ячеек  $0,1\lambda$  является обоснованным в случае использования аппроксимирующей функции в виде функции Хаара. В работе предполагается, что точность расчетов полученных ДН не хуже 15%.

Исследование ДН показали, что в пределах главного лепестка и первых боковых лепестков относительное изменение амплитуды составляет:

$$\left| \frac{E_{\text{обл}} - E_{\text{зер}}}{E_{\text{зер}}} \right| \approx 0,35 \dots 0,6 \quad (4.36)$$

где  $E_{\text{обл}}$  - амплитуда напряженности электрического поля зеркальной антенны с учетом облучателя,

<sup>270</sup> Дмитриев В. И. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики: учеб. пособие / В. И. Дмитриев, Е. В. Захаров. – Москва: Издательство Московского ун-та, 1987. – 167 с.

$E_{\text{зер}}$  - амплитуда напряженности электрического поля зеркальной антенны без учета облучателя.

Из приведенных расчетов видно, что влияние облучателя на ДН зеркальной антенны сказывается в уменьшении ДН приблизительно на  $1,5^\circ$ , при этом увеличивается уровень боковых лепестков. Объяснение этим фактам можно дать следующее. За счет уменьшения общей площади излучающего раскрыва изменяется амплитудно-фазовое распределение токов на рефлекторе, которое становится более равномерным к краям: периферийная часть зеркальной антенны закрыта более, чем центральная ее часть из-за конструктивных особенностей облучателя в виде ТЕМ-рупора. Более равномерное амплитудное распределение вызывает сужение ДН КИА и увеличение уровня боковых лепестков. Результаты расчетов показали, что картина характерна для всех спектральных составляющих СШП сигнала. Уменьшение амплитуды излученного сигнала и изменение фазовых соотношений в амплитудно-частотном спектре СШП сигнала приводит к изменению формы сигнала в различных направлениях, т.е. к изменению пиковой ДН по полю.

Для определения параметров СШП сигнала (длительность, крутизна фронтов) был проведен ряд расчетов. Форма СШП сигнала, излученного КИА в различных направлениях, представлена на рис. 4.35-4.37. На всех рисунках введены следующие обозначения: 1 – форма сигнала без учета облучателя, 2 – с учетом облучателя.

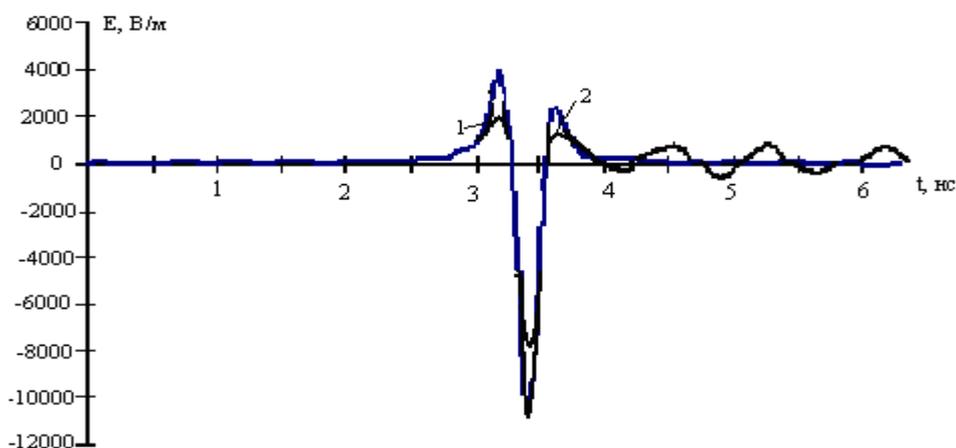


Рисунок 4.35 – Форма СШП сигнала в направлении главного максимума

Как показали расчеты, затенение рефлектора вызывает уменьшение ширины ДН и увеличение уровня боковых лепестков, не изменяя их положения. Следовательно, уменьшается амплитуда излученного СШП сигнала при практически не изменяющейся его форме, когда речь идет о направлениях в пределах главного лепестка пиковой ДН.

Из рис. 4.35 видно, что длительность, измеренная по „нулям”, излученного сигнала в направлении главного максимума составляет величину порядка 3,5 нс, крутизна фронта – 0,5 нс, амплитуда – 10 кВ/м. Как следует из экспериментальных данных, приведенных в подразделе 1.4, таких параметров сигнала вполне достаточно для функциональных сбоев и "зависания" спецвычислителей бортовой аппаратуры.

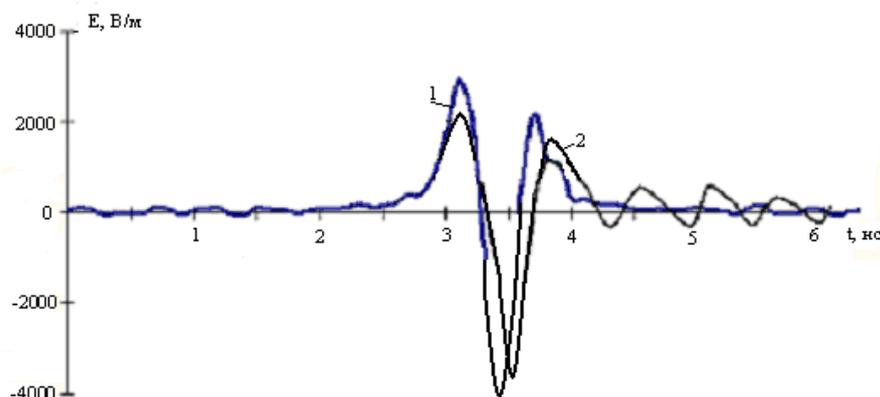


Рисунок 4.36 – Форма СШП сигнала в направлении  $\Theta = 15^\circ$

Из рис. 4.36 видно, что длительность, измеренная по „нулям”, излученного сигнала в направлении  $\Theta = 15^\circ$  составляет величину порядка 3,2 нс, крутизна фронта – 0,5 нс, амплитуда – 4 кВ/м. Уменьшение крутизны фронтов является следствием уменьшения вклада высокочастотных составляющих (рис. 4.31 - 4.34). Наличие больших по величине послеимпульсных колебаний объясняется изменением фазовой структуры излученного СШП сигнала за счет несимметричности расположения элементарных излучателей, формирующих суммарную ДН. Как следует из данных раздела 1 такой напряженности электрического поля недостаточно для ФП РЭС на дальности в 1 км. Обоснованием применения СШП сигналов с такими параметрами может служить уменьшение дальности до поражаемого объекта.

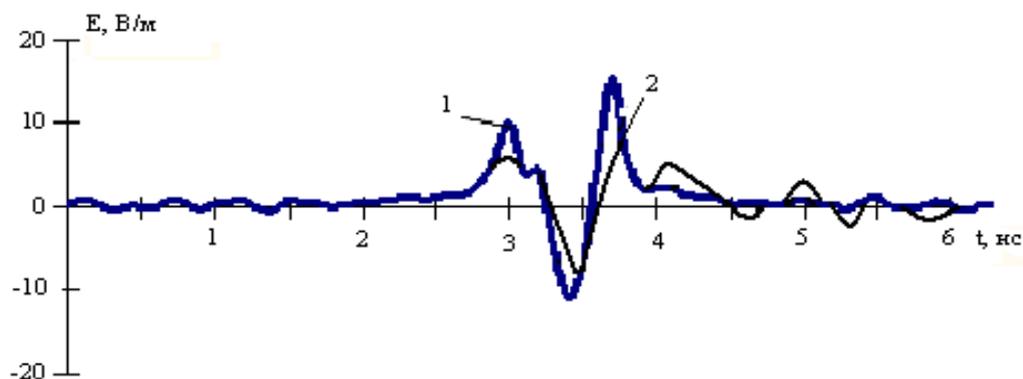


Рисунок 4.37 – Форма СШП сигнала в направлении  $\Theta = 70^\circ$

Из рис. 4.37 видно, что длительность, измеренная по „нулям”, излученного сигнала в направлении  $\Theta = 70^\circ$  составляет величину порядка 3 нс, крутизна фронта – 0,7 нс, амплитуда – 20 В/м. Амплитуда импульса, определяемая дальним боковым излучением КИА зеркальной антенны, достаточно мала по сравнению с направлениями, соответствующими главному лепестку пиковой ДН.

Из рисунков видно, что в направлениях отличных от направления главного максимума, изменяется амплитуда и крутизна фронтов. Результаты расчетов показали, что в направлении главного максимума диаграммы направленности параметры импульса (амплитуда, длительность, фронты) достаточны для решения задачи ФП для дальности 1 км до поражаемого объекта (рис. 4.38).

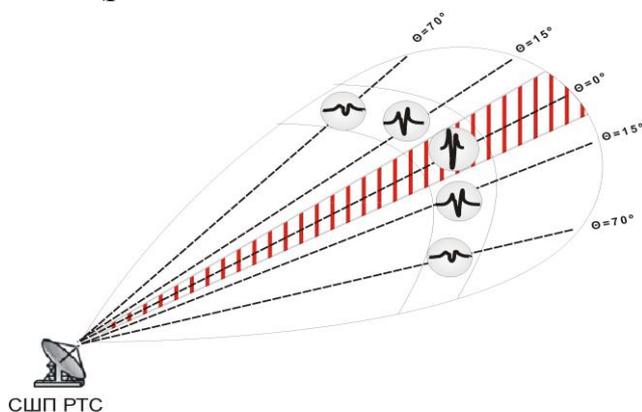


Рисунок 4.38 – Форма излучаемого поля в пространстве в различных угловых направлениях

Данные относительно дальнего бокового и заднего излучения могут быть использованы при расчете ЭМС РТС специального назначения и других радиотехнических средств.

#### 4.11. Проверка достоверности результатов численных расчетов ДН зеркальной КИА

В работах Сухаревського О. И. представлен расчет поля, рассеянного параболической антенной, кромка зеркала которой покрыта РПП тороидальной формы<sup>271</sup>. Облучатель представляет собой расположенный в фокусе антенны пирамидальный рупор. Приняты следующие допущения: ДН облучателя не изменяется при внесении его в фокус зеркала; любая точка на поверхности зеркала находится в дальней зоне облучателя.

<sup>271</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей ] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревський, О. И. Сухаревський, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

Облучатель создает у поверхности зеркала следующее поле:

$$\vec{E}^0(\vec{X}) = \frac{jk_0}{4\pi} \vec{p}' \frac{\exp[jk_0|\vec{X} + \vec{\rho}|]}{|\vec{X} + \vec{\rho}|} F(\theta, \varphi)$$

$$\vec{H}^0(\vec{X}) = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{jk_0}{4\pi} (\vec{R}^0 \times \vec{p}') \frac{\exp[jk_0|\vec{X} + \vec{\rho}|]}{|\vec{X} + \vec{\rho}|} F(\theta, \varphi)$$

где  $\vec{R}^0$  – единичный вектор, направленный вдоль луча, падающего из фокуса в точку на поверхности зеркала;

$\theta$  – угол, который характеризует направление вектора  $\vec{R}^0$  относительно оси антенны;

$\varphi$  – угол, который характеризует положение точки на поверхности зеркала;

$\vec{\rho}$  – радиус-вектор, направленный из фокуса в вершину зеркала;

$\vec{p}' = \frac{\vec{R}^0 \times (\vec{p}^0 \times \vec{R}^0)}{|\vec{R}^0 \times (\vec{p}^0 \times \vec{R}^0)|}$  характеризует поляризацию волны, падающей в направлении  $\vec{R}^0$ ;

$\vec{p}^0$  – единичный вектор, характеризующий направление поляризации облучателя;

$\vec{X}$  – радиус вектор точки на зеркале;

Функция  $F(\theta, \varphi)$  (в общем случае комплексная) определяет зависимость амплитуды и фазы поля облучателя в дальней зоне от угловых координат  $\theta$  и  $\varphi$ :

Форма ДН облучателя рассчитывалась по следующей формуле:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\pi}{4} \left[ \frac{\sin\left(\psi_H - \frac{\pi}{2}\right)}{\psi_H - \frac{\pi}{2}} + \frac{\sin\left(\psi_H + \frac{\pi}{2}\right)}{\psi_H + \frac{\pi}{2}} \right] \frac{\sin \psi_E}{\psi_E}$$

где  $\psi_E = \frac{L_E \pi}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi$ ,

$\psi_H = \frac{L_H \pi}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi$ ,

$L_E$  и  $L_H$  – размеры рупора в плоскостях E и H соответственно.

Полное поле, излучаемое антенной системой, в работе представлено

в виде суммы поля облучателя  $\vec{E}^0(\vec{X})$ ,  $\vec{H}^0(\vec{X})$  и поля, рассеянного зеркалом антенны  $\vec{E}^{\text{pac}}(\vec{X})$ ,  $\vec{H}^{\text{pac}}(\vec{X})$ :

$$\begin{aligned}\vec{E}(\vec{X}) &= \vec{E}^0(\vec{X}) + \vec{E}^{\text{pac}}(\vec{X}), \\ \vec{H}(\vec{X}) &= \vec{H}^0(\vec{X}) + \vec{H}^{\text{pac}}(\vec{X}).\end{aligned}$$

Так как поле облучателя задано, то задача сводится к отысканию поля, рассеянного зеркалом.

Представлено выражение для рассеянного поля:

$$\vec{H}^{\text{pac}}(\vec{x}_0) = \int_{S'} \left[ -(\vec{H}^\perp \times \vec{\nabla}g) + j\omega\varepsilon_0 g \vec{E}^\perp - \frac{1}{j\omega\mu_0} (\vec{E}^\perp \cdot \vec{\nabla}) \vec{\nabla}g \right] ds - \int_{D'} \vec{K} \times \vec{\nabla}g ds,$$

где  $D'$  – та часть поверхности зеркала, которая не включает в себя окрестность кромки, ограниченной поверхностью  $S'$  (на рис. 4.39 поверхность  $D'$  выделена жирной линией).

$$\vec{\nabla}g = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{1 - jk_0 r}{r^2} \right) e^{jk_0 r} \vec{r}_0, \quad \vec{r}_0 \text{ – направление на точку наблюдения.}$$

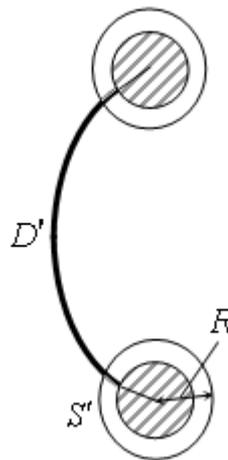


Рисунок 4.39 - Сечение экрана плоскостью  $xOz$

Так как геометрические размеры поверхности  $D'$  велики по сравнению с длиной волны, и она не включает в себя кромку экрана, где существенную роль играет неравномерная составляющая плотности поверхностного тока, то вклад поверхности  $D'$  в рассеянное поле рассчитано в приближении физической оптики. А именно:

$$(\vec{H}^\perp)^+ = 2(\vec{n} \times \vec{H}^0), \quad (\vec{H}^\perp)^- = 0$$

Выражение для нахождения поверхностного тока имеет вид:

$$\vec{I}_{D'} = 2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \int_{D'_+} \vec{n} \times (\vec{R}^0 \times \vec{p}^0) \exp[jk_0 (\vec{R}^0 - \vec{r}^0) \cdot \vec{X}] ds$$

где  $D'_+$  – освещенная часть поверхности  $D'$ .

Для проверки достоверности расчетов был произведен сравнительный анализ диаграмм направленности зеркальных антенн с учетом кромки (без РПП) радиусом 3м и фокусным расстоянием 1м без учета взаимодействия рефлектора и облучателя (рис.4.40, рис. 4.41) на частоте 750 МГц и 1 ГГц.

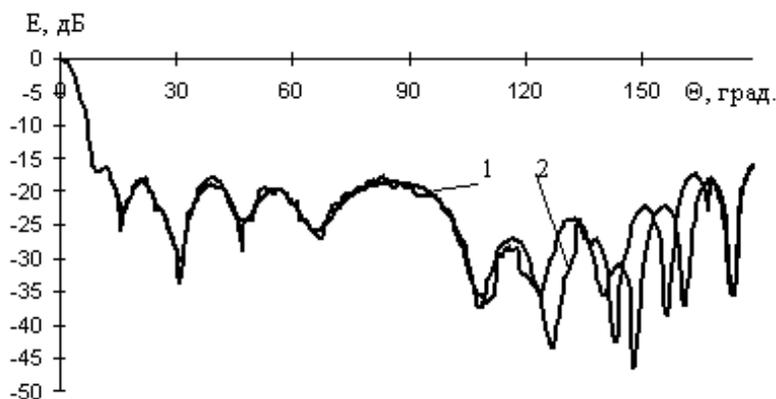


Рисунок 4.40 – ДН зеркальной антенны на частоте 750 МГц  
1 – результаты, полученные в работах Сухаревского О.И.<sup>272</sup>,  
2 – предложенный метод

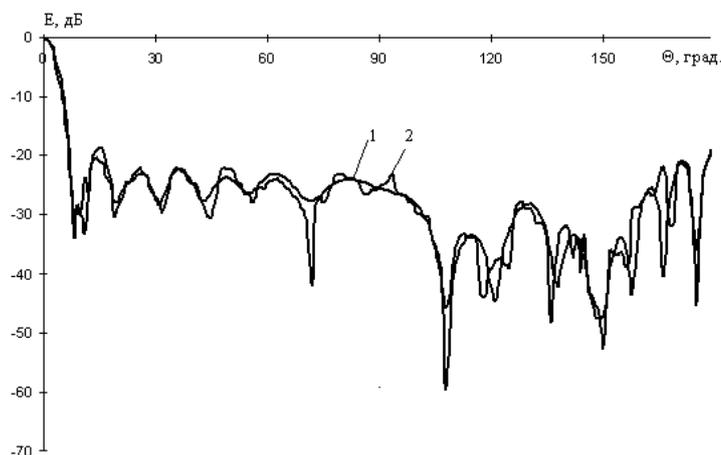


Рисунок 4.41 – ДН зеркальной антенны на частоте 1 ГГц  
1 – результаты, полученные в работах Сухаревского О.И.<sup>273</sup>,  
2 – предложенный метод

<sup>272</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей ] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

<sup>273</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей ] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

Из графиков видно, что результаты расчетов диаграмм направленности в передней полуплоскости практически совпадают, в задней полуплоскости уровень дальних лепестков диаграмм направленности одинаков. Неточность расположения боковых лепестков составляет не более 10 %.

#### **4.12. Анализ режимов работы антенно-фидерной системы РТС специального назначения**

Электродинамическое описание волновых процессов в трактах СВЧ с помощью векторных соотношений для электрических и магнитных полей содержит в себе гораздо больше информации, чем может потребоваться при последующем расчете тракта СВЧ. Как правило, разработчика тракта интересуют, главным образом, величина передаваемой мощности, соотношение между падающей и отраженной волнами, величина нагрузки. Именно эти параметры сравнительно легко определить экспериментальным путем, тогда как измерения компонентов электромагнитного поля и функций их распределения сопряжены со значительными трудностями. Вместе с тем, величины векторов поля, подробности структуры полей, поляризация и т.п. после того, как выбран конкретный вид тракта, играют уже второстепенное значение и при дальнейшем проектировании трактов от этих факторов желательно абстрагироваться. Поэтому в инженерной практике нет необходимости знать векторы  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в каждой точке линии передачи, а достаточно знать их интегральные характеристики: напряжение и ток <sup>274</sup>, через которые в последующем могут быть выражены коэффициент отражения, коэффициент стоячей волны (КСВ) и др. электрические характеристики фидера.

В рассматриваемом случае возбуждения зеркальной антенны облучателем в виде системы ТЕМ-рупоров наблюдается следующая ситуация: если до помещения в зеркало облучатель был согласован с фидером, то при наличии зеркала в фидере возникнет отраженная волна, т.е. произойдет рассогласование облучателя с фидером <sup>275</sup>. Степень рассогласования в широком частотном диапазоне можно охарактеризовать коэффициентом отражения (4.7), приведенном выше. После преобразования частотно-зависимый коэффициент в точке подключения нагрузки будет иметь вид:

---

<sup>274</sup> Полярус А. В. Распространение радиоволн и линии передачи / Полярус А. В. – Х.: Издание Харьковского военного университета, 1995. – 383 с.

<sup>275</sup> Иванец М. Методика определения электрических характеристик антенно-фидерной системы сверхширокополосных радиотехнических средств / Михаил Иванец, Сергей Власик // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2009. – № 2(20). – С. 27 – 29.

$$\dot{\Gamma}(f, z = 0) = \frac{c D_{\text{макс}}(f)}{f 4\pi F} \exp(-j\delta(f)),$$

где  $D_{\text{макс}}(f) = \frac{4\pi}{2\pi \int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\Theta, \varphi) \sin \Theta d\Theta d\varphi}$  - максимальное значение КНД

для спектральной составляющей СШП сигнала;

$F^2(\Theta, \varphi)$  – нормированная ДН по мощности (определяется в соответствии с рис. 4.31 – 4.34).

Из полученного выражения видно, что режим работы линии передачи с нагрузкой в виде системы ТЕМ-рупоров, возбуждаемых СШП сигналом, будет зависеть от частоты (ДН, КНД) и характеристик зеркальной антенны (фокусное расстояние). Дисперсия коэффициента отражения является функцией КНД СШП зеркальной антенны. Из приведенных выше ДН рефлектора на разных частотах видно, что максимальный КНД зеркальной антенны будет также различным.

С учетом данных рис. 4.31 – 4.34 модуль коэффициента отражения имеет вид:

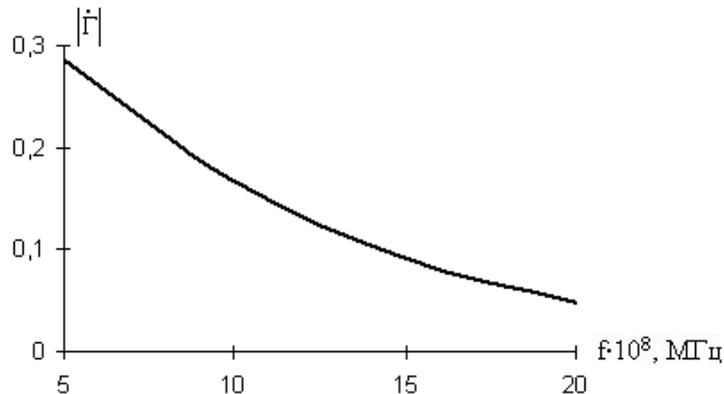


Рисунок 4.42 – Дисперсия модуля коэффициента отражения в линии передачи

Уменьшение модуля коэффициента отражения в линии передачи, нагруженной ТЕМ-рупором, с ростом частоты обусловлено тем, что КНД расчетной конструкции облучателя уменьшается быстрее, чем растет частота, так как ТЕМ-рупор имеет слабонаправленную ДН в широком диапазоне частот <sup>276</sup>. Кроме этого, при увеличении частоты растет уровень боковых лепестков ДН.

<sup>276</sup> Иванец М. Методика определения электрических характеристик антенно-фидерной системы сверхширокополосных радиотехнических средств / Михаил Иванец, Сергей Власик // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2009. – № 2(20). – С. 27 – 29.

Аргумент коэффициента отражения определяется в виде <sup>277</sup>:

$$\delta(f) = \operatorname{arctg} \frac{X_H(f)}{R_H(f) - Z_B} - \operatorname{arctg} \frac{X_H(f)}{R_H(f) + Z_B} + \zeta\pi,$$

$$\text{где } \zeta = \begin{cases} 1 & \text{при } R_H < Z_B \\ 0 & \text{при } R_H > Z_B \end{cases},$$

$$X_H(f) = 2\pi f L_0 + \frac{1}{2\pi f C_0} - \text{реактивное сопротивление фидера,}$$

$L_0, C_0$  – погонные индуктивность и емкость линии (4.7),

$$R_H(f) = \sqrt{Z_B \frac{\Gamma^2(f, z=0) + 1}{\Gamma^2(f, z=0) - 1} - (X_H^2(f) + Z_B^2)} - Z_B \frac{\Gamma^2(f, z=0) + 1}{\Gamma^2(f, z=0) - 1}.$$

Частотную зависимость сопротивления нагрузки  $R_H$  можно объяснить изменением электрических размеров ТЕМ-рупора, т.е. изменением длины волны спектральной составляющей СШП сигнала при неизменных размерах облучателя.

Приведенные выражения для амплитуды и фазы коэффициента отражения используются для анализа режима работы фидера.

Мерой интенсивности отражений от нагрузки служит коэффициент стоячей волны  $K_c$ , рассчитываемый как:

$$K_c(f) = \frac{1 + |\Gamma(f, z=0)|}{1 - |\Gamma(f, z=0)|}.$$

Зависимость КСВ от частоты представлена на рис. 4.43.

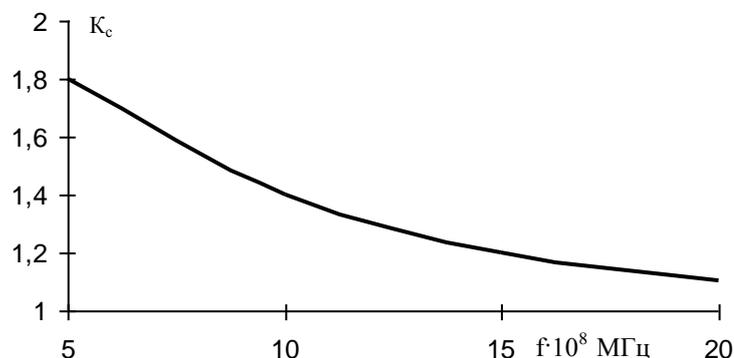


Рисунок 4.43 – Дисперсия КСВ

<sup>277</sup> Штительман Б. И. Теория электромагнитного поля и техника сверхвысоких частот / Штительман Б. И. – Х.: ВИРТА, 1974. – 493с.

В линии без потерь мощность, переносимая волной в смешанном режиме, в любом сечении фидера одинакова. Коэффициент полезного действия (КПД), определяемый как отношение выходной мощности к подводимой, в сечении нагрузки  $z=0$  будет также зависеть от частоты и описывается выражением<sup>278</sup>:

$$\eta(f) \approx 1 - \left| \dot{\Gamma}_H^2(f, z=0) \right|^2$$

КПД рассматриваемой линии передачи представлен на рис. 4.44.

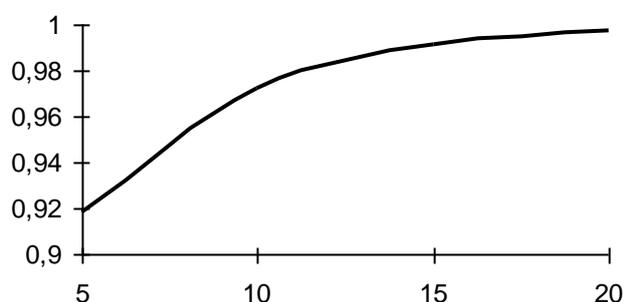


Рисунок 4.44 – КПД антенно-фидерной системы в зависимости от частоты

Из рис. 4.44 видно, с ростом частоты КПД увеличивается, в линии устанавливается режим, близкий к режиму бегущей волны. Полученный результат подтверждается теоретическими результатами, изложенными в литературе по данному направлению исследований<sup>279</sup>: плавный согласующий переход эквивалентен фильтру верхних частот – хорошее согласование достигается на частотах выше некоторой критической частоты.

Так как в линии передачи  $\eta < 1$ , то уменьшается и КУ антенно-фидерной системы. Это в итоге приводит к уменьшению плотности потока мощности излученного сигнала. Учитывая, что в спектре СШП сигнала преобладают высокочастотные составляющие, а также результатов расчетов, представленных на рис. 4.44, определено, что уменьшение пикового значения напряженности электрического поля СШП сигнала будет (пропорционально  $\sqrt{\eta}$ ) составлять величину порядка 16%.

<sup>278</sup> Полярус А. В. Распространение радиоволн и линии передачи / Полярус А. В. – Х.: Издание Харьковского военного университета, 1995. – 383 с.

<sup>279</sup> Фано Р. М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Фано Р. М. – М.: Сов. радио, 1965. – 72 с.

## Выводы по четвертому разделу

1. Проведен обзор конструкций и оценка энергетических и пространственных характеристик остронаправленных СШП антенных систем. Обоснован выбор конструкции СШП антенной системы с облучателем в виде системы ТЕМ-рупоров. Выбраны размеры ТЕМ-рупора, определены экспоненциальные зависимости для поперечных координат в виде:  $y = 0,005 \exp(5,7z)$ ,  $x = 0,0375 \exp(1,9z)$ .

2. Проведен обзор методов расчета пространственно-временных характеристик СШП антенн, определены их достоинства и недостатки. Определено, что в качестве наиболее рационального метода может быть выбран гибридный метод электродинамического анализа с рядом обоснованных упрощающих предположений.

3. Исходя из спектрального состава СШП сигнала и геометрических размеров зеркальной антенны обоснован метод приближения физической оптики для проведения расчетов характеристик направленности антенной системы. Предложен метод определения ДН СШП зеркальной антенны, который позволяет учитывать взаимодействие облучателя и рефлектора, основанный на методе уточнения приближения физической оптики и предполагает использование итерационной процедуры определения напряженности электрического поля в дальней зоне.

4. Предложен метод расчета плотности поверхностного тока для криволинейных тонких незамкнутых экранов, определены пространственно-временные характеристики облучателя зеркальной антенны с учетом кромок; метод предполагает расчет плотности поверхностного тока по всей теневой области ТЕМ-рупора. Представлены расчетные пиковые ДН в плоскости Е и Н соответственно. Ширина пиковой ДН по уровню 0,7 в плоскости Е составляет порядка  $20^0$ , а в плоскости Н –  $110^0$ . Отличие пространственных распределений полей в обеих плоскостях связано с различием электрических размеров антенны в этих плоскостях. Характерным моментом является тот факт, что боковое излучение СШП антенны представляет собой практически равномерный фон без явно выраженных боковых лепестков (-24 дБ).

5. Определены пространственно-временные характеристики зеркальной антенны:

- длительность, измеренная по „нулям” излученного сигнала в направлении главного максимума составляет величину порядка 3,5 нс, крутизна фронта – 0,5 нс, амплитуда – 10 кВ/м. Как следует из экспериментальных

данных, приведенных в подразделе 1.4 таких параметров сигнала вполне достаточно для функциональных сбоя и "зависания" спецвычислителей;

- длительность, измеренная по „нулям” излученного сигнала в направлении  $\Theta = 10^\circ$  составляет величину порядка 3,2 нс, крутизна фронта – 0,5 нс, амплитуда – 4 кВ/м. Как следует из данных раздела 1 такой напряженности электрического поля недостаточно для ФП РЭС на дальности в 1 км.

6. Проведена проверка достоверности результатов численных расчетов ДН зеркальной КИА.

7. Предложен метод определения электрических характеристик фидерной системы СШП РТС. Отмечается, что коэффициент отражения, КСВ, КПД при использовании СШП сигналов обладают свойством дисперсии. Рассчитано значение КПД фидера, определено, что КУ антенной системы уменьшится на 16%.

**РАЗДЕЛ 5**  
**ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МЧ ПВС,**  
**ИЗЛУЧАЕМОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФАР, В ЗОНЕ**  
**ФРАУНГОФЕРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ**  
**РАВНОДИСКРЕТНЫХ ОДНОСТУПЕНЧАТОГО И**  
**МНОГОСТУПЕНЧАТОГО V-ОБРАЗНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ**  
**ЧАСТОТ ПО АПЕРТУРЕ**

Для анализа пространственно-временных характеристик последовательностей ПВС, излучаемых цилиндрической ФАР с направленными излучателями, необходимо получить расчетные соотношения для напряженности электрического поля в зоне Фраунгофера. При этом важным параметром при пространственно-фазо-частотном управлении является закон распределения несущих частот излучателей по апертуре цилиндрической ФАР. В отличие от достаточно хорошо изученных плоских ФАР, при рассмотрении выпуклых антенных решеток необходимо дополнительно учитывать кривизну их поверхности, поскольку в плоскости образующей пространственно-частотный закон управления будет линейным, а в плоскости направляющей – отличным от линейного и будет зависеть от радиуса цилиндрической ФАР, шага вдоль направляющей и диапазона используемых частот.

При анализе структуры поля МЧ ПВС целесообразно воспользоваться полученными для плоских ФАР видами частотного распределения, выявить особенности использования равнодискретного одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре цилиндрической ФАР, уточнить основные зависимости для ПФЧ управления и путем математического моделирования определить основные характеристики сфокусированного сигнала: пространственную длительность для различных видов амплитудного распределения, крутизну фронтов, уровень первого бокового лепестка и др.

Кроме этого необходимо также оценить возможность гибкого изменения параметров частотного распределения за счет изменения скважности пачки при формировании МЧ ПВС в зоне Фраунгофера, что можно добиться путем применения многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре цилиндрической ФАР. Результаты моделирования показали, что уменьшение скважности приводит к частичному перекрытию дальних боковых лепестков и снижению их

уровня по сравнению с полем излучения при использовании одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре.

Для проведения сравнительного анализа различных методов пространственно-частотного управления путем оценки амплитудно-частотных спектров и определения границ применения ПФЧ управления для возможностей функционального поражения целесообразно провести математический расчет излученного поля МЧ ПВС в направлениях, отличных от направления главного максимума.

### **5.1 Обоснование выбора цилиндрической ФАР для средства ФП. Расчет рабочей зоны ЦФАР**

В соответствии с вышесказанным, очевидно, что антенная система средства ФП радиоэлектронных систем БПЛА должна быть обзорной по азимуту. Применение плоских ФАР в этом случае вызывает необходимость предусмотреть механическое вращение решетки по аналогии с антенными системами разведки и целеуказания СОЦ. Однако в силу неопределенности скорости движения БПЛА, инерционности устройств вращения и возникающих при этом ошибок использовать плоские ФАР в средствах ФП нецелесообразно. Кроме этого, при вращении решетки происходит "лишнее" излучение энергии в направлениях, отличных от направления фокусировки. Существенным достоинством цилиндрической ФАР является возможность ФП нескольких БПЛА, находящихся на разных азимутах.

Известно, что при сканировании возникают искажения ДН, что приводит к снижению КНД<sup>280</sup>. Например, при сканировании на угол более 45° в плоской ФАР наблюдается значительное увеличение боковых лепестков, а при угле 60° использование сканирования вообще теряет смысл. При сканировании лучом в плоской ФАР возникают искажения и в угломестной, и в азимутальной плоскости. При использовании ЦФАР искажения в диаграмме направленности не возникают, так как сканирование по углу места отсутствует, а конформное сканирование по азимуту не вызывает снижения КНД антенной системы.

Еще одним важным достоинством ЦФАР более слабая по сравнению с плоскими антенными решетками взаимная связь излучателей из-за пространственного разворота их осей, зависящего от радиуса ЦФАР. В соответствии с этим, уменьшается уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны, что приводит к увеличению КУ по сравнению с плоской ФАР.

---

<sup>280</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

Известно также, что для отсутствия дифракционных максимумов необходимо, чтобы расстояние между излучателями в плоской фазированной антенной решетке было бы меньше рабочей длины волны. Для цилиндрической фазированной антенной решетки имеется возможность уменьшения количества элементов по образующей (путём увеличения шага размещения до  $d \leq 1,1 \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны) за счет кривизны поверхности, что приводит к уменьшению ее габаритных размеров.

### 5.1.1 Полоса пропускания ФАР

Более существенным параметром, влияющим на выбор типа антенной системы, является полоса пропускания ФАР. Рассмотрим частотные свойства, связанные с построением ФАР, в предположении, что элементная база (фазовращатель, излучатель, линия передачи и т. д.) не ограничивает полосу пропускания. В ФАР с параллельным питанием линиями равной электрической длины начальное фазовое распределение не зависит от частоты и может быть равномерным. Широкополосные (диапазонные) фазовращатели создают фазовые сдвиги, также не зависящие от частоты. При отклонении луча от нормали плоской решетки по азимуту на угол  $\beta_{ск}$  необходим фазовый сдвиг  $\varphi$  между двумя произвольными излучателями, отстоящими друг от друга на шаг  $d$  в плоскости сканирования, определяемый по формуле:

$$\varphi = \frac{2\pi d \sin \beta_{ск}}{\lambda}.$$

Изменение длины волны  $\lambda$ , на величину  $\Delta\lambda$  приведет к отклонению луча на  $\Delta\beta_{ск}$ , определяемому из условия:

$$\varphi = \frac{2\pi d \sin \beta_{ск}}{\lambda} = \frac{2\pi d \sin(\beta_{ск} + \Delta\beta_{ск})}{\lambda + \Delta\lambda}.$$

Отсюда можно определить частотный ход луча:

$$\Delta\beta_{ск} = \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \operatorname{tg} \beta_{ск},$$

который не зависит от размера антенны и растет с отклонением луча  $\beta_{ск}$ . В результате этого изменяется направленность действия: растет уровень боковых лепестков (УБЛ) и падает КНД. Задавшись допустимым изменением

характеристик, можно найти рабочую полосу. Если принять, что смещение луча не должно превышать половины его ширины, то:

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} \operatorname{tg}\beta_{\text{ск}} \approx \frac{\lambda}{4L \cos\beta}.$$

Если задаться допустимым падением КНД на 1 дБ в секторе  $55^\circ$ , то расчеты позволяют установить простую связь между рабочей полосой частот в процентах и шириной диаграммы направленности антенны в градусах:

$$\frac{\Delta f}{f} (\%) \approx 2\beta_{0,7E}.$$

В качестве критерия рабочей полосы может быть принято изменение уровня боковых лепестков. При определении полосы необходимо также учитывать характеристики сигналов (очень короткие импульсы, длинные импульсы с меняющейся частотой и т. д.). Переход к пространственному или последовательному возбуждению элементов АР мало изменяет полосу пропускания. Незначительная рабочая полоса и уменьшение ее с ростом направленности является существенным недостатком плоской ФАР.

Известны два способа построения широкополосных ФАР. В первом случае фазовращатели в ФАР заменяют управляемыми линиями задержки: отрезками линий с волной типа Т, плавно (дискретно) изменяющими длину в пределах половины длины раскрыва антенны ("тромбонными" фазовращателями). В такой антенне разность хода лучей компенсируется длиной питающих линий. Такие устройства реализуются в КВ-диапазоне и малопригодны в СВЧ-диапазоне.

Второй способ основан на использовании выпуклых ФАР. Как следует из приведенных выше соотношений, расширение полосы пропускания достигается уменьшением  $\beta_{\text{ск}}$ . В таких ФАР широкоугольное сканирование обеспечивается коммутацией излучающей части антенны, а формирование луча происходит в условиях, близких к излучению по нормали в плоских АР. В осесимметричных выпуклых ФАР удастся не только ослабить или устранить частотный ход луча в широкой полосе частот, но и уменьшить частотное изменение ширины ДН. Однако конструкция таких антенн значительно усложняется по сравнению с конструкцией плоских антенн, так как кроме фазовращателей необходима система коммутаторов, управляющая излучающим сектором, и растет число управляемых элементов ФАР.

### 5.1.2 Расчет рабочей зоны цилиндрической ФАР

Под рабочей зоной ФАР будем понимать количество излучателей, принимающих участие в формировании поля в дальней зоне при конформном сканировании. Учитывая, что наименьший шаг антенной решетки (вдоль образующей)  $d_z = 0,8\lambda = 2,4$  см, а наличие круговой поляризации обеспечивается в случае равенства линейных размеров раскрыва рупора, найдем, что линейный размер раскрыва рупорного излучателя составляет величину  $L_E = L_H = 2,4$  см. При определении количества излучателей учтем, что ширина ДН пирамидального рупора при  $L_H = 2,4$  см составляет величину  $2\Theta_{0,5P} = 76^\circ$ , ближняя граница дальней зоны (Фраунгофера) – 400 м,  $R_{\text{макс}} = 5000$  м.

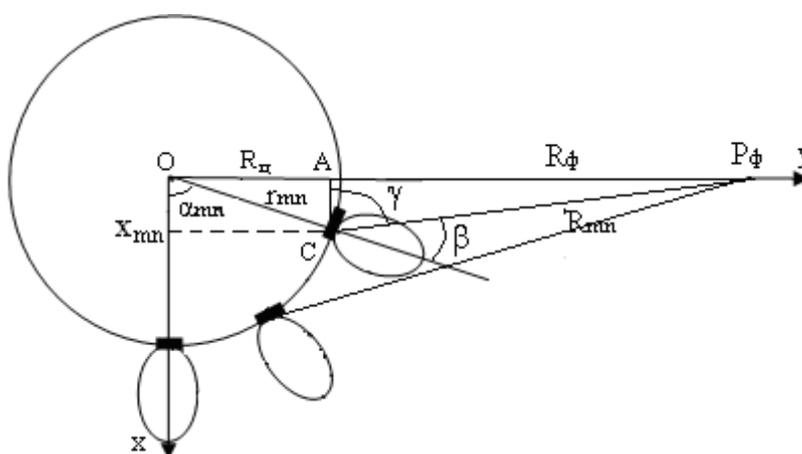


Рисунок 5.1– Геометрия задачи для определения рабочей зоны ФАР

На рис. 5.1 представлена геометрия задачи для определения рабочей зоны ФАР, где:  $R_\phi = 400 \dots 5000$  м – расстояние до точки фокусировки;  $AC = x_{mn}$  – абсцисса  $mn$ -ого излучателя;  $OA = y_{mn}$  – ордината  $mn$ -ого излучателя;  $R_\zeta = 1,25$  м – радиус образующей;  $\beta$  – угол между направлением главного максимума ДН излучателя и отрезком  $AC$ .

С учетом геометрии задачи рабочей будем считать такую зону ФАР, для излучателей которой угол  $\beta \leq 35^\circ$ .

С учетом рис. 5.1 получим:

$$x_{mn} = R_\zeta \cos \alpha_{mn} = \frac{R_\phi}{\operatorname{tg} \gamma},$$

где  $\gamma = \pi - \alpha_{mn} - 35^\circ = 145^\circ - \alpha_{mn}$ .

После несложных преобразований получим:

$$\frac{\operatorname{tg} 145^\circ \cdot R_\zeta \cos^2 \alpha_{mn} + R_\zeta \sin^2 \alpha_{mn}}{\cos \alpha_{mn}} - R_\phi (1 + \operatorname{tg} 145^\circ \operatorname{tg} \alpha_{mn}) = 0.$$

Решение такого трансцендентного уравнения аналитическим путем невозможно. Расчеты численными методами показали, что при  $R_{\phi} = 5000$  м  $\alpha_{\text{min}} = \pm 60$ . Учитывая, что общее количество излучателей равно 260, получим, что рабочую зону ФАР для конформного сканирования составляет  $N_p = 88$  излучателей или  $2x_{\text{min}} = 2,1$  м вдоль образующей. Длина дуги вдоль образующей рассчитывается как:

$$s = 2 \int_0^{1,08} \sqrt{1 + x'^2(z)} dz.$$

Результаты расчетов показали, что рабочая зона ФАР с учетом кривизны поверхности составляет величину 2,54 м вдоль направляющей. При длине образующей  $L_{\text{обр}} = 0,5$  м, рабочая площадь составляет 1 м<sup>2</sup>.

Общая геометрия антенны будет следующей: шаг вдоль направляющей  $d_x = 1,0 \lambda = 3$  см; при условии ограничения размеров сектора излучения цилиндрической ФАР по углу места до величины  $55^\circ$  шаг вдоль образующей решетки –  $d_z = 0,8\lambda = 2,4$  см; количество излучателей, принимающих участие в формировании поля, будет  $N = (M_x = 88) \times (N_z = 20) = 1760$ ; радиус цилиндра при этом составит  $R_c = 1,25$  м; коэффициент направленного действия антенны  $D \approx 10000$ . В этом случае для достижения внутриполосного ФП на дальности 5 км мощность, подводимая к одному элементу ФАР, с учетом КПД должна быть больше, чем  $P_{\text{изл}} = 110$  Вт.

Отметим, что аналогичные результаты получаются и для ближней границы дальней зоны  $R_{\phi} = 400$  м.

## **5.2 Основные расчетные соотношения для определения структуры поля сфокусированных радиоимпульсов, излучаемых ЦФАР**

Учитывая, что антенна передающей радиолинии БПЛА имеет вертикальную поляризацию и курсовые параметры движения цели неизвестны, рассмотрим случай передающей цилиндрической ФАР с круговой поляризацией. В этом случае коэффициент рассогласования по поляризации можно принять  $K_{\text{пол}} = 0,5$ . С целью разработки практических рекомендаций по созданию многочастотного средства ФП рассмотрим ФАР с излучателями в виде пирамидальных рупоров. Круговая поляризация может быть обеспечена путем добавления в питающий прямоугольный волновод фазосдвигающей секции и разворотом горловины рупора на угол  $45^\circ$  по отношению к питающему волноводу.

Известно, что рупорные излучатели имеют равномерное амплитудное распределение в вертикальной и спадающее к краям амплитудное распределение в горизонтальной плоскости <sup>281</sup>. Эскиз цилиндрической ФАР с рупорными излучающими элементами и расчетные системы координат представлены на рис. 5.2.

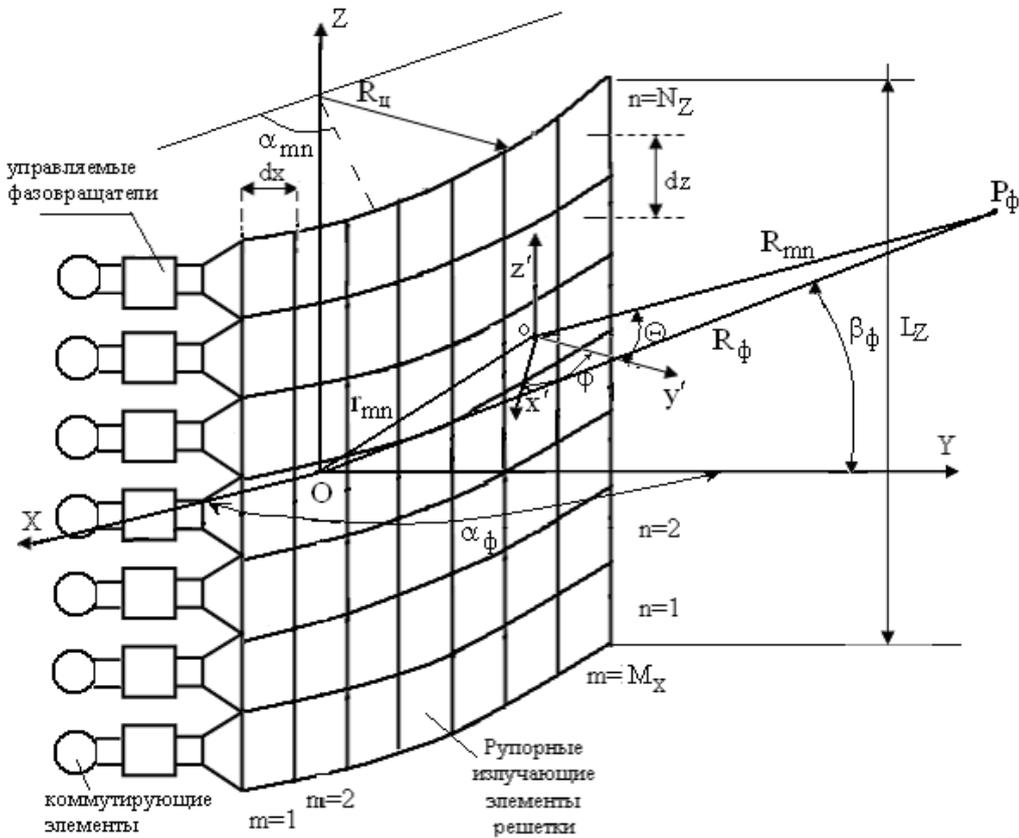


Рисунок 5.2 – Рабочая зона ФАР в общей системе координат OXYZ, излучатель в местной системе координат  $ox'y'z'$

Как отмечалось выше, к основным конструктивным особенностям ЦФАР, которые должны учитываться при анализе пространственных, временных и энергетических характеристик сфокусированных ЭМИ, относятся следующие:

- излучающие элементы располагаются на выпуклой поверхности, форму которой необходимо задавать в принятой при расчётах системе координат;
- оси излучающих элементов расположены по нормали к выпуклой поверхности и не параллельны друг другу.

<sup>281</sup> Keith Florig H. High power microwave coupling and effects on electronics // Annales de Physique. – 1989. – Vol. 14, № 2. – P. 101-118.

Напряженность электрического поля  $E_{0m}$  в направлении главного максимума определяется в виде <sup>282</sup>:

$$E_{0m} = \frac{\sqrt{60PG}}{R_\phi}, \quad (5.1)$$

где  $P$  – мощность, подводимая к антенне;

$G$  – коэффициент усиления антенны;

$R_\phi$  – расстояние от антенны до места расположения поражаемого БПЛА.

Мгновенное значение напряженности электрического поля будет иметь вид:

$$E_0 = \frac{\sqrt{60PG}}{R_\phi} e^{-j(\omega t - kR_\phi)}. \quad (5.2)$$

Зависимость (5.2) справедлива для антенн любого типа, если подставить в них значение коэффициента направленного действия.

Для проведения расчетов напряженности электрического поля, создаваемого ЦФАР в заданной точке наблюдения (или в заданный момент времени) для одиночного импульса, воспользуемся выражением<sup>283</sup>:

$$\dot{E}(P_\phi, t) = \sum_{m=1}^{M_x} \sum_{n=1}^{N_z} \frac{\dot{F}_{mn}(\beta_\phi, \alpha_\phi)}{R_{mn}} \sqrt{60P_{mn} G_{\max mn}} \times \exp \left\{ j \left[ 2\pi f_{0 mn} \left( t - \frac{R_{mn}}{c} \right) + \varphi_{0 mn} \right] \right\}, \quad (5.3)$$

где  $m$  и  $n$  – индексы, определяющие номер излучателя;

$M_x, N_y$  – количество излучающих элементов вдоль направляющей и образующей цилиндра соответственно;

$\dot{F}_{mn}(\beta_\phi, \alpha_\phi)$  – векторная комплексная нормированная ДН излучателя

ЦФАР в общей системе координат;

$R_{mn}$  – расстояние от излучателя решетки до точки фокусировки;

$P_{mn}$  – мощность, подводимая к  $mn$ -му элементу ФАР;

<sup>282</sup> Шифрин Я.С. Антенны / Я.С. Шифрин. – Х.: ВИРТА им. Говорова, 1976. – 407 с.

<sup>283</sup> Ермаков Г.В. Фокусировка электромагнитного излучения цилиндрической фазированной антенной решеткой с пространственно-фазо-частотным управлением / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системы управління, навігації та зв'язку. – К.: ДП "ЦНДІ НУ", 2010. – Вып. СУНЗ-3(15). – С.58-62.

$G_{\max mn}$  – коэффициент усиления одиночного излучателя;  
 $f_{0 mn}, \varphi_{0 mn}$  – частота и начальная фаза спектральной составляющей МЧ сигнала, подводимая к элементу ЦФАР;  
 $t$  – момент времени наблюдения.

В рассматриваемом случае для ФП радиоэлектронных систем БПЛА используется пачка импульсов  $N$  (5.3). Тогда поле в окрестности точки фокусировки  $P_\phi$  будет представлять собой последовательность МЧ ПВС, где каждый фокусируемый сигнал описывается выражением (5.3) с максимумом, формируемым в точке  $P_\phi$ , с учетом периода следования импульсов:

$$\dot{E}_\Sigma(P_\phi, t) = \sum_{i=1}^N \dot{E}(P_\phi, t - iT_{\text{ПВС}}),$$

где  $T_{\text{ПВС}}$  – период следования воздействующих импульсов, рассчитываемый в соответствии с (1.2).

Как было показано в первом разделе, период следования  $T_{\text{ПВС}}$  выбран таким, чтобы колебания самовозбуждения к приходу каждого последующего импульса затухали не более чем на 50...70%.

В предположении, что излучателями ЦФАР являются пирамидальные рупора, выражения для ДН в главных плоскостях описываются зависимостями (5.1).

При определении напряженности электрического поля в точке фокусировки  $P_\phi(x_\phi, y_\phi, z_\phi)$  для  $mn$ -ого излучателя необходимо предварительно рассчитать координаты  $x_{mn}, y_{mn}, z_{mn}$  расположения источника в заданной системе координат.

Исходными данными для расчета в этом случае являются радиус направляющей цилиндра  $R_\Pi$ , количество излучателей вдоль направляющей  $N_Z$ , длина образующей  $L_Z$  и количество излучателей вдоль образующей  $M_x$ :

$$d_x = \frac{2\pi R_\Pi}{M_x}, \quad \alpha_{mn} = 2 \arcsin\left(\frac{2R_\Pi}{d_x}\right), \quad d_z = \frac{L_Z}{N_Z}. \quad (5.4)$$

Для сделанных предположений координаты  $mn$ -ого излучателя будут:

$$x_{mn} = R_\Pi \cos \alpha_{mn}, \quad y_{mn} = R_\Pi \sin \alpha_{mn}, \quad z_{mn} = nd_z. \quad (5.5)$$

Тогда расстояние от начала координат до точки расположения излучателя определится из выражения:

$$r_{mn} = \sqrt{x_{mn}^2 + y_{mn}^2 + z_{mn}^2},$$

от излучателя до точки фокусировки:

$$R_{mn} = \sqrt{(x_{\Phi} - x_{mn})^2 + (y_{\Phi} - y_{mn})^2 + (z_{\Phi} - z_{mn})^2},$$

от начала координат до точки фокусировки  $P_{\Phi}(x_{\Phi}, y_{\Phi}, z_{\Phi})$ :

$$R_{\Phi} = \sqrt{x_{\Phi}^2 + y_{\Phi}^2 + z_{\Phi}^2}.$$

Как следует из рис. 5.3 а), б) расстояние от центрального излучателя до точки фокусировки будет:

$$R_{mn0} = \sqrt{x_{\Phi}^2 + y_{\Phi}^2 + (z_{\Phi} - R_{\Pi})^2}.$$

Для расчета напряженности электрического поля в соответствии с (5.3) необходимо для каждого  $mn$ -ого излучателя выполнить пересчет ДН из общей в местную систему координат. Для этого воспользуемся вспомогательными рисунками (рис. 5.3).

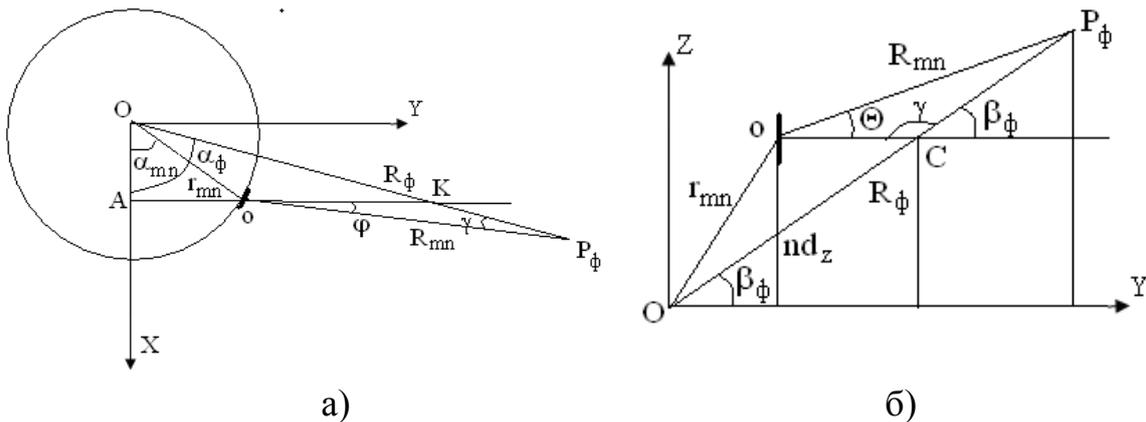


Рисунок 5.3 – Пояснения к пересчету углов фокусировки из общей в местную систему координат

Из рис. 5.3, а) вытекают следующие соотношения:

$$|OA| = r_{mn} \cos \alpha_{mn}, \quad |OK| = \frac{|OA|}{\cos \alpha_{\Phi}},$$

$$|KP_\phi| = R_\phi - |OK| = R_\phi - r_{mn} \frac{\cos\alpha_{mn}}{\cos\alpha_\phi},$$

$$\begin{aligned} |Ao| &= |OA| \operatorname{tg}\alpha_{mn}, \quad |AK| = |OA| \operatorname{tg}\alpha_\phi, \\ |oK| &= |AK| - |Ao| = |OA| (\operatorname{tg}\alpha_\phi - \operatorname{tg}\alpha_{mn}) \end{aligned}$$

$$\gamma = \arccos \left( \frac{|KP_\phi|^2 + R_{mn}^2 - |OK|^2}{2|KP_\phi|R_{mn}} \right)$$

По теореме синусов:  $\frac{|oK|}{\sin \gamma} = \frac{|KP_\phi|}{\sin \varphi}$ ,  $\varphi = \arcsin \frac{|KP_\phi|}{|oK|} \sin \gamma$

$$\varphi_\phi = \frac{R_\phi - r_{mn} \frac{\cos\alpha_{mn}}{\cos\alpha_\phi}}{r_{mn} \cos\alpha_{mn} (\operatorname{tg}\alpha_\phi - \operatorname{tg}\alpha_{mn})} \sin \gamma. \quad (5.6)$$

Из рис. 5.3, б имеем:

$$|OC| = \frac{nd_z}{\sin \beta_\phi}, \quad |CP_\phi| = R_\phi - |OC| = R_\phi - \frac{nd_z}{\sin \beta_\phi}, \quad \gamma = \pi - \beta_\phi$$

По теореме синусов:

$$\frac{R_{mn}}{\sin \gamma} = \frac{|CP_\phi|}{\sin \Theta} = \frac{R_{mn}}{\sin(\pi - \beta_\phi)} = \frac{R_\phi - \frac{nd_z}{\sin \beta_\phi}}{\sin \Theta}$$

$$\Theta_\phi = \arcsin \left( \frac{R_\phi \sin \beta_\phi - nd_z}{R_{mn}} \right). \quad (5.7)$$

С учетом (5.6), (5.7) амплитудная ДН  $m$ -ного рупора  $F_{mn}(\Theta_\phi, \varphi_\phi)$  будет иметь вид<sup>284</sup>:

<sup>284</sup> Антенные устройства / Под ред. В.Е. Ямайкина. – Минск: МВИРТУ, 1965. – 530 с.

$$F_{mn}(\Theta_\phi, \varphi_\phi) = \frac{1 + \cos \Theta_\phi \sin \Psi_E}{2} \frac{\cos \Psi_H}{\Psi_E} \frac{1}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \Psi_H\right)^2}, \quad (5.8 \text{ а})$$

где  $\Psi_E = \frac{\pi L_E}{\lambda} \sin \Theta_\phi \cos \varphi_\phi$ ,  $\Psi_H = \frac{\pi L_H}{\lambda} \sin \Theta_\phi \sin \varphi_\phi$  – обобщенные

углы;

$L_E, L_H$  – линейные размеры раскрыва рупора;

$\lambda_B$  – длина волны в волноводе.

Учитывая, что для пирамидальных рупоров фазовое распределение вдоль апертуры является постоянным, общее соотношение для напряженности электрического поля, создаваемого одиночным импульсом, излучаемым цилиндрической ФАР, в точке фокусировки (5.3) с учетом (5.6), (5.7), (5.8а,б) имеет вид:

$$\dot{E}(P_\phi, t) = \sum_{m=1}^{M_x} \sum_{n=1}^{N_z} \frac{\dot{F}_{mn}(\varphi_\phi, \Theta_\phi)}{R_{mn}} \sqrt{60 P_{mn} G_{\max mn}} \times \exp \left\{ j \left[ 2\pi f_{0mn} \left( t - \frac{R_{mn}}{c} \right) + \varphi_{0mn} \right] \right\}, \quad (5.8 \text{ б})$$

где  $\varphi_\phi, \Theta_\phi$  – углы в направлении на точку фокусировки и определяемые из выражений (5.6), (5.7);

$f_{0mn}, \varphi_{0mn}$  – частота и фаза спектральной составляющей, излучаемая  $mn$ -м излучателем.

Рассматриваемая конструкция цилиндрической ФАР с пирамидальными излучателями имеет круговую поляризацию. В этом случае можно предположить, что поляризационная ДН не будет зависеть от положения отдельного излучателя.

Если расстояние  $R_{mn}$  разложить в ряд Тейлора в районе точки фокусировки, ограничившись первыми тремя членами разложения, и считать допустимым  $|y_{mn}| \ll |y_\phi|$ , то выражение для максимального значения поля одиночного импульса, излучаемого цилиндрической ФАР, в точке фокусировки  $P_\phi$  в момент времени  $t_\phi$  примет вид:

$$\dot{E}(P_\phi, t_\phi) = \sum_m^{M_x} \sum_n^{N_z} \frac{\dot{F}_{mn}(\varphi_\phi, \Theta_\phi)}{R_{mn}} \sqrt{60P_{mn} G_{\max mn}} \times$$

$$\times \exp \left[ -j \left[ \frac{2\pi f_{0mn}}{c} \left[ ct_\phi - y_\phi - \frac{\rho_{mn}^2}{2y_\phi} - \frac{x_\phi^2 + z_\phi^2}{2y_\phi} + \frac{x_{mn}x_\phi + z_{mn}z_\phi}{y_\phi} + Y_{mn} \right] + \varphi_{0mn} \right] \right], \quad (5.9)$$

где  $\rho_{mn}^2 = x_{mn}^2 + z_{mn}^2$ ;

$$Y_{mn} = y_{mn} + \frac{\rho_{mn}^2 + x_\phi^2 + z_\phi^2}{2y_\phi^2} y_{mn} - \frac{x_{mn}x_\phi + z_{mn}z_\phi}{y_\phi^2} y_{mn};$$

$$t_\phi = \frac{\sqrt{x_\phi^2 + y_\phi^2 + z_\phi^2}}{c}.$$

Выражение (5.9) является общим и справедливо для ближней и дальней зоны. При расчете сфокусированных полей (5.9) в точке фокусировки  $P_\phi(x_\phi, y_\phi, z_\phi)$ , изменяя параметр  $t_\phi$  в пределах периода следования МЧ ПВС  $|t_\phi| \leq \frac{T_{ПВС}}{2}$ , можно рассчитать фокусируемое пятно в пределах  $R_\phi \pm 40$  м, что позволяет оценить точность требуемого ЦУ и энергетические соотношения для фокусируемого поля.

Условие синфазного сложения волн выполняется в случае:

$$2\pi f_{0mn} \left( t_\phi - \frac{R_{mn}}{c} \right) + \varphi_{0mn} = 0. \quad (5.10, а)$$

В случае, когда точка фокусировки расположена на направлении нормали, т.е. на оси ОУ (рис. 5.2),  $x_\phi = z_\phi = 0$  и в предположении  $|y_{mn}| \ll |y_\phi|$  выражение (5.10) может быть преобразовано к виду:

$$\frac{2\pi f_{0mn}}{c} \left[ ct_\phi - y_\phi - \frac{x_{mn}^2 + z_{mn}^2}{2y_\phi} \right] + \varphi_{0mn} = 0,$$

$$\varphi_{0mn} = \frac{2\pi f_{0mn}}{c} \cdot \frac{2y_\phi^2 + x_{mn}^2 + z_{mn}^2}{2y_\phi} - 2\pi f_{0mn} t_\phi. \quad (5.10, б)$$

Выражение (5.10, б) определяет закон фазового распределения по апертуре ЦФАР в ближней зоне при фокусировке вдоль направления нормали, зависящего от частотного распределения.

Для линейной антенны  $x_{mn} = 0$ , для монохроматического сигнала  $\varphi_{0mn} = \varphi_0$ . В этом случае выражение (5.10, б) преобразуется к виду:

$$\varphi_{0mn} = k \cdot y_{\phi} - 2\pi f_{0mn} t_{\phi} + \frac{1}{2y_{\phi}} z_{mn}^2.$$

Последнее слагаемое указывает на дополнительный квадратичный закон фазового распределения в ближней зоне, что может служить достоверностью полученных выше результатов.

Учитывая геометрические размеры ЦФАР, для дальней зоны в направлении нормали можно предположить, что  $|x_{mn_{max}} = 1,25 \text{ м}| \ll |y_{\phi}|$  и  $|z_{mn_{max}} = 0,5 \text{ м}| \ll |y_{\phi}|$  выражение (5.10, б) может быть преобразовано к виду:

$$\varphi_{0mn} = \frac{2\pi f_{0mn}}{c} \cdot y_{\phi} - 2\pi f_{0mn} t_{\phi} = f_{0mn} \left( \frac{2\pi}{c} y_{\phi} - 2\pi t_{\phi} \right),$$

т.е. для антенны при расположении точки фокусировки на направлении нормали (ось ОУ) для получения синфазного сложения полей в дальней зоне необходимо задаваться линейным частотным распределением по апертуре, наклон которого зависит от расстояния до точки фокусировки.

При отклонении точки фокусировки по углу места от направления нормали к оси решетки, выражение для фазового распределения будет иметь вид:

$$\varphi_{0mn} = -\frac{2\pi f_{0mn}}{c} \left[ ct_{\phi} - y_{\phi} - \frac{\rho_{mn}^2}{2y_{\phi}} - \frac{x_{\phi}^2 + z_{\phi}^2}{2y_{\phi}} + \frac{x_{mn} x_{\phi} + z_{mn} z_{\phi}}{y_{\phi}} + Y_{mn} \right]. \quad (5.11)$$

Выражение (5.11) является алгоритмом фазирования ЦФАР: после получения ЦУ и определения  $x_{\phi}$ ,  $y_{\phi}$ ,  $z_{\phi}$ ,  $t_{\phi}$  для каждого  $mn$ -ого излучателя определяются его координаты и выбирается значение частоты  $f_{0mn}$ , в соответствии с которым рассчитываются фазы, что обеспечивает синфазное сложение полей спектральных составляющих в точке фокусировки в момент времени  $t_{\phi}$ . Общий алгоритм работы ЦФАР будет представлен ниже.

Для определения параметров пространственно-частотного управления по апертуре цилиндрической ФАР целесообразно рассмотреть предложенное в взаимосогласованное ПЧ управление сигналами в каналах передающих плоских ФАР, которое приводит к формированию пачки МЧ ПВС в окрестности точки фокусировки <sup>285</sup>. Применение линейного распределения частот для плоской ФАР позволяет сформировать в заданном угловом направлении последовательность МЧ ПВС при длинноимпульсном излучении ФАР, т.е. каждый излучатель "излучает" на своей частоте с интервалом, соответствующем периоду  $T_{ПВС}$ . Длительность формируемых одиночных ПВС может составлять единицы наносекунд при излучении каждым каналом ФАР непрерывного монохроматического сигнала (спектральной составляющей) <sup>286</sup>. При изменении линейного закона ПЧ управления по апертуре плоской ФАР необходима дополнительная временная импульсная модуляция излучаемых сигналов для формирования последовательностей ПВС <sup>287,288</sup>.

Закон пространственно-частотного (ПЧ) управления сигналами в плоской передающей ФАР с прямоугольной сеткой размещения излучателей записывается в следующем виде <sup>289,290</sup>:

$$f_{0mn} = \begin{cases} f_0 + |m|\Delta F_x, \\ f_0 + |n|\Delta F_z, \end{cases}$$

$$\text{где } m \in \left[ -\frac{M_x - 1}{2}; \dots 0; \dots \frac{M_x - 1}{2} \right]; \quad n \in \left[ -\frac{N_z - 1}{2}; \dots 0; \dots \frac{N_z - 1}{2} \right],$$

$\Delta F_x, \Delta F_z$  – величина изменения частоты вдоль осей OX и OZ.

<sup>285</sup> Гомозов В.И. Новый метод фокусировки электромагнитных излучений / В.И. Гомозов, А.В. Гомозов // Антенны. - 2001. - Вып. 3(49). - С. 54-60.

<sup>286</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. -Х.: "Городская типография", 2011. - 330 с.

<sup>287</sup> Ziolkowski R. W. New Electromagnetic Directed Energy Pulses / R. W. Ziolkowski // Microwave and Particle Beam Sources and Propagation. SPIE. - 1988. - Vol. 873. - P. 312-319.

<sup>288</sup> Гомозов В. И. Метод формирования последовательностей сфокусированных пространственно-временных импульсов при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре плоских ФАР / В. И. Гомозов, А. В. Гомозов, С. В. Титов // Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. - 2002. - № 130. - С. 33-38.

<sup>289</sup> Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / Под ред. В.И. Гомозова. -Х.: "Городская типография", 2011. - 330 с.

<sup>290</sup> Гомозов В. И. Метод формирования последовательностей сфокусированных пространственно-временных импульсов при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре плоских ФАР / В. И. Гомозов, А. В. Гомозов, С. В. Титов // Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. - 2002. - № 130. - С. 33-38.

В общем случае закон изменения частот должен выбираться, исходя из выражения (5.11). В частном случае можно утверждать, что с учетом кривизны поверхности вдоль направляющей закон распределения несущих частот  $m$ -х излучателей по апертуре цилиндрической ФАР при ПФЧ управлении преобразуется к виду <sup>291</sup>:

$$f_{0mn} = f_0 + m\Delta F_x + F_{\text{доп}}, \quad (5.12)$$

где  $f_0$  – несущая частота центрального излучателя;

$$F_{\text{доп}} = \frac{c}{2\pi R_{\text{ц}}} \frac{1}{[1 - \cos(m\delta\alpha)]} - \text{добавочная частота, позволяющая}$$

обеспечить синфазность плоского эквивалентного раскрыва <sup>292</sup>;

$\delta\alpha = \alpha_{mn} - \alpha_{mn-1}$  – угловая дискрета, вдоль образующей (по оси OZ) он будет линейным.

Полученное выражение указывает, что вдоль направляющей – закон распределения частот будет отличным от линейного и будет зависеть от радиуса цилиндрической ФАР, шага вдоль направляющей и диапазона используемых частот.

Очевидно, что применение ПФЧ управления сигналами (5.11), (5.12) в передающих ЦФАР приводит к формированию в пространстве радиоимпульсов, форма которых определяется суперпозицией полей спектральных составляющих. Спектр сформированного в пространстве радиоимпульса может быть определен, учитывая линейность преобразований сигналов в антенне и пространстве, как преобразование Фурье комплексной напряженности электромагнитного поля в заданной области пространства (в частном случае – в заданной области фокусировки). Запишем выражение для спектра ПВС в следующем виде <sup>293</sup>:

$$\dot{\Phi}(x_{\text{ф}}, y_{\text{ф}}, z_{\text{ф}}, f) = \int_0^T \dot{E}(x_{\text{ф}}, y_{\text{ф}}, z_{\text{ф}}, t) e^{-j2\pi ft} dt, \quad (5.13)$$

<sup>291</sup> Ермаков Г.В. Фокусировка электромагнитного излучения цилиндрической фазированной антенной решеткой с пространственно-фазо-частотным управлением / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ДП "ЦНДІ НУ", 2010. – Вып. СУНЗ–3(15). – С.58-62.

<sup>292</sup> Воскресенский Д.И. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета) / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филиппов. – М.: Сов. радио, 1978. – 301 с.

<sup>293</sup> Содин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

где  $T$  – интервал наблюдения во временной области;

$\dot{E}(x, y, z, t)$  – комплексная напряженность электромагнитного поля.

С учетом рассматриваемых далее дискретных законов распределения частот по апертуре цилиндрической ФАР и применения численных методов расчета сфокусированных МЧ ПВС в дальнейшем будем использовать для определения спектров излучения ФАР дискретное преобразование Фурье<sup>294</sup>. С учетом (5.13), выражение для спектра огибающей МЧ ПВС можно записать в следующем виде<sup>295</sup>:

$$\Phi(x_{\phi}, y_{\phi}, z_{\phi}, m\Delta f) = \sum_{k=0}^{M-1} \left| \dot{E}(x_{\phi}, y_{\phi}, z_{\phi}, k\Delta t) \right| e^{-j2\pi k\Delta f\Delta t}, \quad (5.14)$$

где  $\Delta f$  – интервал дискретизации в частотной области;

$\Delta t$  – интервал дискретизации во временной области;

$M$  – количество отсчетов временной функции, определяемое интервалом наблюдения.

Для выявления основных физических закономерностей ПФЧ фокусировки МЧ ПВС рассмотрим структуру поля излучения цилиндрической ФАР (5.9) с учетом фазового (5.11) и V-образного частотного (5.12) распределений, а также проведем анализ его пространственно-временных и пространственно-частотных характеристик.

### **5.3 Оценивание пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зонах Френеля и Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре**

В первом разделе было определено, что для внутриполосного функционального поражения СВН целесообразно использовать диапазон частот от 10 ГГц до 12 ГГц. Кроме этого указывалось, что для дальности действия  $R=5$  км МЧ средства ФП целесообразно использовать цилиндрическую ФАР с максимальным размером апертуры  $D=2,5$  м; шаг вдоль направляю-

---

<sup>294</sup> Ермаков Г.В. Фокусировка электромагнитного излучения цилиндрической фазированной антенной решеткой с пространственно-фазо-частотным управлением / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ДП "ЦНДІ НУ", 2010.–Вып. СУНЗ-3(15).– С.58-62.

<sup>295</sup> Содин Л.Г. Фокусировка электромагнитного снаряда / Л.Г. Содин // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 2. – С. 238-243.

щей  $d_x=1,0\lambda=3$  см; при условии ограничения размеров сектора излучения цилиндрической ФАР по углу места до величины  $55^\circ$  шаг вдоль образующей решетки –  $d_z=0,8\lambda=2,4$  см; количество излучателей, принимающих участие в формировании поля, будет  $N=(M_x=88)\times(N_z=20)=1760$ ; радиус цилиндра при этом составит  $R_{ц}=1,25$  м; коэффициент направленного действия антенны  $D\approx 10000$ . Как будет показано ниже, для достижения внутриполосного ФП радиоэлектронных систем БПЛА мощность, подводимая к одному элементу ФАР за цикл излучения, с учетом коэффициента потерь  $K_{сп}=-15$  дБ, который учитывает рассогласование ширины спектра ЭМИ с полосой пропускания радиотехнической системы подавляемых БПЛА и учетом возможности воздействия по боковым лепесткам ДН  $K_{yp}=-13$  дБ, составляет 110 Вт.

Как показывает предварительный сравнительный анализ энергетических характеристик средств ФП поражения с МЧ ПВС со сверхширокополосными сигналами, очевидно, что при использовании последних требуются существенно большие мощности, подводимые к антенне. Это позволяет предположить, что средства ФП радиоэлектронных систем БПЛА, построенные с использованием многочастотных пространственно-временных сигналов, обладают определенным превосходством перед СШП средствами ФП<sup>296</sup>. Кроме этого, как отмечалось выше, при формировании МЧ ПВС сигналов возможно использование готовых, выпускаемых промышленностью генерирующих устройств и блоков. Для цилиндрических ФАР при обеспечении фокусировки путем создания МЧ ПВС необходимо предусмотреть линейное распределение частот по апертуре антенны вдоль образующей и нелинейное (5.12) вдоль направляющей для заданного рабочего спектра длин волн. В этом случае скважность пачки составит величину  $Q=50$ .

С учетом выбранного для ФП диапазона длин волн дискретность частоты между соседними излучателями может быть выбрана  $\Delta F_z = 2\text{ГГц}/10 = 200\text{МГц}$ ,  $\Delta F_x = 2\text{ГГц}/44 = 45\text{МГц}$  и, соответственно, максимальный разнос несущих частот по апертуре ФАР составляет  $F_{x\max} = F_{z\max} = 2\text{ГГц}$ .

На рис. 5.4 приведено распределение несущих частот, рассчитанное в соответствии с выражением (5.12). Распределение вдоль направляющей

---

<sup>296</sup> Ермаков Г.В. Анализ возможностей применения многоступенчатого V-образного закона распределения несущих частот по апертуре цилиндрической ФАР / Г.В. Ермаков, В.В.Новосолов, М.Н. Ясечко // Съом наукова конференція "Новітні технології – для захисту повітряного простору" Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба (13-14 квітня 2011 року) – Х.: ХУПС, 2011. – С. 171.

является линейным. Распределение вдоль образующей отличается от линейного и зависит от радиуса цилиндра.

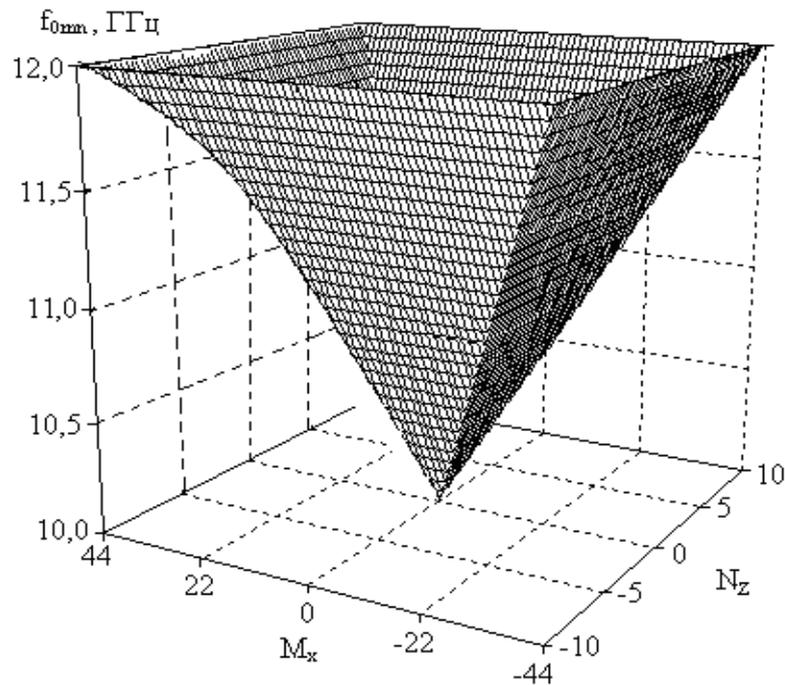


Рисунок 5.4 – Распределение несущих частот по излучателям цилиндрической ФАР ( $Q=50$ )

С целью анализа процесса формирования поля МЧ ПВС в зоне Фраунгофера целесообразно рассмотреть также структуру сфокусированного поля в зоне Френеля.

Для оценки возможностей ФП радиоэлектронных систем БПЛА с помощью МЧ ПВС, а также решения задач скрытности и обеспечения ЭМС необходимо рассмотреть различные виды амплитудного распределения по раскрытию ФАР и рассчитать напряженность электрического поля в точке фокусировки. Относительно функции амплитудного распределения по раскрытию обычно делают предположение, что она является разделяющейся, т.е.  $A(x,y)=A(x)A(y)$ . Наиболее общей и широко используемой функцией амплитудного распределения поля в раскрытии является выражение вида<sup>297</sup>:

$$A(m, n) = A(x_{mn}, y_{mn}) = \left[ \mu_x + (1 - \mu_x) \cos^\alpha \frac{\pi x_{mn}}{L_x} \right] \times \left[ \mu_y + (1 - \mu_y) \cos^\beta \frac{\pi y_{mn}}{L_y} \right], \quad (5.15)$$

где  $\mu_x, \mu_y \in (0; 1)$ ;  $\alpha, \beta = 0, 1, 2, \dots$

<sup>297</sup> Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия / О.И. Шелухин. – М.: Радио и связь, 1989. – 237 с.

Выбирая параметры  $\mu_x, \mu_y, \alpha, \beta$ , можно с достаточной для практики точностью аппроксимировать всевозможные реальные распределения.

С учетом амплитудного распределения выражение (5.9) для точки фокусировки, находящейся на оси  $Oy$  ( $x_\phi = z_\phi = 0$ ) примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{E}(y_\phi, t_\phi) = & \sum_{m=-\frac{M_x-1}{2}}^{\frac{M_x-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} \frac{\dot{F}_{mn}(\phi, \Theta_\phi)}{R_{mn}} A_{mn} \sqrt{60P_{mn} G_{\max mn}} \times \\ & \times \exp \left( -j \left[ 2\pi f_{0mn} \left[ t_\phi - \frac{y_\phi}{c} - \frac{\rho_{mn}^2}{2cy_\phi} - \frac{x_\phi^2 + z_\phi^2}{2cz_\phi} + \frac{x_{mn}x_\phi + z_{mn}z_\phi}{cy_\phi} + Y_{mn} \right] + 0_{mn} \right] \right). \end{aligned} \quad (5.16, a)$$

В выражении (5.16, а) учитывается, что фазирование ЦФАР осуществляется для точки фокусировки  $P_\phi$ . Поле в окрестности точки фокусировки рассчитывается в виде:

$$\begin{aligned} \dot{E}(x, y, z_\phi, t) = & \sum_{i=-\frac{K_y-1}{2}}^{\frac{K_y-1}{2}} \sum_{j=-\frac{K_x-1}{2}}^{\frac{K_x-1}{2}} \sum_{m=-\frac{M_x-1}{2}}^{\frac{M_x-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} \frac{\dot{F}_{mn}(\phi, \Theta_\phi)}{R_{mn}} A_{mn} \sqrt{60P_{mn} G_{\max mn}} \times \\ & \times \exp \left( -j \left[ 2\pi f_{0mn} \left[ t - \frac{y_i}{c} - \frac{\rho_{mn}^2}{2cy_i} - \frac{x_j^2 + z_\phi^2}{2cz_\phi} + \frac{x_{mn}x_j + z_{mn}z_\phi}{cy_i} + Y_{mn} \right] + 0_{mn} \right] \right), \end{aligned} \quad (5.16, б)$$

где  $t = t_\phi \pm T_{ПВС}/2$ ;  $x_j = x_\phi \pm \Delta x$ ;  $y_i = y_\phi \pm \Delta y$ .

При проведении расчетов координаты текущей точки  $P(y_i, x_j, z_\phi)$ , принадлежащей фокусируемому пятну в окрестности точки  $P_\phi$ , выбирались из следующих соображений: поперечная координата  $x_j$  изменялась в пределах линейного размера ширины ДН антенны, продольная координата  $y_i$  изменялась в пределах пространственной длительности  $\pm cT_{ПВС}/2$ , координата  $z_\phi$  оставалась неизменной.

Для ЦФАР, образованной системой идентичных излучателей и формирующей луч игольчатого типа, направленный перпендикулярно оси, максимальный КНД можно определить по формуле<sup>298</sup>:

<sup>298</sup> Воскресенский Д.И. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета) / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филиппов. – М.: Сов. радио, 1978. – 301 с.

$$D_{\max} = \begin{cases} \frac{\pi S_{\text{ЭКВ}}}{d_x d_z} & \text{при } d_x > \frac{\lambda}{2}, d_z > \frac{\lambda}{2} \\ \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{ЭКВ}} & \text{при } d_x \leq \frac{\lambda}{2}, d_z \leq \frac{\lambda}{2} \end{cases},$$

где  $S_{\text{ЭКВ}}$  – площадь эквивалентного раскрыва.

В рассматриваемом случае:  $D_{\max} = 37$  дБ.

На рис. 5.5 – 5.8 приведены нормированные значения напряженности электрического поля одиночного сигнала, излученного цилиндрической ФАР в направлении нормали к плоскости раскрыва  $E_H = E(x, y, z_\phi, t)/E_{\max}$  для ближней и дальней зон, рассчитанные в соответствии с (5.16) при равномерном амплитудном распределении  $A(x_{mn}, y_{mn})=1$ . Максимальное значение соответствует точке фокусировки  $R_\phi$ .

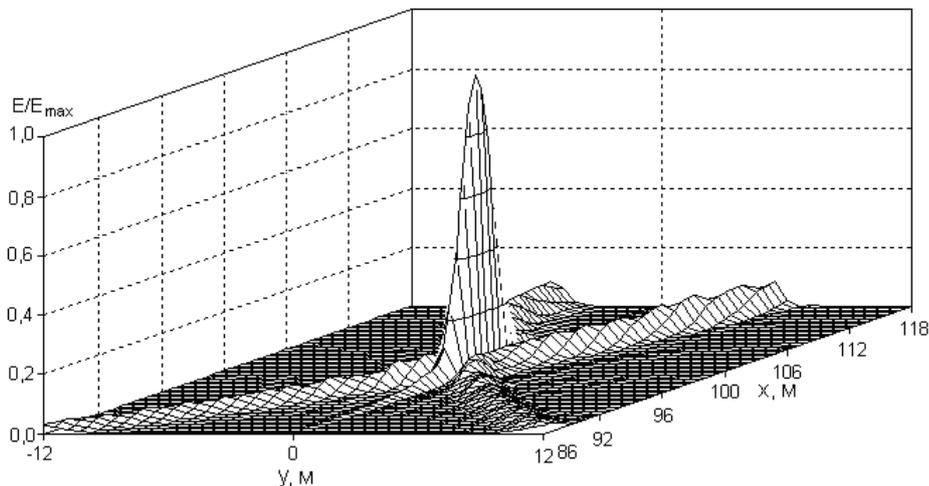


Рисунок 5.5 – Одиночный МЧ ПВС в направлении нормали к цилиндрической ФАР в зоне Френеля ( $R_\phi=100$  м)

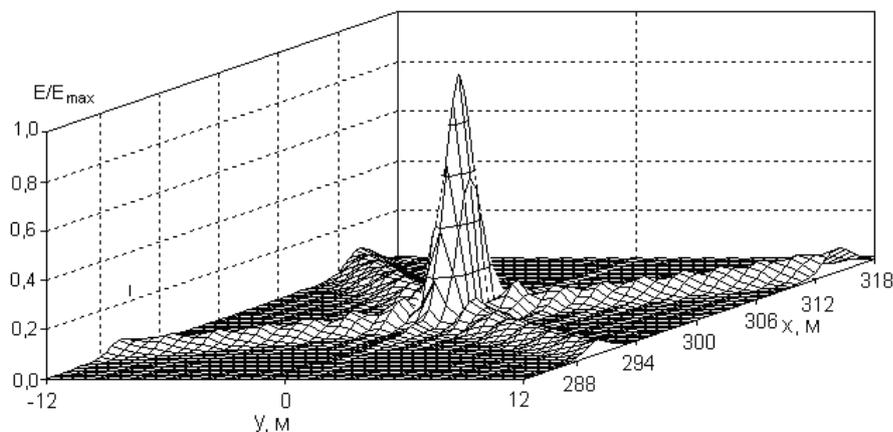


Рисунок 5.6 – Одиночный МЧ ПВС в направлении нормали к цилиндрической ФАР в зоне Френеля ( $R_\phi=300$  м)

Направление фокусировки осуществляется вдоль нормали к оси ФАР, т.е. вдоль оси  $Oy$ . Как показали расчеты, применение V-образного закона распределения частот и квадратичного фазового распределения позволяет сформировать МЧ ПВС.

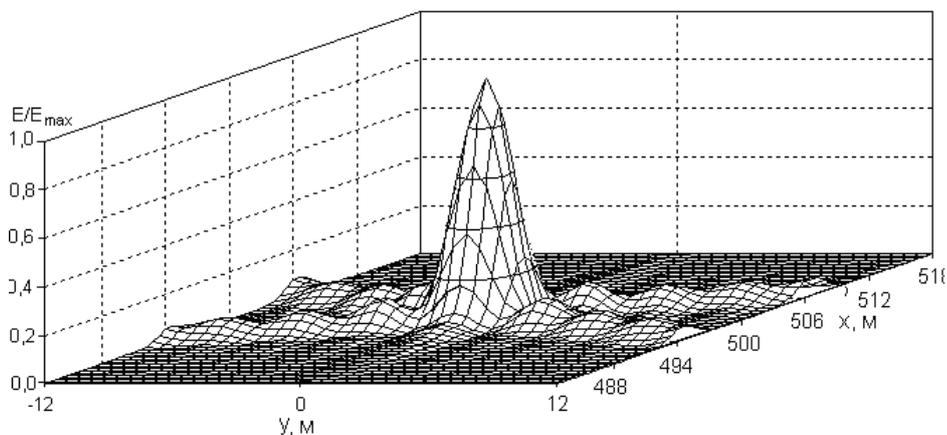


Рисунок 5.7 – Одиночный МЧ ПВС в направлении нормали к цилиндрической ФАР в зоне Фраунгофера ( $R_{\Phi}=500$  м)

Из анализа рис. 5.5 – 5.7 следует, что пространственная длительность импульса вдоль направления фокусировки составляет величину порядка 10 м, в поперечном направлении – 20 м по уровню 0,1. При увеличении расстояния до точки фокусировки (зона Фраунгофера) пространственная длительность импульса вдоль направления фокусировки увеличивается до 15 м, в поперечном направлении – до 30 м, пространственная длительность импульса равна 7,65 м, линейный размер ДН для  $R_{\Phi}=500$  м составляет величину 14 м.

Известно, что для ближней зоны говорить о ДН некорректно, а полученный эффект можно объяснить наличием дополнительного фазового управления в виде квадратичного фазового распределения, что характерно только для ближней зоны.

Расчеты также показали, что с расстоянием происходит расширение МЧ ПВС, что обусловлено изменением фазового распределения спектральных составляющих, которое стремится к равномерному, т.е. уменьшается разница в набегах фаз между гармониками за счет уменьшения влияния линейного распределения частот по апертуре антенны.

Из рис. 5.8 также следует, что крутизна переднего фронта – 1,5 нс, уровень первого бокового лепестка – порядка  $-10$ дБ, длительность одиночного импульса – порядка 5 нс, что соответствует требованиям, определенным в

первом разделе. Очевидно, что сформированный МЧ ПВС при изменении азимута точки наблюдения меняться не будет, что является существенным достоинством цилиндрической ФАР перед плоской. При таких пространственных размерах фокусируемого пятна (в продольном направлении – 15 м, в поперечном – около 40 м) точность целеуказания, обеспечивающая наведение МЧ ПВС в точку фокусировки для  $R_{\Phi} = 5$  км, должна быть: по углам около  $0,4$ , по дальности – менее 15 м. Очевидно, что добиться таких требований для штатных радиолокационных комплексов ПВО Сухопутных войск проблематично. В соответствии с этим использовать одноступенчатое V-образное распределение частот по апертуре ЦФАР нецелесообразно.

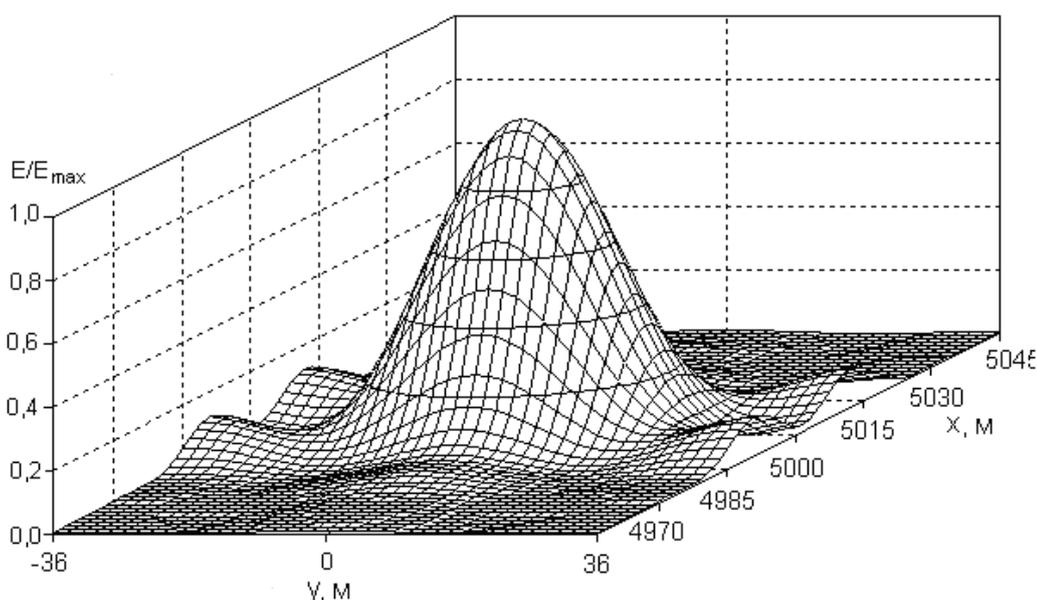


Рисунок 5.8 – МЧ ПВС в направлении нормали к цилиндрической ФАР в зоне Фраунгофера ( $R_{\Phi}=5000$  м) для  $Q=50$

Как видно из рис. 5.8, временная структура сформированного сигнала такова, что часть мощности "перетекает" в боковые лепестки. Результаты расчетов показали, что пиковое значение поля одиночного сигнала составляет величину 63 В/м. Если сопоставить эти данные с приведенными в первом разделе для напряженности поля, достаточной для ФП диодов ( $E=70$  В/м, мощность, излучаемая рабочей зоной ЦФАР  $P_{\text{изл.}} > 0,2$  МВт), то отсюда можно уточнить подводимую к антенне мощность, достаточную для ФП. Известно, что в основном лепестке сигнала содержится порядка 90% излученной мощности<sup>299</sup>. Это необходимо учитывать при выдвигении

<sup>299</sup> Garver R.V., Fazi C., Druns H. Dynamic diode mixer damage measurements //1985 IEEE MTT S Int.Microwave Symp. Digest. – P.535-536.

требований к мощности, подводимой к излучателям. Учитывая равенство Парсеваля

$$\int_{-\infty}^{\infty} |E(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |E(\omega)|^2 d\omega,$$

общая мощность, подводимая к антенне должна быть больше 0,22 МВт. С учетом КПД, неточностей изготовления каналов передающих ФАР, потерях в линии передачи зададимся величиной мощности, подводимой ко всем излучателям рабочей зоны ЦФАР  $P_{\text{изл}}=0,25$  МВт или для одного излучателя  $P_{\text{изл1}}=142$  Вт. В этом случае мощность, рассеиваемая в боковых лепестках сформированного сигнала составит величину порядка 14 Вт, максимальная напряженность поля одиночного сигнала будет порядка 80 В/м (для пачки 80 кВ/м), что больше значения, рассчитанного в первом разделе и достаточного для ФП БПЛА с учетом приемной антенны поражаемого образца и потерь. Отметим, что в этом случае работает тепловой механизм ФП радиоконфлюентов. Однако при формировании сигналов такого типа, т.е. с использованием одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре ЦФАР, возникают проблемы с точностью ЦУ. Кроме этого, результаты расчетов показали, что в зоне Фраунгофера при увеличении дальности фокусировки разность фаз между излучателями уменьшается и пространственно-фазовое управление не оказывает существенного влияния на форму МЧ ПВС.

На рис. 5.9 представлен фрагмент структуры поля, излученного вдоль оси ОУ при длинноимпульсном излучении при V-образной дискретизации частот по апертуре для дальности 5 км. Излученное поле представляет собой периодическую последовательность коротких пространственно-временных импульсов, которые фокусируются на расстоянии 5 км. Мощность ПВИ убывает с расстоянием пропорционально  $1/y^2$ . Период следования импульсов также определяется выражением:

$$T_{\text{ПВС}} \geq \frac{2}{\Delta F}, \quad (5.17)$$

составляет величину 250 нс.

Результаты расчетов также показали, что при увеличении ширины спектра МЧ ПВС уменьшается период следования импульсов и изменяется

длительность одиночного импульса. Этот факт в общем случае может служить для обоснования характеристик формирующей системы при использовании цилиндрической ФАР для решения задачи функционального поражения БПЛА.

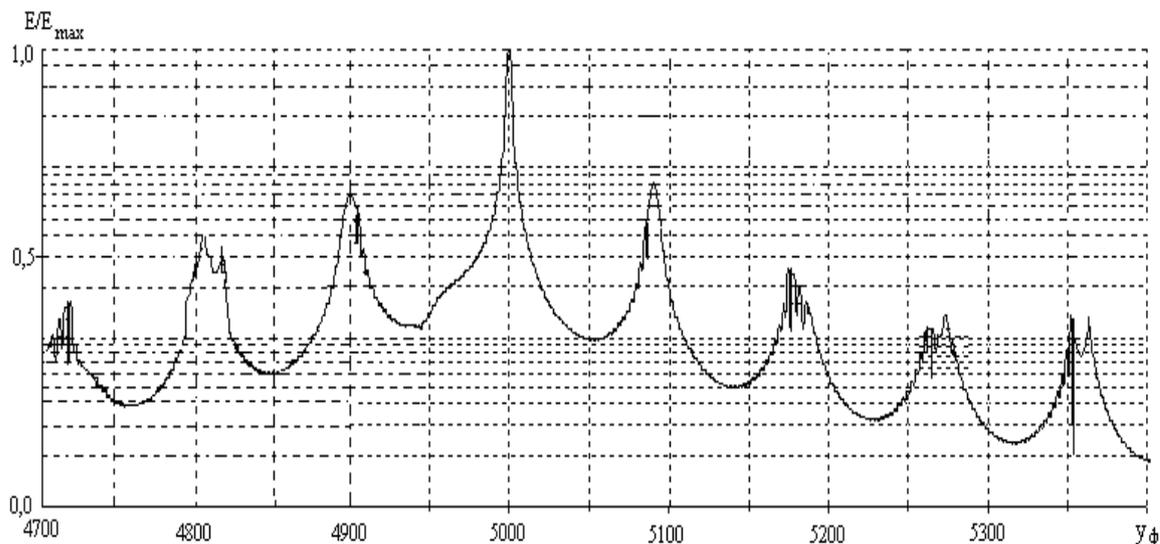


Рисунок 5.9 – Фрагмент структуры поля (8 импульсов из пачки) сформированной последовательности МЧ ПВС вдоль направления нормали при V-образной дискретизации частот по апертуре

На рис. 5.10 представлены нормированные значения напряженности электрического поля цилиндрической ФАР в окрестности точки фокусировки на расстоянии  $y_{\phi}=5$  км для различных амплитудных распределений токов по апертуре: кривая 1 – равномерное амплитудное распределение с параметрами  $\mu_x = \mu_y = 1$ ,  $\alpha = \beta = 1$ ; кривая 2 –  $\mu_x = \mu_y = 0,5$ ,  $\alpha = \beta = 1$ ; кривая 3 –  $\mu_x = \mu_y = 0,2$ ,  $\alpha = \beta = 1$ ).

Анализ рис. 5.10 показывает, что применение амплитудного распределения, спадающего к краям апертуры ФАР, приводит к снижению уровня бокового излучения по оси  $OY$ : для распределения 2 уровень бокового излучения на 10% меньше, чем при равномерном амплитудном распределении, для распределения 3 – на 15% меньше. Расчет абсолютных значений напряженности электрического поля свидетельствует об уменьшении амплитуды МЧ ПВС для распределений, спадающих к краям. Очевидно, это связано с уменьшением коэффициентом направленного действия (КНД) антенны <sup>300</sup>.

<sup>300</sup> Воскресенский Д.И. Выпуклые сканирующие антенны (основы теории и методы расчета) /

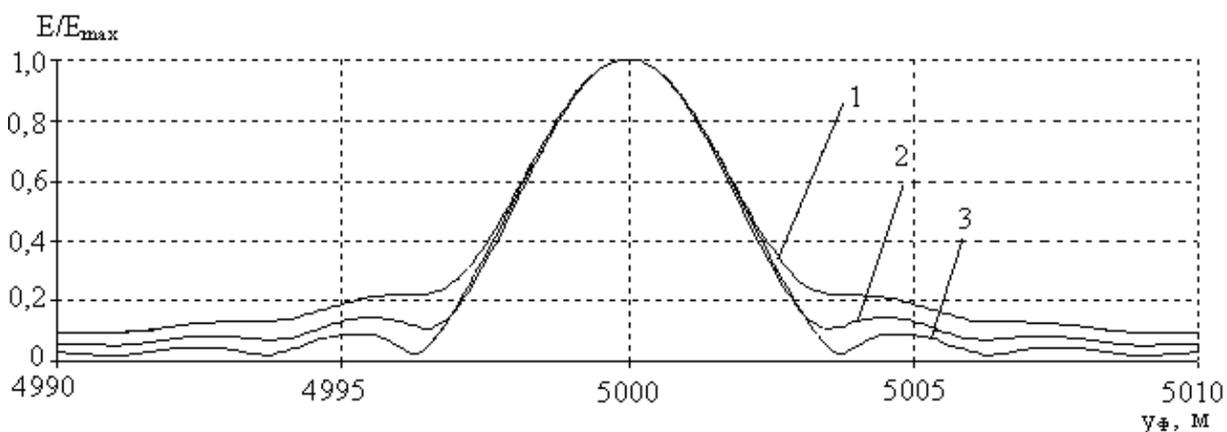


Рисунок 5.10 – Нормированные значения напряженности электрического поля цилиндрической ФАР для различных амплитудных распределений

Анализ результатов математического моделирования поля излучения цилиндрической ФАР в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре, приведенных выше, показывает возможность фокусирования последовательности коротких ПВИ в заданном угловом направлении, определяемом законом ПФЧ управления.

#### **5.4 Разработка рекомендаций по изменению временной структуры МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого V-образного распределения частот**

Как указывалось ранее, МЧ средство ФП РЭС обеспечивает функциональное поражение радиоэлементной базы модулятора передающей радиолинии БПЛА путем воздействия на них мощными короткими импульсами. Результаты математического моделирования показывают, что применение ПФЧ управления МЧ сигналами в каналах передающей цилиндрической ФАР позволяет создавать пачку ПВС, распространяющихся в заданном направлении. Для разработки рекомендаций по изменению временной структуры МЧ ПВС с целью обеспечения эффективного ФП необходимо разработать методы управления размерами сфокусированного пятна.

При использовании равнодискретного одноступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре цилиндрической ФАР,

получим:

$$\Delta F_{\max} = N_z \Delta F_z = M_x \Delta F_x,$$

и скважность формируемой пачки ПВС будет равна:

$$Q \leq \frac{T_{\text{ПВС}}}{\tau_{\text{ПВС}}} = \frac{\Delta F_{\max}}{\min(\Delta F_x, \Delta F_z)}. \quad (5.18)$$

Для эффективного решения задач функционального поражения бортовых радиотехнических систем разведывательного оборудования целесообразно оперативно изменять параметры формируемой последовательности импульсов при их постоянной длительности, т.е. изменять скважность пачки. Из (5.18) видно, что при использовании одноступенчатого V-образного распределения несущих частот по апертуре цилиндрической ФАР скважность сформированной последовательности МЧ ПВС зависит от количества излучающих элементов ФАР. Это приводит к тому, что нельзя изменять шаг  $\Delta F$ , если требуется сохранять строго неизменной длительность  $\tau_{\text{ПВС}}$ . Поэтому, при использовании закона распределения частот вида (5.12), для изменения скважности потребуется изменять количество излучающих элементов ФАР (например, отключать часть излучающих элементов).

При используемом в настоящее время большом количестве излучающих элементов ФАР увеличение скважности может быть реализовано достаточно просто. Сложнее обстоит вопрос, когда требуется уменьшить скважность. Как видно из (5.17), период следования ПВС определяется разном частот между соседними излучающими элементами. Следовательно, для уменьшения скважности необходимо увеличивать дискретизацию частот («шаг» частот между соседними излучающими элементами ФАР). При этом максимальный разнос несущих частот по апертуре  $F_{\max}$  должен оставаться фиксированным для сохранения выбранной длительности ПВС. Эти требования могут быть удовлетворены, если перейти от одноступенчатого к многоступенчатому V-образному закону распределения несущих частот по апертуре цилиндрической ФАР.

## 5.5 Оценивание пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре

Проведенные выше исследования показали, что равнодискретное одноступенчатое V-образное распределение несущих частот по апертуре ФАР позволяет формировать последовательность коротких ПВС, однако оно обладает определенным недостатком, который заключается в невозможности управления скважностью формируемой пачки. Анализ параметров пачки МЧ ПВС показал, что изменение скважности возможно за счет изменения дискретизации частот между соседними излучающими элементами цилиндрической ФАР. Для устранения указанного недостатка для плоской ФАР предлагается использовать многоступенчатое V-образное распределение частот по апертуре<sup>301</sup>:

$$\begin{aligned} f_{0mnx} &= f_0 + v \left[ \frac{|m|}{v} \right] \Delta F_x, \\ f_{0mnz} &= f_0 + v \left[ \frac{|n|}{v} \right] \Delta F_z, \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$m \in \left[ -\frac{M_x - 1}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{M_x - 1}{2} \right]; \quad n \in \left[ -\frac{N_z - 1}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N_z - 1}{2} \right],$$

где  $v$  – коэффициент уменьшения скважности;

$\left[ \frac{|m|}{v} \right], \left[ \frac{|n|}{v} \right]$  – оператор округления результата до ближайшего большего целого числа.

Коэффициент уменьшения скважности

---

<sup>301</sup> Ермаков Г.В. Увеличение пропускной способности радиолокационного канала при использовании многочастотных пространственно-временных сигналов: тези доповідей (Т.2) Всеукраїнської науково-технічної конференції ["Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні"] / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко / Міністерство освіти і науки України, Нац. аерокосмічний університет ("Харківський авіаційний інститут") (13-14 квітня 2010 року) – Х. : НАКУ "ХАІ", 2010. – С. 242.

$$v = \frac{\Delta F_{\max}}{\min(\Delta F_x, \Delta F_z)Q} = \frac{N}{Q} \quad (5.20)$$

показывает, во сколько раз увеличивается дискретизация частоты между соседними ступенями закона частотного распределения (или определяет количество излучающих элементов с одинаковыми несущими частотами в одной ступени частотного распределения). Одноступенчатый V-образный закон распределения несущих частот по апертуре плоской ФАР является частным случаем выражения (5.20) при  $v=1$  ( $Q=50$ ).

В случае использования цилиндрической ФАР, закон изменения частот вдоль направляющей (ось OZ) будет аналогичным закону изменения частот для плоской ФАР. Закон изменения частот вдоль направляющей будет зависеть от радиуса цилиндра и шага решетки  $d_x$ . Общий закон изменения частот по апертуре цилиндрической ФАР с учетом (5.12) будет иметь вид <sup>302</sup>:

$$\begin{aligned} f_{0mnz} &= f_0 + v \left[ \frac{n}{v} \right] \Delta F_z, \\ f_{0mnx} &= f_0 + v \left[ \frac{m}{v} \right] \Delta F_x + F_{\text{допх}}^M, \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\text{где } F_{\text{допх}}^M = \frac{c}{2\pi R_{\text{ц}}} \frac{1}{\left\{ 1 - \cos\left(v \left[ \frac{m}{v} \right] \delta\alpha\right) \right\}}.$$

Закон многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре цилиндрической ФАР (5.21) позволяет проанализировать пространственно–временные характеристики МЧ ПВС с использованием выражения (5.9) для поля, излучаемого цилиндрической ФАР.

Учитывая полученные выше результаты для одноступенчатого V-образного распределения частот, в дальнейшем целесообразно произвести расчет сфокусированного МЧ ПВС только в зоне Фраунгофера, оценить размеры сфокусированного пятна и выдвинуть требования к точности целеуказания.

---

<sup>302</sup> Ермаков Г.В. Оценивание характеристик многочастотных пространственно–временных сигналов при многоступенчатом распределении частот по апертуре цилиндрической ФАР / Г.В. Ермаков, М.Н. Ясечко // Системы обработки информации. – Х.: ХУПС, 2010. – № 9(90). – С. 126-129.

В качестве примера на рис. 5.11 приведено распределение несущих частот по апертуре цилиндрической ФАР для скважности  $Q=8$ ,  $\nu=6$ .

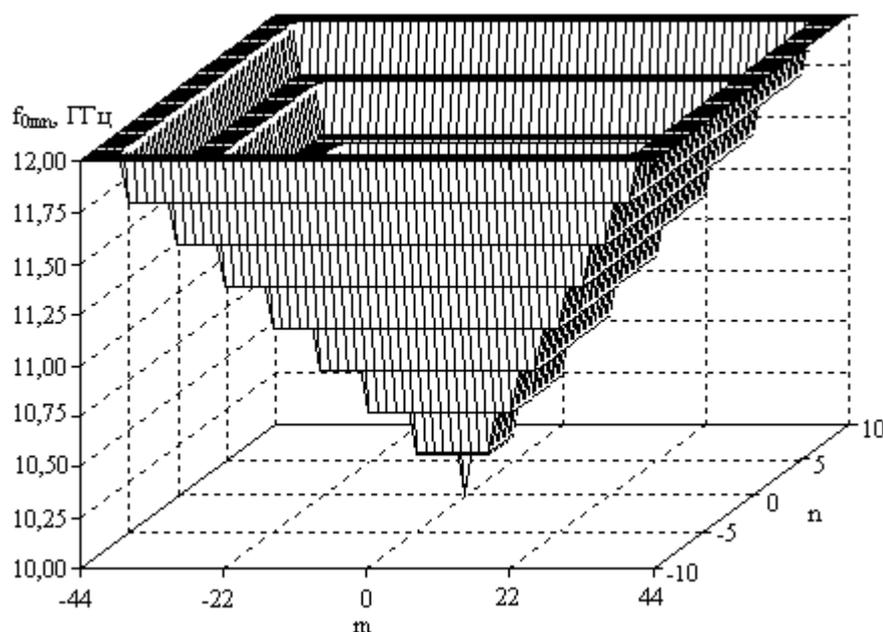


Рисунок 5.11 – Распределение несущих частот по апертуре ЦФАР ( $Q=8$ )

Физически многоступенчатое V-образное распределение частот по апертуре означает, что вместо одного МЧ ПВС формируется несколько импульсов, количество которых соответствует коэффициенту уменьшения скважности  $\nu$ . Таким образом, в области точки фокусировки формируется гребенка МЧ ПВС, что приводит к расширению фокусируемого пятна, поперечный размер которого близок к линейному размеру ДН ЦФАР, пиковое значение напряженности электрического поля каждого из импульсов снижается, однако суммарная мощность воздействующей пачки остается неизменной. Отметим, что в этом случае тепловой механизм ФП не работает, однако, как будет показано в третьем разделе, основным механизмом ФП в этом случае будет механизм накопления повреждений. Такой режим работы целесообразно использовать на больших расстояниях от антенны ( $R > 1400$  м) при ширине ДН  $2\Theta_{0,5P}^0 = 1,6^0$ .

На рис. 5.12 представлено нормированное значение напряженности электрического поля для ПВС с  $\nu=2$  (скважность  $Q=25$ ) для дальности 5 км и ширины спектра сигнала 2 ГГц.

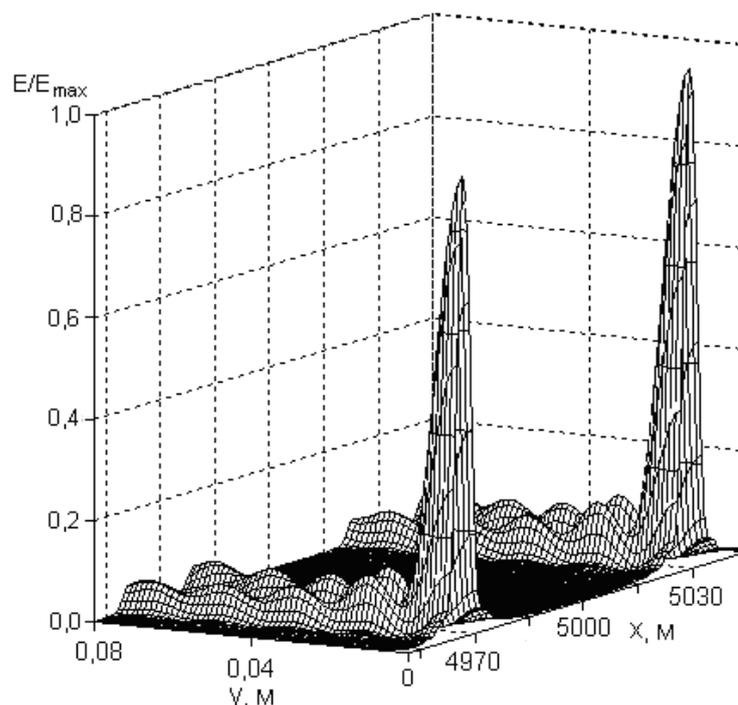


Рисунок 5.12 – Нормированное значение напряженности электрического поля ( $Q=25$ )

Из рис. 5.12 следует, что пространственная длительность одиночного ПВС по уровню 0,1 составляет величину порядка 1 м, т.е.  $\tau_{н}=3$  нс, крутизна переднего фронта – 1 нс, что соответствует заявленным в первом разделе требованиям, уровень первого бокового лепестка – порядка  $-10$  дБ. Поперечный размер «пятна»  $x_{\phi}=70$  м, максимальная напряженность поля для одиночного сигнала составит величину  $E=32$  В/м, т.е. примерно в 2 раза меньше чем при одноступенчатом (с учетом "перетекания" мощности в боковые лепестки). Объяснение этому может быть дано следующее. В формировании результирующего поля принимают участие все излучатели рабочей зоны ЦФАР, к которым подводится та же мощность, что и при одноступенчатом V-образном распределении. При этом формируется два МЧ ПВС с меньшей амплитудой для двух разных законов частотного распределения. Т.е. амплитуда результирующего сигнала становится меньше, а самих сигналов больше в  $\nu$  раз.

Аналогичная картина наблюдается и для других значений скважности: для  $Q=16$ ,  $\nu=3$ ,  $E=20$  В/м (рис. 5.13),  $Q=8$ ,  $\nu=6$ ,  $E=9$  В/м (рис. 5.14).

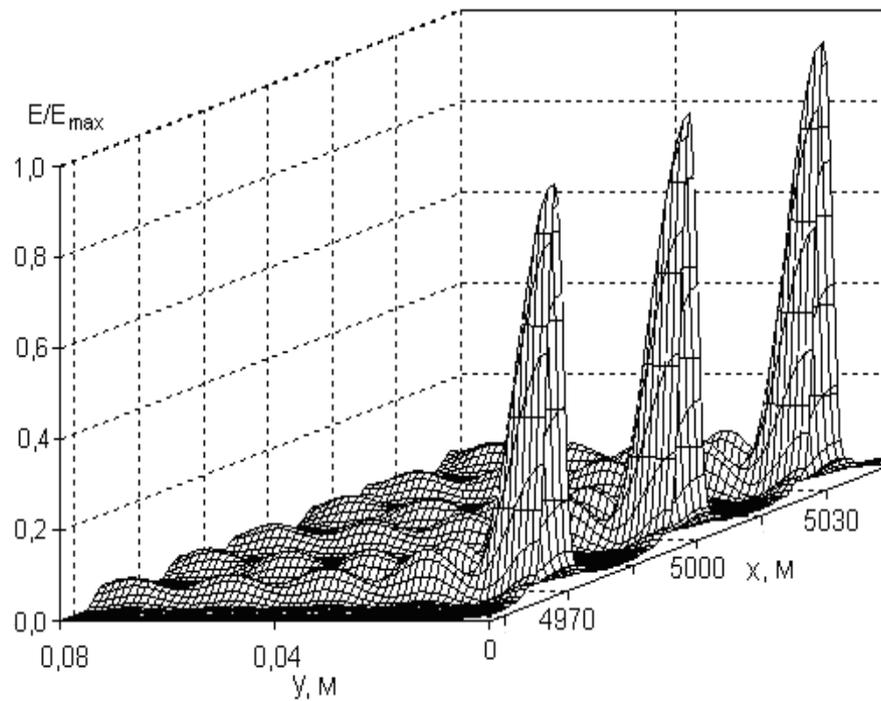


Рисунок 5.13 – Нормированное значение напряженности электрического поля ( $Q=16$ )

Анализ рисунков показывает, что в случае использования многоступенчатого V-образного закона распределения несущих частот при уменьшении скважности сформированной последовательности ПВС не изменяются параметры импульсов, изменяется период следования и структура боковых пиков.

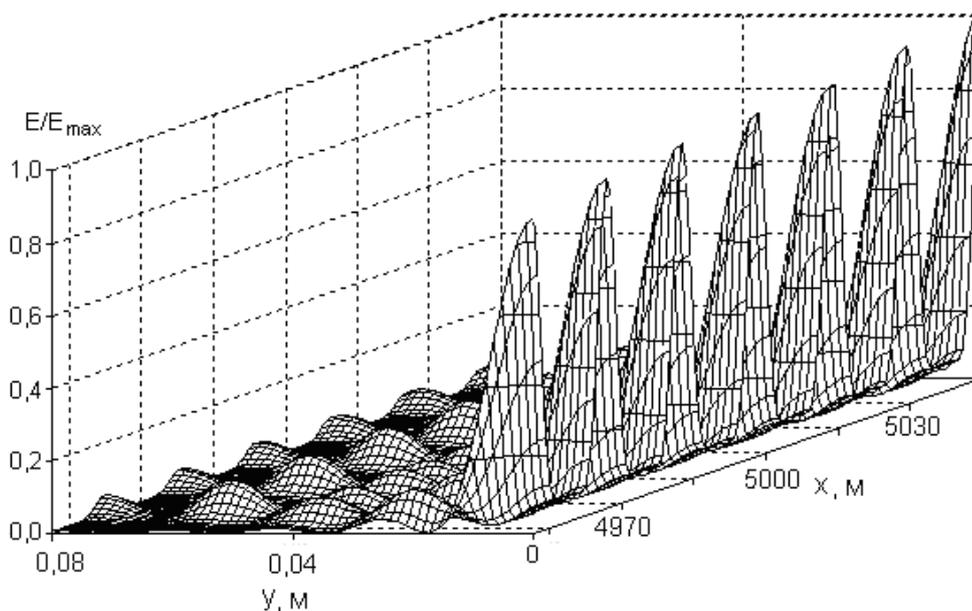


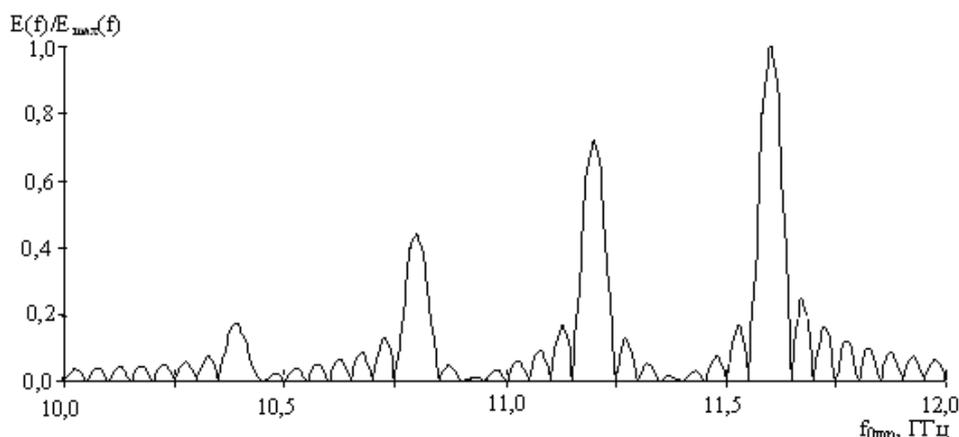
Рисунок 5.14 – Нормированное значение напряженности электрического поля ( $Q=8$ )

Кроме этого, в окрестности точки фокусировки ( $R=5$  км) уровень первого бокового лепестка не превышает  $E_{бок} < 0,15E_{max}$ . Уменьшение скважности приводит к частичному перекрытию дальних боковых лепестков и снижению их уровня по сравнению с полем излучения при использовании одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре.

Для всех значений скважности на рис. 5.12 – 5.14 пространственная длительность сформированной последовательности в продольном направлении по уровню 0,1 составляет величину  $\Delta u_{\phi}=60$  м, определяющую точность целеуказания по дальности, т.е. длительность сигнала, излучаемого РТС разведки, должна быть менее 0,2 мкс. Поперечный размер  $\Delta x_{\phi}=70$  м.

Таким образом, при применении многочастотного V-образного распределения частот по апертуре может быть обеспечена точность выдачи ЦУ станцией сопровождения целей ЗРК "Оса-АКМ". Отметим, что тепловой режим ФП в этом случае не работает. В этом случае процессы, происходящие в полупроводниковых элементах, могут быть описаны с помощью механизма накопления повреждений, который представлен в третьем разделе.

Анализ результатов расчетов показал, что временная структура МЧ сигнала, излучаемого цилиндрической ФАР в азимутальной плоскости вдоль нормали к решетке, не зависит от величины азимута поражаемой цели, так как пространственно-частотный спектр сигнала не изменяется. В то же время при изменении угла места наблюдаемого объекта изменяются условия формирования ПВС, что приводит к изменению его амплитудного спектра. На рис. 5.15 представлен амплитудно-частотный спектр излучаемого сигнала вдоль нормали к ФАР для  $Q=16$ .



Рисонок 5.15 – Амплитудно-частотный спектр сигнала вдоль нормали к ФАР ( $Q=16$ )

На рис. 5.16 представлен амплитудно-частотный спектр излучаемого сигнала при смещении направления фокусировки вдоль образующей на

величину, равную поперечному линейному размеру ПВС  $D=x_\Phi$  при формировании его вдоль нормали к решетке для  $Q=16$ .

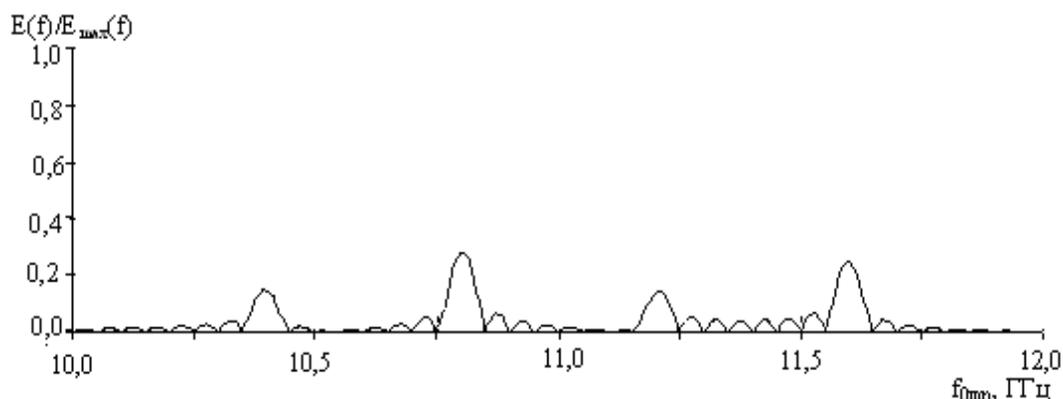


Рисунок 5.16 – Амплитудно-частотный спектр сигнала для  $D=x_\Phi$  ( $Q=16$ )

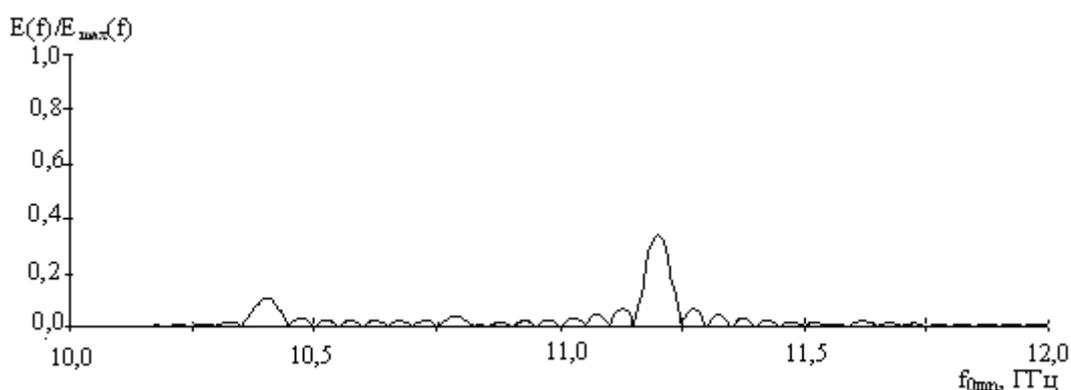


Рисунок 5.17 – Амплитудно-частотный спектр сигнала для  $D=2x_\Phi$  ( $Q=16$ )

На рис. 5.17 представлен амплитудно–частотный спектр излучаемого сигнала при смещении направления фокусировки вдоль образующей на величину, равную двум поперечным линейным размерам ПВС  $D=2x_\Phi$  при формировании его вдоль нормали к решетке для  $Q=16$ . Аналогичные результаты были получены для скважности  $Q=8$ . На рис. 5.18 представлен амплитудно-частотный спектр излучаемого сигнала вдоль нормали к ФАР для  $Q=8$ .

На рис. 5.19 представлен амплитудно–частотный спектр излучаемого сигнала при смещении направления фокусировки вдоль образующей на величину, равную поперечному линейному размеру ПВС  $D=x_\Phi$  при формировании его вдоль нормали к решетке для  $Q=8$ . На рис. 5.20 представлен амплитудно–частотный спектр излучаемого сигнала при смещении направления фокусировки вдоль образующей на величину, равную двум поперечным линейным размерам ПВС  $D=2x_\Phi$  при формировании его вдоль нормали к решетке для  $Q=6$ .

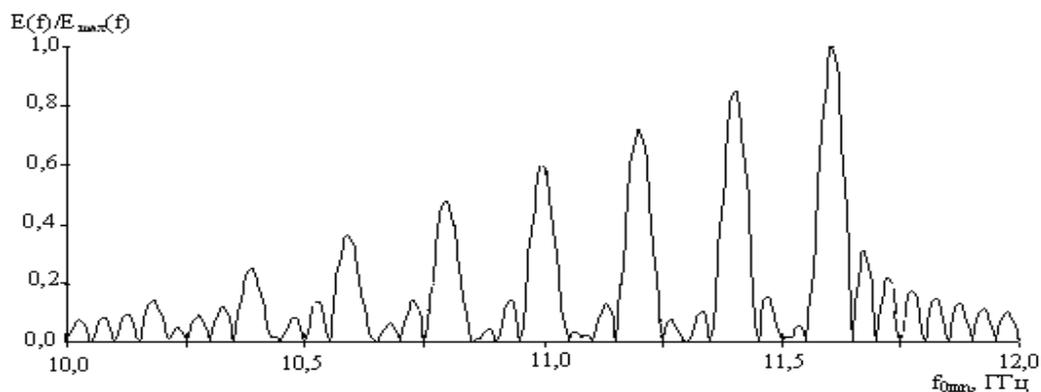


Рисунок 5.18 – Амплитудно-частотный МЧ ПВС сигнала вдоль нормали к ФАР (Q=8)

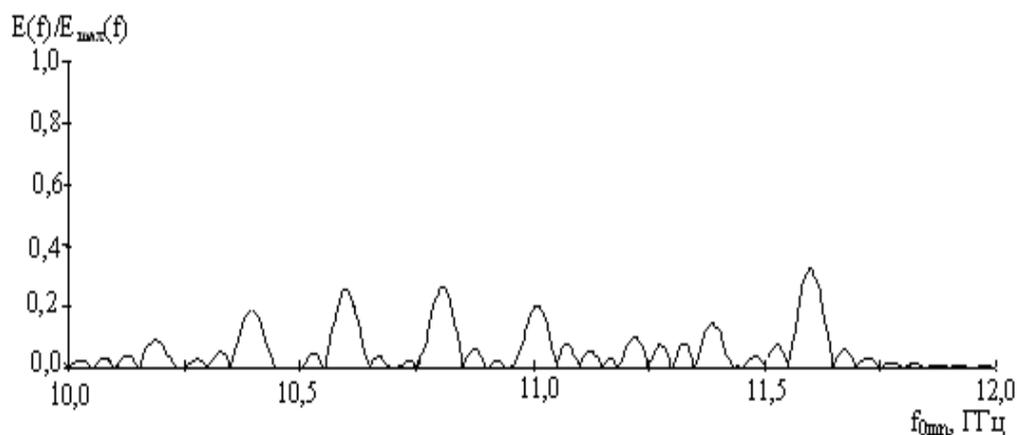


Рисунок 5.19 – Амплитудно-частотный МЧ ПВС для  $D=x_\phi$  (Q=8)

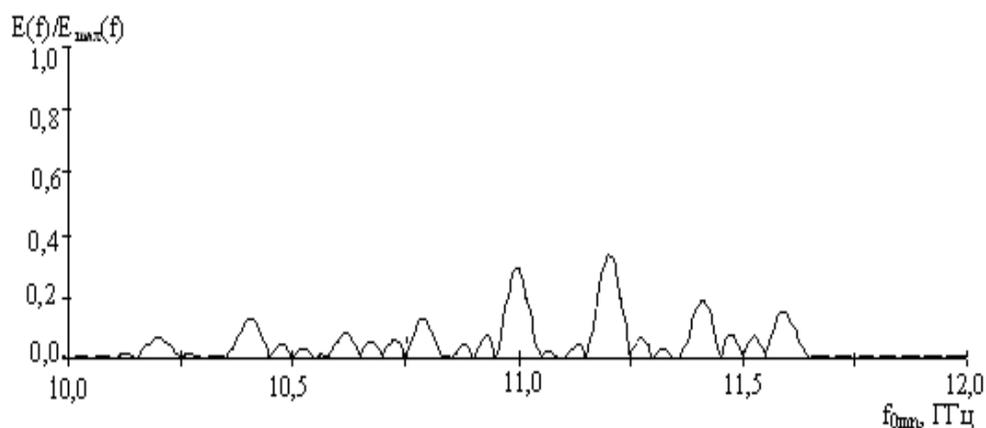


Рисунок 5.20 – Амплитудно-частотный МЧ ПВС для  $D=2x_\phi$  (Q=8)

Из анализа рис. 5.15 – 5.20 следует, что при удалении точки фокусировки от направления нормали к оси ФАР происходит «размытие» МЧ ПВС, напряженность электрического поля существенно снижается (до 70%), структура амплитудно-частотных спектров становится нерегулярной и стремится к шумоподобной. В этом случае уровень сигнала не позволяет говорить о ФП БПЛА.

## Выводы по пятому разделу

1. Проанализированы достоинства выпуклой осесимметричной ФАР для средства ФП радиоэлектронных систем. Проведен расчет рабочей зоны цилиндрической ФАР, в результате чего выявлено, что рабочую зону ФАР для конформного сканирования составляет  $N_p=88$  излучателей, с учетом кривизны поверхности длина апертуры вдоль направляющей составляет величину 2,54 м; при длине образующей  $L_{обр}=0,5$  м, рабочая площадь – 1 м<sup>2</sup>.

2. Получены расчетные соотношения для напряженности электрического поля, излучаемого цилиндрической ФАР с рупорными излучателями в направлении нормали к ее оси.

3. Обоснован закон распределения несущих частот излучателей по апертуре цилиндрической ФАР с учетом кривизны поверхности. Полученное выражение указывает, что вдоль образующей ПЧ закон управления будет линейным, а вдоль направляющей – отличным от линейного и будет зависеть от радиуса цилиндрической ФАР, шага вдоль направляющей и диапазона используемых частот.

3. Предложена конструкция антенной системы, позволяющей осуществлять внутрисполосное ФП радиоэлектронных систем БПЛА в диапазоне частот от 10 ГГц до 12 ГГц. Так, для дальности действия  $R=5$  км в МЧ средствах ФП целесообразно использовать цилиндрическую ФАР с максимальным размером апертуры  $L=2,54$  м; шаг решетки вдоль направляющей  $d_x=1,0\lambda$ ,  $d_y=0,8\lambda$  где  $\lambda \cong 0,03$  м. Для количества излучателей  $M_x=88$  в плоскости направляющей радиус цилиндра составит 1,25 м, количество излучателей, принимающих участие в формировании поля –  $N=88 \times 20=1760$ , КНД антенны – 37 дБ. Уточненное значение мощности, подводимой к антенне при излучении одиночного сигнала составляет  $P_{изл}=0,25$  МВт или для одного излучателя  $P_{изл1}=142$  Вт.

4. Получены оценки пространственно–временных характеристик МЧ ПВС, излучаемых цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании равнодискретного одноступенчатого V–образного распределения частот по апертуре. Результаты расчетов показали, что пространственная длительность одиночного сигнала для равномерного амплитудного распределения по уровню 0,1 составляет величину порядка 15 м, крутизна переднего фронта – 1,5 нс, уровень первого бокового лепестка – порядка –10дБ.

5. Проанализированы значения напряженности электрического поля цилиндрической ФАР для различных амплитудных распределений. Проведенный анализ показывает, что применение амплитудного распределения, спадающего к краям апертуры ФАР, приводит к снижению на 10 ... 15 % уровня бокового излучения вдоль оси  $OY$  по отношению к равномерному амплитудному распределению, что связано с уменьшением КНД антенны.

6. Получены оценки пространственно-временных характеристик МЧ ПВС, излучаемого цилиндрической ФАР, в зоне Фраунгофера при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре.

7. Проанализированы пространственно-временные характеристики МЧ ПВС с использованием многоступенчатого V-образного закона распределения частот по апертуре для различных скважностей ( $Q=25; 12; 6$ ). Определено, что пространственная длительность последовательности ПВС по уровню 0,1 составляет величину порядка  $\Delta u_{\phi}=60$  м, длительность – порядка 3 нс, крутизна переднего фронта – 1 нс. Поперечный размер «пятна»  $\Delta x_{\phi}=70$  м. Уровень первого бокового лепестка не превышает  $E_{бок} < 0,15E_{max}$ . Уменьшение скважности приводит к частичному перекрытию дальних боковых лепестков и снижению их уровня по сравнению с полем излучения при использовании одноступенчатого V-образного распределения частот по апертуре. Точность ЦУ может быть обеспечена штатными средствами.

8. Получены сравнительные оценки амплитудно-частотного спектра излучаемого МЧ ПВС с различной скважностью под различными углами места. Анализ результатов расчетов показывает, что при удалении точки фокусировки от направления нормали к оси ФАР происходит «размытие» МЧ ПВС, напряженность электрического поля существенно снижается (до 70%), структура амплитудно-частотных спектров становится нерегулярной и стремится к шумоподобной. В этом случае уровень сигнала не позволяет говорить о ФП радиоэлектронных систем БПЛА.

9. Разработан алгоритм работы средства функционального поражения радиоэлектронных систем БПЛА. Представлены количественные и качественные показатели работы основных блоков.

## РАЗДЕЛ 6

### ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СШП СИГНАЛА. СИСТЕМНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ СШП СИГНАЛОВ

Проанализированы коэффициенты ослабления при учете влияния земной поверхности для парной оценки ЭМС мощности непреднамеренной помехи. Разработана аналитическая модель коэффициента отражения для глинистого грунта в сантиметровом - метровом диапазоне длин волн. Рассчитан коэффициент ослабления вблизи поверхности Земли с учетом его дисперсионных свойств.

Уточнен метод расчета коэффициента влияния подстилающей поверхности при анализе электромагнитной совместимости в случае использования СШП сигналов за счет учета амплитудно-частотного спектра сигнала, пространственно-частотной характеристики антенны, режима работы линии передачи, дисперсии электрических параметров грунта. Представлены результаты расчетов отраженных полей для различных углов скольжения.

Разработаны рекомендации по пространственно-временным характеристикам СШП сигналов для ФП РЭС с учетом их полос пропускания и эффектов при функциональном подавлении. Раздел написан на основании опубликованных автором работ<sup>303, 304, 305, 306</sup>.

#### 6.1. Учет влияния подстилающей поверхности

Расчет энергетических характеристик непреднамеренных помех, определяющих помеховую обстановку в любой точке пространства, преду-

---

<sup>303</sup> Analysis of temporal structure reflected from laying surface ultrawideband signals taking into account dispersion of reflection coefficient : материалы 4-ой молодежной научно-технической конференции ["Ultrawideband and Ultrashort impulse Signal"], (Севастополь, 15-19 сент. 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т . – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 2008. – 92 с.

<sup>304</sup> Analysis of temporal structure reflected from laying surface ultrawideband signals taking into account dispersion of reflection coefficient : материалы 4-ой молодежной научно-технической конференции ["Ultrawideband and Ultrashort impulse Signal"], (Севастополь, 15-19 сент. 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т . – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 2008. – 92 с.

<sup>305</sup> Оценка влияния подстилающей поверхности на временную структуру сверхширокополосного сигнала / М. Г. Иванец, Г. В. Ермаков, В. В. Воинов [и др.] // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2009. – № 2(10). – С. 36–39.

<sup>306</sup> Розробка пропозицій щодо створення радіолокаційної станції з покращеними характеристиками для виявлення та розпізнавання мало висотних, малопомітних та малорозмірних цілей за рахунок використання надширококутних сигналів "Портрет-2007" : Звіт про НДР (проміжний) / МОУ, ХУ ПС. – ДР № ДР 0101U000786. – Інв. № 98/5. – Х., 2007. – 56 с.

смачивает определение ее плотности потока мощности в точке расположения антенны.

При парной оценке ЭМС мощность непреднамеренной помехи определяется по формуле <sup>307</sup>:

$$P_{\text{пом}} = P_{\text{изл}} G^{\text{пер}} G^{\text{пр}} \left( \frac{c}{4\pi f_{\text{пом}} r_0} \right)^2 \prod_{m=1}^{11} k_m, \quad (6.1)$$

где  $P_{\text{изл}}$  – мощность передатчика,  
 $G^{\text{пер}}, G^{\text{пр}}$  – КУ передающей и приемной антенн,  
 $f_{\text{пом}}$  – частота непреднамеренной помехи, соответствующая побочному каналу приема,  
 $r_0=1$  м – базовое расстояние,  
 $k_m$  – коэффициент ослабления.

Коэффициенты ослабления характеризуют условия применения РЭС, а также организационно–технические мероприятия, связанные с обеспечением ЭМС. Коэффициенты  $k_2, k_3$  <sup>308</sup> используются для учета наличия естественных и искусственных препятствий и влияния земной поверхности.

### 6.1.1. Рассеяние импульсного сигнала в слоисто-однородном полупространстве

Методика расчета импульсных полей в любой точке зондируемого слоисто-однородного пространства представлена в работах Сухаревского О.И. <sup>309</sup> В работе отмечается, что для получения нестационарного рассеяния поля необходимо уметь рассчитывать частотную характеристику среды  $\vec{E}(\vec{x})$  при падении на границу плоской волны:

$$\begin{aligned} \vec{E}^0(\vec{x}) &= \vec{p}^0 \exp(-jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})), \\ \vec{H}^0(\vec{x}) &= \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} (\vec{p}^0 \times \vec{R}^0) \exp(-jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})), \end{aligned}$$

<sup>307</sup> Анализ электромагнитной совместимости средств функционального поражения с радиотехническими средствами / М.М. Ясечко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2013. – Вип. 1(10).- С.141-142.

<sup>308</sup> Анализ электромагнитной совместимости средств функционального поражения с радиотехническими средствами / М.М. Ясечко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2013. – Вип. 1(10).- С.141-142.

<sup>309</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей ] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревський, О. И. Сухаревський, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

где  $\vec{p} = (p_1, p_2, p_3)$  – вектор поляризации падающей волны,

$k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$  – волновое число в свободном пространстве,

$\varepsilon_0, \mu_0$  – проницаемости свободного пространства,

$\vec{R}^0 = (\sin\theta, 0, \cos\theta)$  – волновой орт падающей волны,

$\theta$  – угол скольжения,

$\vec{x}$  – радиус-вектор источника, в любой из областей  $G_i$ , представляющих собой отдельные однородные слои земной поверхности с различными электрическими параметрами.

Поле, прошедшее через слоистую структуру, определяется в аналогичном виде:

$$\begin{aligned}\vec{E}(\vec{x}) &= \vec{p}^m \exp(-jk_m(\vec{R}^m \cdot \vec{x})), \\ \vec{H}(\vec{x}) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_m}{\mu_m}} (\vec{p}^m \times \vec{R}^m) \exp(-jk_m(\vec{R}^m \cdot \vec{x})),\end{aligned}$$

где  $k_m = \omega\sqrt{\varepsilon'_m\mu'_m}$ ,  $\varepsilon'_m = \varepsilon_m / \varepsilon_0$ ,  $\mu'_m = \mu_m / \mu_0$ ,

$\vec{R}^m = (-\sin\theta_m, 0, \cos\theta_m)$ .

Поле, отраженное от границы полупространства, имеет вид:

$$\begin{aligned}\vec{E}(\vec{x}) &= \vec{p}^1 \exp(-jk_0(\vec{R}^1 \cdot \vec{x})), \\ \vec{H}(\vec{x}) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} (\vec{p}^1 \times \vec{R}^1) \exp(-jk_0(\vec{R}^1 \cdot \vec{x})),\end{aligned}$$

$\vec{R}^1 = (-\sin\theta, 0, \cos\theta)$ .

Рассеянное поле  $\vec{E}^{\text{pac}}(\vec{x}, t)$  зондирующего импульсного сигнала может быть получено в виде обратного преобразования Фурье от произведения спектральной плотности импульсного сигнала и частотной характеристики рассеяния среды <sup>310</sup>:

$$\vec{E}^{\text{pac}}(\vec{x}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{E}(\vec{x}) \mathcal{S}(\vec{R}^0, k) \exp(-jkt) dk, \quad (6.2)$$

---

<sup>310</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

где  $S(\vec{R}^0, k)$  – спектральная плотность зондирующего импульсного сигнала,

$\vec{E}(\vec{x})$  – частотная характеристика рассеяния среды, т.е. поле, возбуждаемое в пространстве падающей плоской волной с волновым числом  $k$ .

### 6.1.2. Искажения спектра СШП сигнала при отражении от земной поверхности

Для анализа спектральной структуры СШП сигнала, отраженного от земной поверхности, необходим расчет коэффициента отражения в широком частотном диапазоне, дисперсия которого существенным образом зависит от электрических параметров грунта<sup>311,312,313</sup>.

В научных работах исследованы электрические параметры песчаного и глинистого грунтов методом короткого замыкания<sup>314</sup>. Отмечается, что дисперсия радиоволн наиболее сильно проявляется в диапазоне метровых – миллиметровых радиоволн. Практическая разница в измерениях параметров песчаного и глинистого грунтов связана с тем, что пластичность влажного песчаного грунта весьма мала, а у глинисто грунта имеет место значительная пластичность, которая сильно зависит от влажности.

Известно, что коэффициент отражения от земной поверхности при вертикальной поляризации зависит от электрических параметров грунта<sup>315</sup>. В случае, когда относительная комплексная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon'(\omega)$  зависит от частоты коэффициент отражения  $R(\omega)$  становится также частотно-зависимым:

$$R(\omega, \theta) = \frac{\varepsilon'(\omega) \sin \theta - \sqrt{\varepsilon'(\omega) - \cos^2 \theta}}{\varepsilon'(\omega) \sin \theta + \sqrt{\varepsilon'(\omega) - \cos^2 \theta}}, \quad (6.3)$$

<sup>311</sup> Analysis of temporal structure reflected from laying surface ultrawideband signals taking into account dispersion of reflection coefficient : материалы 4-ой молодежной научно-технической конференции ["Ultrawideband and Ultrashort impulse Signal"], (Севастополь, 15-19 сент. 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 2008. – 92 с.

<sup>312</sup> Оценка влияния подстилающей поверхности на временную структуру сверхширокополосного сигнала / М. Г. Иванец, Г. В. Ермаков, В. В. Воинов [и др.] // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2009. – № 2(10). – С. 36–39.

<sup>313</sup> Розробка пропозицій щодо створення радіолокаційної станції з покращеними характеристиками для виявлення та розпізнавання мало висотних, малопомітних та малорозмірних цілей за рахунок використання надширококутних сигналів "Портрет-2007" : Звіт про НДР (проміжний) / МОУ, ХУ ПС. – ДР № ДР 0101U000786. – Інв. № 98/5. – Х., 2007. – 56 с.

<sup>314</sup> Лещанский Ю. И. Электрические параметры песчаного и глинистого грунтов в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн / Ю. И. Лещанский, Г. Н. Лебедева, В. Д. Шумилин // Известия Вузов. Серия Радиофизика. – 1971. – Т. 14, № 4. – С. 562 – 569.

<sup>315</sup> Черный Ф. Б. Распространение радиоволн / Черный Ф. Б. – М.: Сов. радио, 1972. – 464 с.

$$\text{где } \varepsilon'(\omega) = \varepsilon(\omega) - j60\lambda\sigma(\omega), \quad (6.4)$$

$\varepsilon(\omega)$  – относительная диэлектрическая проницаемость,

$\theta$  – угол скольжения.

Как видно из (6.3) коэффициент отражения зависит от угла скольжения и соотношения тока смещения к току проводимости  $\varepsilon(\omega)/60\lambda\sigma(\omega)$ . В случае, когда почва является диэлектриком  $60\lambda\sigma(\omega) \ll \varepsilon(\omega)$  или полупроводником  $60\lambda\sigma(\omega) \approx \varepsilon(\omega)$  коэффициент отражения (5.2) становится вещественным и зависит от относительной диэлектрической проницаемости, в случае, когда почва является проводником  $60\lambda\sigma(\omega) \gg \varepsilon(\omega)$   $R(\omega) \approx 1$ .

Следовательно, пользуясь известными результатами<sup>316</sup>, для анализа выражения (5.3) необходимо определить действительную и мнимую части (6.4).

Известно<sup>317</sup>, что для глинистого грунта при влажности 15% в диапазоне 150 МГц – 2 ГГц относительная диэлектрическая проницаемость практически постоянна и составляет величину  $\varepsilon(\omega) = 15$ .

В работе представлена также зависимость коэффициента затухания  $Q$  глинистого грунта для влажности 15% в рассматриваемом частотном диапазоне (рис. 6.4).

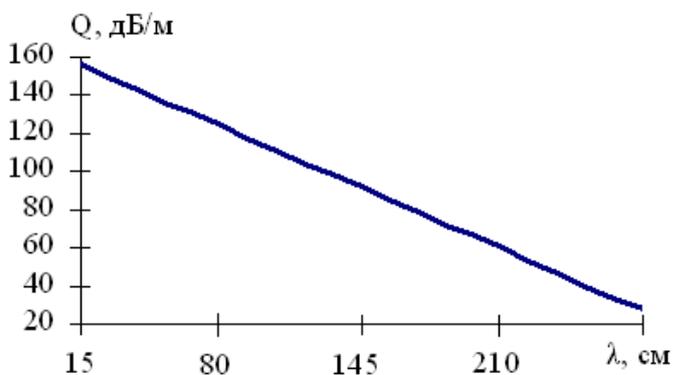


Рисунок 6.4 – Зависимость коэффициента затухания от длины волн

С помощью метода наименьших квадратов была получена аналитическая зависимость коэффициента затухания от длины волны:

$$Q = 175,07 - 0,64\lambda .$$

<sup>316</sup> Лещанский Ю. И. Электрические параметры песчаного и глинистого грунтов в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн / Ю. И. Лещанский, Г. Н. Лебедева, В. Д. Шумилин // Известия Вузов. Серия Радиофизика. – 1971. – Т.14, №4. – С. 562 – 569.

<sup>317</sup> Лещанский Ю. И. Электрические параметры песчаного и глинистого грунтов в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн / Ю. И. Лещанский, Г. Н. Лебедева, В. Д. Шумилин // Известия Вузов. Серия Радиофизика. – 1971. – Т.14, №4. – С. 562 – 569.

Погрешность модели составила менее 7%.  
 Пользуясь выражением<sup>318</sup>:

$$q = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{2} \left[ \sqrt{\varepsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2} - \varepsilon^2 \right]}, \quad (6.5)$$

где  $q = Q/8,7$ ,

и данными рис. 6.4, был проведен расчет проводимости для глинистого грунта в соответствии с зависимостью:

$$\sigma(\omega) = \frac{\omega}{60\pi c} \sqrt{\left( \frac{Q(\omega)c}{8,7\omega} \right)^4 + \varepsilon(\omega) \left( \frac{Q(\omega)c}{8,7\omega} \right)^2}.$$

Результаты расчетов показали, что в спектральном диапазоне 200 – 450 МГц глинистый грунт при влажности 15% является проводником и диэлектриком в диапазоне 500 – 2000 МГц.

При уменьшении влажности относительная диэлектрическая проницаемость глинистого грунта уменьшается. При влажности менее 15% затухание радиоволн пропорционально влажности. Это приводит к изменению соотношения проводник - диэлектрик в сантиметровом – метровом диапазоне радиоволн.

С использованием выражений (6.11) и (6.3) можно определить амплитудный пространственно-частотный спектр  $E_R(\omega, \Theta)$  отраженного от земной поверхности СШП сигнала<sup>319</sup>:

$$\dot{E}_R(\omega, \Theta) = \dot{E}_\theta(\omega, \Theta) \cdot \dot{R}(\omega, \Theta), \quad (6.6)$$

где  $\dot{E}_\theta(\omega, \Theta) = \dot{E}(\omega) \dot{V}(\omega, \Theta)$ ,

$\dot{V}(\omega, \Theta) = \frac{1}{r\sqrt{\pi}} \sqrt{D_{\max}(\omega)} F(\omega, \Theta)$  – пространственно-частотная характеристика зеркальной антенны,

<sup>318</sup> Лещанский Ю. И. Электрические параметры песчаного и глинистого грунтов в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн / Ю. И. Лещанский, Г. Н. Лебедева, В. Д. Шумилин // Известия Вузов. Серия Радиофизика. – 1971. – Т.14, №4. – С. 562 – 569.

<sup>319</sup> Analysis of temporal structure reflected from laying surface ultrawideband signals taking into account dispersion of reflection coefficient : материалы 4-ой молодежной научно-технической конференции ["Ultrawideband and Ultrashort impulse Signal"], (Севастополь, 15-19 сент. 2008 г.) / М-во образования и науки Украины, Сев. нац. техн. ун-т. – С. : Сев. нац. техн. ун-т, 2008. – 92 с.

$D_{\max}(\omega)$  – коэффициент направленного действия для спектральной составляющей,

$F(\omega, \Theta)$  – нормированная амплитудная диаграмма направленности.

Временную структуру СШП сигнала, отраженного от грунта, можно определить с помощью преобразования Фурье:

$$E_R(t, \omega) = \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}(\omega) \dot{V}(\omega) \dot{R}(\omega, \Theta) \exp(-j\omega t) d\omega \right].$$

В результате проведенных расчетов в соответствии с описанной методикой была получена временная структура отраженного от подстилающей поверхности (глинистого грунта) СШП сигнала в направлении главного максимума для разных углов скольжения (рис. 6.5)<sup>320321</sup>.

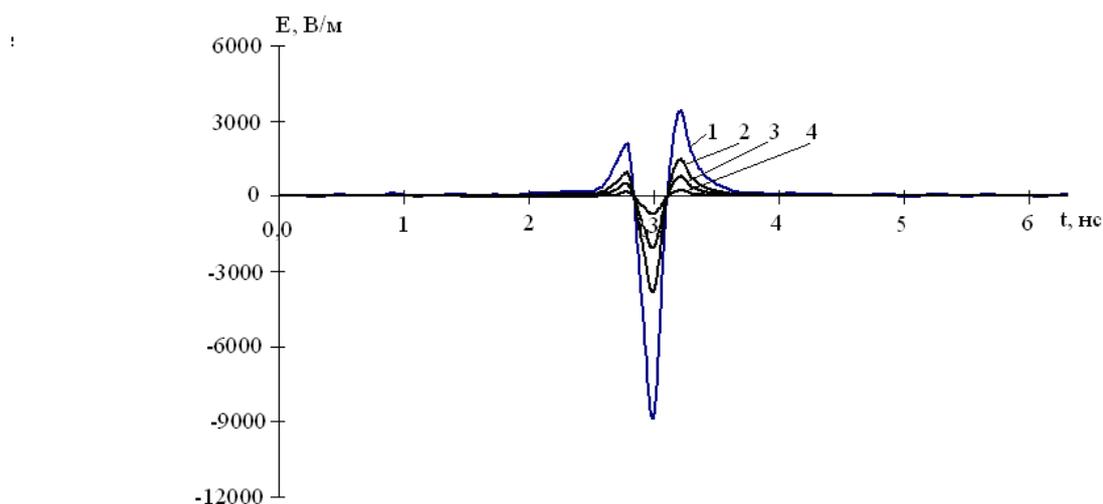


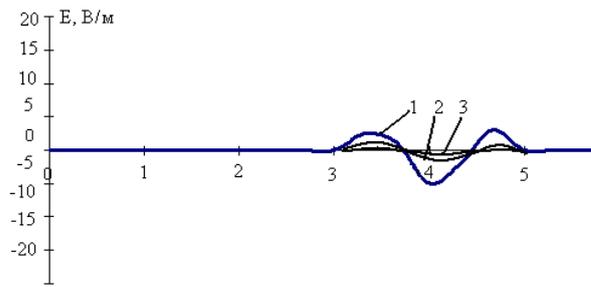
Рисунок 6.5 – Форма отраженного от земли СШП сигнала в направлении главного максимума для разных углов скольжения  $\Theta$

На рисунке введены следующие обозначения: кривая 1 соответствует излученному импульсу в направлении главного максимума, кривая 2 –  $\Theta = 1^\circ$ , кривая 3 –  $\Theta = 5^\circ$ , кривая 4 –  $\Theta = 10^\circ$ .

Аналогичные расчеты были проведены и для оценки формы СШП сигнала в задней полуплоскости (рис. 6.6 – 6.9).

<sup>320</sup> Оценка влияния подстилающей поверхности на временную структуру сверхширокополосного сигнала / М. Г. Иванец, Г. В. Ермаков, В. В. Воинов [и др.] // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2009. – № 2(10). – С. 36–39.

<sup>321</sup> Розробка пропозицій щодо створення радіолокаційної станції з покращеними характеристиками для виявлення та розпізнавання мало висотних, малопомітних та малорозмірних цілей за рахунок використання надширокопasmових сигналів "Портрет-2007"": Звіт про НДР (промiжний) / МОУ, ХУ ПС. – ДР № ДР 0101U000786. – Інв.№ 98/5. – X, 2007. – 56 с.



Риснок 6.6 – Форма отраженного от земли СШП сигнала при  $\Theta = 90^\circ$  для разных углов скольжения

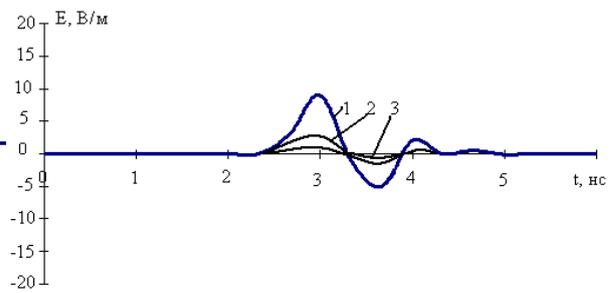


Рисунок 6.7 – Форма отраженного от земли СШП сигнала при  $\Theta = 120^\circ$  для разных углов скольжения

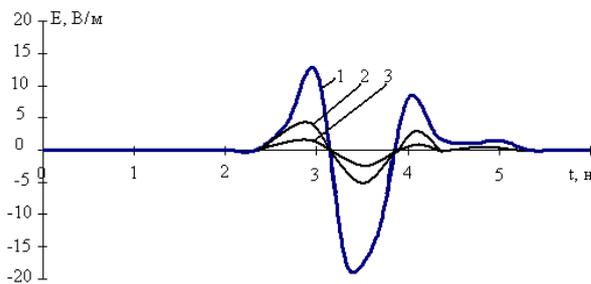


Рисунок 6.8 – Форма отраженного от земли СШП сигнала при  $\Theta = 150^\circ$  для разных углов скольжения

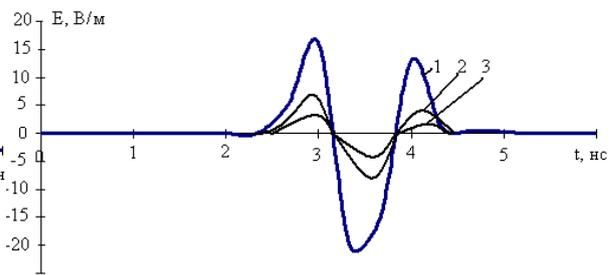


Рисунок 6.9 – Форма отраженного от земли СШП сигнала при  $\Theta = 180^\circ$  для разных углов скольжения

На рисунках введены следующие обозначения: кривая 1 соответствует излученному импульсу без учета влияния земли, кривая 2 –  $\Theta = 5^\circ$ , кривая 3 –  $\Theta = 10^\circ$ .

Анализ результатов расчетов показывает, что амплитуда отраженного сигнала для угла скольжения  $5^\circ$  уменьшается в 3 раза, для угла  $10^\circ$  – в 6 раз по отношению к прямому сигналу.

Кроме этого, из представленных графиков видно, что длительность отраженного сигнала не изменяется, а угол скольжения оказывает существенное влияние на форму отраженного сигнала. С увеличением угла уменьшается величина коэффициента отражения, что приводит к уменьшению максимального значения отраженного сигнала и уменьшению крутизны фронтов. Последнее объясняется тем, что для высокочастотной части спектра, где отражающая поверхность является диэлектриком,  $R(\omega) < 1$ .

Результаты расчетов также показали, что форма нормированной пиковой диаграммы направленности по амплитуде остается неизменной, мощность отраженного сигнала значительно уменьшается уже при угле скольжения в  $1^\circ$ .

Отметим, что анализ результатов, полученных в работе расчетов поля СШП сигнала, отраженного от земной поверхности (модель – глина), позволяет говорить о качественном совпадении с результатами работы<sup>322</sup> для случая, когда подстилающая поверхность моделировалась как двухслойная (гранит – глина без воздушной прослойки), т.е. без проникновения в слой глины.

## **6.2. Системный подход к задачам ЭМС при проектировании РТС специального назначения**

Несмотря на то, что анализ ЭМС в данной работе не проводится, целесообразным является указать на системный подход к задачам ЭМС. Этап проектирования комплекса во многом определяет интенсивность мешающего воздействия одних РТС на другие. Именно при проектировании формируются индивидуальные характеристики РЭС и важнейшие системные характеристики комплекса. Поэтому весьма важно задачи обеспечения ЭМС РТС, входящих в состав комплекса, формулировать и решать, прежде всего, на этапе проектирования. Эти задачи включают в себя достаточно широкий круг вопросов.

При разработке оптимальной по критерию ЭМС структуры комплекса, как и всякой сложной системы, возможны два пути:

1. Построение конечного множества вариантов структуры и выбор рационального варианта из этого множества по принятому критерию оптимальности;
2. Эволюция некоторой исходной "базовой" структуры до удовлетворения заданным требованиям при минимальных затратах.

При проектировании комплекса необходимо выяснить возможность использования в качестве его составляющих различных типов стандартных РЭС. Пригодность того или иного типа для использования в комплексе оценивается по группе параметров, характеризующих РТС с точки зрения возлагаемых на него функций. Из типов РТС, наиболее полно соответствующих заданным условиям, формируется базовая структура комплекса.

Суть системного подхода к задачам обеспечения ЭМС на этапе проектирования заключается в том, что при оценке базовой структуры комплекса должны учитываться ЭМС-параметры как индивидуальных характеристик РТС, так и системных характеристик комплекса. Если базовая

---

<sup>322</sup> Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн : [для аспирантов и исследователей ] / Ю. К. Сиренко, И. В. Сухаревский, О. И. Сухаревский, Н. П. Яшина. – Х.: Крок, 2000. – 338 с.

структура не обеспечивает выполнения условий совместимости РТС, то наряду с совершенствованием других ее параметров, необходимо сформулировать в количественной форме требования к ЭМС–параметрам.

Условия ЭМС зависят от целого ряда параметров приемников и передатчиков комплекса, от величин "развязки", различных факторов, влияющих на ослабление электромагнитных связей между комплексами и т.д. Поэтому в наиболее полной постановке задача определения требований на доработку базовой структуры по ЭМС-параметрам представляет собой задачу векторной оптимизации<sup>323</sup>. Единственно корректным критерием оптимальности в задачах такого типа является минимум затрат<sup>324</sup>.

### **6.3. Рекомендации по пространственно-временным характеристикам СШП сигналов для ФПП бортовых РЭС СВН**

#### **6.3.1. Рекомендации для временных характеристик последовательности СШП сигналов с учетом полос пропускания РЭС СВН**

Полученные выше характеристики антенно-фидерной системы для излучения СШП сигналов с заданными параметрами (пиковая мощность, длительность, крутизна фронтов) дают возможность рассматривать ее в качестве антенной системы многофункциональной РТС, одним из режимов работы которой является режим ФП. При этом предполагается, что задача ЭМС решена, по крайней мере за счет выбора позиций первого и второго эшелонов и учета коэффициента ослабления земной поверхности.

В этом случае интерес представляет выбор параметров СШП сигналов или их последовательностей с учетом характеристик антенно-фидерных трактов РЭС средств воздушного нападения. Для противодействия проникновению мощных импульсных сигналов на вход приемного устройства могут применяться специальные устройства защиты с малым временем срабатывания, блокирующие приемные устройства при наличии на их входе не только сигнала собственного передатчика (при совмещенной приемопередающей антенне), но и большого уровня любых других входных сигналов. Время срабатывания лучших устройств защиты составляет величину порядка 10 нс<sup>325</sup>. Следовательно, длительность воздействующего СШП импульса должна быть во всех случаях равно или меньше 10 нс.

---

<sup>323</sup> Гуткин Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств / Леонид Сергеевич Гуткин. – М.: Сов. радио, 1975. – 256 с.

<sup>324</sup> Сервинский Е. Г. Оптимизация систем передачи дискретной информации / Сервинский Е. Г. – М.: Связь, 1974. – 157 с.

<sup>325</sup> Сколник М. Справочник по радиолокации / Сколник М. – М.: Сов. радио, 1977. – 406 с.

Применяемые в бортовых РЭС радиоэлектронные устройства существенно различаются по своим характеристикам в зависимости от целевого назначения (таблица 6.1, 6.2). Исходя из этого, оценку возможностей обеспечения требуемых пространственно–временных и пространственно–частотных характеристик СШП сигналов и их последовательностей будем проводить с учетом полосы пропускания входных каскадов приемных устройств бортовых РЭС.

Рассмотрим широкополосные приемники ПРП (Shrike, HARM, Standart ARM<sup>326,327</sup>), бортовые системы радиотехнической разведки (РТР) и спецпроцессоры программного управления полетом. Для этих РЭС полоса пропускания входных каскадов приемного устройства (тактовая частота спецпроцессора) составляет  $\Delta f_{\Pi} \leq 100$  МГц. Исходя из условия:

$$T_{\Pi} \leq (0,7 \dots 1,2) \tau_{\Pi} \approx (0,7 \dots 1,2) / \pi \Delta f_{\Pi} \approx (0,22 \dots 0,38) / \Delta f_{\Pi};$$

где  $\Delta f_{\Pi}$  и  $\tau_{\Pi}$  – полоса пропускания и постоянная времени установления собственных колебаний приёмного устройства подавляемой РЭС.

Период следования импульсов должен быть  $T_{\Pi} = 2,2 \dots 3,8$  нс. Для обеспечения скважности последовательности ПВИ  $Q \geq 2$  и выполнения условия  $\tau_{\Pi} \leq \tau_3$ , длительность воздействующего СШП сигнала должна быть  $\tau_{\Pi} \leq 1,1 \dots 1,9$  нс. Следовательно, выбирая последовательность со скважностью  $Q=5$ , получим, что длительность воздействующего СШП сигнала должна быть  $\tau_{\Pi} = 0,44 \dots 0,76$  нс, а период следования  $T_{\Pi} = 2,2 \dots 3,8$  нс.

Более широким классом существующих бортовых РЭС являются: узкополосные приемники ПРП (Sidearm, ADSM); радиовзрыватели ПРП; бортовые корреляционные и радионавигационные системы наведения ПРП, самолетов, вертолетов, крылатых ракет (КР) и БПЛА. Для этих РЭС полоса пропускания входных каскадов приемных устройств  $\Delta f_{\Pi} \leq 5$  МГц. Исходя из условия (1.2), период следования импульсов должен быть  $T_{\Pi} \leq 44 \dots 76$  нс. При этом также необходимо обеспечить функциональное

---

<sup>326</sup> Востряков А. К. Противорадиолокационные самонаводящиеся снаряды вероятного противника, способы применения и борьбы с ними / Востряков А. К. – К.: КВЗРИУ, 1975. – 52 с.

<sup>327</sup> Небабин В. Радиоэлектронные средства ПРП. / Виктор Небабин, Игорь Кузнецов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1997. – № 2. – С. 44 – 57.

Таблица 6.1 - Основные характеристики ударных БПЛА

Тип БПЛА	BQM-74C "Чукар-3"	BGM-34E "Локаст"	R4E-70 "Скайай"	CGM-121 "Пейв Тайгер"	PAD/KDAR	"Мирах"300	"Мирах"600
Страна-изготовитель	США	США	США	США	Германия	Италия	Италия
Старт. вес, кг Вес полезной нагрузки	<u>205</u> 78,5	<u>1120</u> 365	<u>308</u> 181	<u>113</u> 23	<u>100</u> 50	<u>390</u> 80	<u>1200</u> 500
Длина (высота), м Размах крыла	<u>3,96</u> 4,58	<u>8,69</u> 2,77	<u>5,8</u> 6,4	<u>2,13</u> 2,6	<u>2,26</u> 1,81	<u>6</u> 2,8	<u>7,81</u> 4,1
Тип двигателя	ТРД	ТРД	ПД	ПД	ПД	ТРД	2 ТРД
Скорость, км/ч <u>максим.</u> крейсер.	<u>980</u> 800	<u>1050</u> 850	<u>297</u> 190	<u>280</u> 185	<u>250</u> 180	<u>1070</u> 850	<u>1070</u> 800
Высота полета, м <u>практич.</u> <u>максим.</u>	<u>12000</u> 14000	<u>18300</u> 15000	<u>5000</u> 6100	<u>3000</u> 3600	<u>4000</u> 5000	<u>9000</u> 12000	<u>9000</u> 12000
Дальность полета, км Время полета, ч	<u>750</u> 1,3	<u>1140</u> 1,4	<u>300</u> 3	<u>640</u> 3	<u>210</u> 4	<u>1000</u> 1	<u>1200</u> 1,3
Система управления	Прогр.	Комб.	Комб.	Прогр.	Прогр.	Комб.	Комб.
Диапазон рабочих частот, МГц	4300 - 13000	4300 – 13000	400 - 850	1550 – 9600	400 - 850; 15350 - 17250	1575,5; 1227,6	4300 - 13000
Тип антенны	Волноводно-щелевая	Линейка вибраторов	Зеркальная	Логарифм. Спиральная	Щелевая; зеркальная	Зеркальная	Линейка вибраторов
Размеры антенны, м	0,5 - 1,2	1,5 - 2,5	0,6	0,5	0,8; 0,45	0,5	1,6 - 2,8

Таблица 6.2 - Основные характеристики управляемого ракетного оружия класса "воздух-земля"

	AGM-45A "Шрайк"	AGM-88A "ХАРМ"	AGM-78A "Стандарт-АРМ"	AS-37 "Мартель"	MRASM	LRASM	AGM-12E "Буллпап"	AGM-109H "Томахок-2"	AGM-136A "Тэсит Рейнбоу"	AGM-86A
Вес БЧ, кг	65	68	117	150	400	600	431	300	350	120
Дальность пуска, км	75	80	100	100	100	600	17	550	600	2600
Скорость полета, М	2...3	2...2,7	2...3	1	0,8 - 4,8	0,8 - 4,5	2,3	0,8	0,9	0,8
КВО, м	9	9	9	3 – 6	5 - 30	30	9	10	30	30
Размеры: длина, диаметр корпуса, размах крыла, мм	3048 203 920	4100 340 1100	4560 343 610	4200 400 1200	5600 500 2100	7800 500 2200	4086 440 1118	4876 520 2100	5600 500 1800	6400 635 2400
Система наведения	Пассивная РЛГСН; диапазонная	Пассивная РЛГСН	Пассивная РЛГСН	Активно-пассивная РЛГСН; диапазонная	Инерц. + "Терком"; РЛ высотомер; ГСН	Инерц. + "Терком"; имп.-допл. РЛС	Радиокомандная; РЛ высотомер	Инерц. + "Терком"; РЛ высотомер	Инерц. + "Навстар"; активно-пассивная РЛГСН	Инерц. + "Терком"; РЛ высотомер
Диап. рабочих частот, МГц	1550 - 9600	500 - 20000	500 - 20000	500 – 20000	3900 - 6200; 4300- 13000 35000	3900 - 6200; 4300- 13000	68 - 70	3900 - 6200; 4300- 13000	1575,5; 1227,6; 15350 - 17250	3900 - 6200; 4300 - 13000
Тип антенны	4 щелевых антенны	Широкопол. зеркальная	Широкопол. логарифмич. спиральная	Узкопол. Щелевая	Широкопол. зеркальная	Волноводнощелевая АР	Волноводнощелевая АР	Вибраторная	Вибраторная	Зеркальная; вибраторная
Разм. антенны, м	0,2	0,32	0,34	0,4	0,35 - 0,45	1,5 - 2,5	0,5 - 1,5	1,0 - 1,5	0,5 - 1,5	0,4 - 0,6

подавление рассматриваемых РЭС при наличии входных быстродействующих устройств защиты с временем срабатывания  $\tau_k \approx 10$  нс. Длительность воздействующих сигналов может быть выбрана  $\tau_B \leq 5 \dots 10$  нс при скважности  $Q=5$ .

Таким образом, для решения задачи функционального подавления наиболее широкого класса бортовых РЭС необходимо излучать последовательность СШП сигналов с  $\tau_{и} = 0,7 \dots 10$  нс и  $T_{п} = 44 \dots 76$  нс.

### **6.3.2. Рекомендации для пространственно-временных характеристик сигналов РЭС специального назначения с учетом эффектов функционального подавления**

Причиной катастрофических необратимых отказов полупроводниковых элементов (функциональное поражение) в большинстве случаев является тепловой вторичный пробой, шнурование тока, приводящее к проплавлению структуры и разрушению металлизации в локальных областях, полевой пробой и смешанный механизм пробоя, описанные в 1 разделе. Эффект функционального поражения, определяемый главным образом степенью защищенности элементной базы РЭС от воздействия мощного СВЧ-излучения, слабо зависит от функционального назначения РЭС. То есть средства функционального поражения являются универсальными средствами борьбы с РЭС и способны в принципе поражать любые объекты, в которых используется элементная база современной электроники (приемники, коммутаторы, процессоры, элементы антенно-фидерных трактов и т.д.). При осуществлении функционального поражения радиоэлектронных устройств бортовых РЭС наихудшей, как и в случае функционального подавления, является ситуация, при которой частота заполнения радиоимпульса попадает в полосу пропускания приемного тракта или в рабочий диапазон антенны <sup>328</sup>. Количественная оценка требуемой мощности и длительности воздействующего ЭМИ на входе полупроводникового прибора, приводящей к его деградации, при внеполосном и внутриполосном воздействии, была проведена в разделе 1.

Для осуществления теплового поражения полупроводниковых элементов бортовых РЭС одиночными наносекундными импульсами может быть недостаточно энергии даже при обеспечении большой импульсной мощности. Для увеличения энергии воздействующего импульсного сигнала (увели-

---

<sup>328</sup> Рикетс Л. У. Электромагнитный импульс и методы защиты / Рикетс Л. У., Бриджес Дж. Э., Майлетта Дж. – Москва: Атомиздат, 1979. – 326 с.

чения суммарного времени воздействия) необходимо использовать последовательности СШП сигналов, период следования которых меньше времени релаксации тепловых процессов в полупроводниковых приборах и интегральных схемах. Постоянная времени рассеяния тепла (релаксации тепловых процессов) для полупроводниковых материалов  $\tau_T \geq 10 \dots 100$  нс велика по сравнению с реакцией на импульсное ЭМИ. Количество тепла, распространившееся из областей, где рассеивается мощность, незначительно, и потому в полупроводниковом приборе образуются большие градиенты температуры. В локальных областях, связанных с переходами, возникает температура, приближающаяся к температуре плавления материала прибора, и прибор выходит из строя. Исходя из этого, период следования импульсов при функциональном поражении бортовых РЭС должен быть  $T_{\Pi} \leq \tau_T$ .

Увеличение суммарного времени воздействия на поражаемые РЭС за счет использования пачек коротких импульсов<sup>329</sup>:

$$\tau_{B\Sigma} = \frac{nT_B}{Q},$$

где  $n$  – количество импульсов в пачке;  $Q$  – скважность; позволяет снизить требуемую для поражения пиковую мощность отдельного импульса в  $\sqrt{\tau_{B\Sigma}/\tau_B}$  раз. Исходя из этого, можно рассчитать общее время работы выбранного средства функционального поражения для осуществления внутриполосного или внеполосного поражения конкретной РЭС на заданной дальности.

Таким образом, для функционального поражения бортовых РЭС необходимо использовать импульсы, длительность которых удовлетворяет условию  $\tau_{\Pi} \leq \tau_3$ , а период сформированной последовательности СШП сигналов должен быть меньше времени релаксации тепловых процессов в полупроводниковых элементах. В этом случае воздействие периодическими последовательностями коротких импульсов позволяет увеличивать дальность действия средства функционального поражения при снижении требований к пиковой мощности отдельного импульса.

---

<sup>329</sup> Титов С. В. Применение пространственно-фазово-частотного фокусирования плоской ФАР для функционального поражения радиотехнических средств короткими импульсами / С. В. Титов // Збірник наукових праць ХВУ. – 2003. – № 1(44). – С. 97 – 101.

## Выводы по шестому разделу

1. Проанализированы коэффициенты ослабления при наличии естественных препятствий и с учетом влияния земной поверхности для парной оценки ЭМС мощности непреднамеренной помехи.

2. Уточнен метод расчета коэффициента влияния подстилающей поверхности при анализе электромагнитной совместимости в случае использования СШП сигналов. Представлены результаты расчетов отраженных полей для различных углов скольжения. Анализ результатов расчетов показывает, что амплитуда отраженного сигнала для угла скольжения  $5^\circ$  уменьшается в 3 раза, для угла  $10^\circ$  – в 6 раз по отношению к прямому сигналу.

3. Разработаны рекомендации по пространственно-временным характеристикам СШП сигналов для ФП бортовых РЭС с учетом их полос пропускания и эффектов при функциональном подавлении. Определено, что длительность СШП сигнала должна составлять  $\tau_{\text{и}} \leq 1,1 \dots 1,9$  нс, период их следования составляет  $T_{\text{п}} = 2,2 \dots 3,8$  нс.

## ВЫВОДЫ

1. Для эффективной борьбы с современными СВН возникает необходимость в поиске новых технических путей радиоэлектронного противодействия. В настоящее время одним из перспективных направлений является создание электромагнитного оружия, представляющее собой воздействие мощного электромагнитного импульса на радиотехнические системы с целью функционального радиоэлектронных систем БПЛА.

На сегодняшний день существует два принципиально отличающихся направления по созданию мощного короткоимпульсного излучения для ФП радиоэлектронных систем БПЛА. К первому относится разработка и создание антенных систем, излучающих сверхширокополосные сигналы, ко второму – фокусирование электромагнитной энергии с использованием многочастотных пространственно–временных сигналов, излучаемых ФАР.

Основные научные результаты.

1. Получил дальнейшее развитие метод расчета поля сфокусированной последовательности многочастотных пространственно-временных сигналов, обеспечивающего ФП радиоэлектронных систем БПЛА. Новизна метода заключается в том, что в нем учтены поляризация, несимметричность одноступенчатого и многоступенчатого V-образных распределений частот по апертуре цилиндрической ФАР.

При этом:

получена пространственно-временная структура многочастотного сигнала, излучаемого цилиндрической ФАР при различных видах пространственно–частотного управления с учетом несимметричности частотных распределений, ошибок установки фаз и частот по апертуре.

2. Усовершенствован метод определения вероятности ФП элементной базы радиоэлектронных систем БПЛА при использовании пространственно-фазо-частотного управления формированием МЧ ПВС. Метод, в отличие от известных, основан на модели накопления повреждений в которой учитывается многоступенчатость V-образного распределения частот по апертуре и структура формируемого МЧ ПВС.

При этом:

при расчете вероятности появления повреждений в различных типах полупроводниковых элементов используются разные законы распределения накопленной тепловой энергии: нормальный для диодов и транзисторов и равномерный для интегральных микросхем, что обосновано различием структур и количеством р–п переходов.

3. Получил дальнейшее развитие метод определения влияния детерминированных изменений электрических и конструктивных параметров цилиндрических ФАР и законов управления формированием МЧ ПВС на структуру излучаемого поля. Особенность метода, определяющего его новизну, состоит в учете дискретности и точности установки начальных фаз и несущих частот по апертуре цилиндрических ФАР, нестабильности установки частоты, длительности формируемой пачки, скважности.

При этом:

в модели учитываются различные случайные и детерминированные изменения электрических и конструктивных параметров цилиндрических ФАР, систем управления излучаемыми сигналами и законов управления формированием МЧ ПВС для функционального поражения.

4. Обоснован выбор конструкции СШП антенной системы с облучателем в виде системы ТЕМ-рупоров. Выбраны размеры ТЕМ-рупора, определены экспоненциальные зависимости для поперечных координат в виде:  $y = 0,005 \exp(5,7z)$ ,  $x = 0,0375 \exp(1,9z)$  и углы раскрытов.

5. Исходя из спектрального состава СШП сигнала и геометрических размеров зеркальной антенны, обоснован метод приближения физической оптики для проведения расчетов характеристик направленности антенной системы. Предложен метод расчета пространственно-временных и энергетических характеристик короткоимпульсной СШП зеркальной антенны, который позволяет учитывать взаимодействие рефлектора и облучателя при формировании СШП сигнала с заданными характеристиками.

6. Предложен метод расчета плотности поверхностного тока для криволинейных тонких незамкнутых экранов, определены пространственно-временные характеристики облучателя зеркальной антенны с учетом кромок; метод предполагает расчет плотности поверхностного тока во всей теневой области ТЕМ-рупора. Представлены расчетные пиковые ДН в плоскости Е и Н соответственно. Ширина пиковой ДН по уровню 0,7 в плоскости Е составляет порядка  $20^\circ$ , а в плоскости Н –  $110^\circ$ .

7. Определены пространственно-временные характеристики зеркальной антенны:

- длительность, измеренная по „нулям” излученного сигнала в направлении главного максимума составляет величину порядка 3,5 нс, крутизна фронта – 0,5 нс, амплитуда – 10 кВ/м. Как следует из экспериментальных данных, приведенных в подразделе 1.4 таких параметров сигнала вполне дос-

точно для функциональных сбоя и "зависания" спецвычислителей;

- длительность, измеренная по „нулям” излученного сигнала в направлении  $\Theta = 10^\circ$  составляет величину порядка 3,2 нс, крутизна фронта – 0,5 нс, амплитуда – 4 кВ/м. Как следует из данных раздела 1 такой напряженности электрического поля недостаточно для ФП РЭС на дальности в 1 км.

8. Предложен метод определения электрических характеристик фидерной системы СШП РТС. Отмечается, что коэффициент отражения, КСВ, КПД при использовании СШП сигналов обладают свойством дисперсии. Рассчитано значение КПД фидера, определено, что КУ антенной системы уменьшится на 16%.

9. Проанализированы коэффициенты ослабления при наличии естественных препятствий и с учетом влияния земной поверхности для парной оценки ЭМС мощности непреднамеренной помехи.

10. Уточнен метод расчета коэффициента влияния подстилающей поверхности при анализе электромагнитной совместимости в случае использования СШП сигналов. Представлены результаты расчетов отраженных полей для различных углов скольжения. Анализ результатов расчетов показывает, что амплитуда отраженного сигнала для угла скольжения  $5^\circ$  уменьшается в 3 раза, для угла  $10^\circ$  – в 6 раз по отношению к прямому сигналу.

11. Разработаны рекомендации по пространственно-временным характеристикам СШП сигналов для ФП РЭС с учетом их полос пропускания и эффектов при функциональном подавлении. Определено, что длительность СШП сигнала должна составлять  $\tau_{\text{ш}} \leq 1,1 \dots 1,9$  нс, период их следования составляет  $T_{\text{ш}} = 2,2 \dots 3,8$  нс.

Значение полученных результатов для науки заключается в том, что разработанные методы, методики и программное обеспечение, а также конструкции антенных систем позволяют сформулировать научно обоснованные рекомендации по созданию средств ФП радиотехнических систем бортового оборудования БПЛА, использование которых позволяет обосновать целесообразность их применения и обеспечить повышение эффективности их функционирования.

Значение полученных результатов для практики заключается в том, что полученные результаты позволяют:

- определять пространственно–временные и энергетические характеристики последовательностей сфокусированных МЧ ПВС;
- изменять скважность последовательности МЧ ПВС с использованием

равнодискретных многочастотных V-образных законов распределения частот по апертуре и на этой основе оптимизировать работу формирующих каналов цилиндрической ФАР;

- рассчитывать вероятность появления повреждений в различных полупроводниковых элементах, узлах и блоках аппаратуры при воздействии последовательностей мощных ультракоротких сигналов;

- оценивать предельные значения различных случайных и детерминированных изменений электрических и конструктивных параметров цилиндрических ФАР, систем управления излучаемыми сигналами и законов управления формированием МЧ ПВС для функционального поражения;

- рассчитывать вероятности появления деградаций в различных типах полупроводниковых элементов с использованием различных законов распределения тепловой энергии;

- определять электрические характеристики фидерной системы СШП РТС;

- рассчитывать пространственно-временные и энергетические характеристики короткоимпульсной СШП зеркальной антенны.

