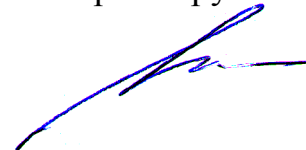


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)» (МАИ)

На правах рукописи



Манаенков Евгений Васильевич

Малогобаритные фазированные антенные решетки Ka-диапазона

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель –

доктор технических наук

профессор Леонид Иванович Пономарёв

Москва – 2020

Оглавление

| | |
|---|-----|
| Список сокращений | 4 |
| Введение | 5 |
| Глава 1. Постановка задачи разработки малогабаритных антенных решеток Ka-диапазона | 12 |
| 1.1. Анализ требований, предъявляемых к высокоточным малогабаритным антенным решеткам Ka-диапазона | 12 |
| 1.2. Схемы построения малогабаритных антенных решеток Ka-диапазона.... | 12 |
| 1.3. Анализ факторов, влияющих на точность пеленгования в ФАР Ka-диапазона | 16 |
| 1.3.1. Факторы, связанные с алгоритмами управления элементами ФАР.... | 16 |
| 1.3.2. Факторы, обусловленные особенностями схемотехнической реализации системы управления лучом ФАР | 22 |
| 1.3.3. Факторы, имеющие электродинамическую природу | 31 |
| Глава 2. Характеристики направленности ФАР | 45 |
| 2.1. Алгоритм моделирования характеристик направленности ФАР | 45 |
| 2.2. Характеристики направленности облучателя..... | 66 |
| 2.3. Характеристики направленности излучающего полотна | 73 |
| 2.4. Интегрированный излучатель-фазовращатель ФАР Ka-диапазона | 80 |
| Глава 3. Точность пеленгования с использованием ФАР | 94 |
| 3.1. Потенциальная точность определения угловых координат с использованием ФАР..... | 94 |
| 3.2. Реальная точность пеленгования с использованием ФАР | 107 |
| Глава 4. Результаты теоретико-экспериментального исследования малогабаритной ФАР Ka-диапазона | 130 |
| 4.1. Анализ результатов измерения ДН ФАР | 134 |
| 4.2. Краевые эффекты и их влияние на точность пеленгования | 139 |
| 4.3. Анализ детерминированных ошибок установки луча в сканирующих ФАР | 144 |

| | |
|---|-----|
| 4.4. Исследование влияния фазовой подставки на точность пеленгования | 147 |
| 4.5. Корректировка результатов экспериментальных исследований в соответствии с теоретическими оценками | 153 |
| 4.6. Анализ точности установки луча ФАР на различных частотах | 161 |
| Заключение | 166 |
| Список используемой литературы | 168 |

Список сокращений

- АР – антенная решетка
АС – антенная система
БУЛ – блок управления лучом
ВДИ – волноводный диэлектрический излучатель
ДН – диаграмма направленности
ИП – источник питания
ИФ – излучатель-фазовращатель
КИП – коэффициент использования поверхности
КНД – коэффициент направленного действия
КПД – коэффициент полезного действия
КСВ – коэффициент стоячей волны
КУ – коэффициент усиления
МИО – моноимпульсный облучатель
МШУ – малозумящий усилитель
ОПУ – опорно-поворотное устройство
ОСШ – отношение сигнал/шум
ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
РДН – разностная диаграмма направленности
РЛС – радиолокационная станция
СА – спектроанализатор
СДН – суммарная диаграмма направленности
СКО – среднеквадратическая ошибка
СУЛ – система управления лучом
УБЛ – уровень боковых лепестков
ФАР – фазированная антенная решетка
ФВ – фазовращатель

Введение

Диссертация посвящена исследованию особенностей построения высокоточных малогабаритных сканирующих в широком секторе углов фазированных антенных решеток (ФАР) мм-диапазона длин волн с пространственным возбуждением моноимпульсными облучателями.

В последнее время появилась потребность в разработке ФАР мм-диапазона с электрическим сканированием луча для мобильных, оперативно разворачиваемых наземных комплексов вооружения. В составе таких комплексов присутствуют радиолокационные станции (РЛС) сопровождения целей, характеристики которых во многом определяются характеристиками их антенной системы. Антенные системы (АС) таких комплексов, как правило, включают в себя две антенные решетки (АР) с существенно отличающимися размерами. ФАР с размерами раскрытия порядка нескольких сотен длин волн используется для сопровождения объекта на большом удалении от РЛС (более 1 км), а малоапертурная ФАР с размерами полотна, не превышающими нескольких десятков длин волн, применяется на малом удалении от РЛС.

Точность пеленгации объекта вблизи РЛС определяется точностью сопровождения объекта малоразмерной ФАР. В то же время установлено, что для ФАР с малыми размерами выявлены существенные ограничения по точности установки луча при его сканировании в широком секторе углов. Поэтому проблема повышения точности пеленгования с использованием малогабаритных ФАР мм-диапазона и определения факторов, влияющих на эту точность, а также реально достижимых границ пеленгования является чрезвычайно актуальной задачей, определяющей достижимые (потенциальные) характеристики РЛС.

Для решения поставленной задачи требуется комплексный подход, учитывающий множество факторов, имеющих алгоритмическую, схемотехническую и электродинамическую природу возникновения. Все эти факторы в конечном итоге приводят к искажениям амплитудно-фазового распределения по-

ля в раскрыве ФАР, что приводит к возникновению ошибок пеленгования.

К алгоритмическим факторам можно отнести ошибки, обусловленные выбором разрядности фазовращателей (ФВ) и алгоритмами вычисления фазового распределения.

К схемотехническим факторам относятся особенности реализации системы управления лучом (СУЛ) ФАР: нестабильность напряжений источников питания (ИП); неправильное формирование длительностей управляющих импульсов; падение напряжения на питающих проводниках и на ключе, формирующем управляющий импульс; влияние паразитных реактивностей.

Основными электродинамическими факторами, влияющими на точность пеленгования в рассматриваемых ФАР, являются: отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе каждого n -го излучателя ФАР; амплитудно-фазовые ошибки в требуемом амплитудно-фазовом распределении излучаемого (принимаемого) поля по раскрыву ФАР; в ФАР с круговой поляризацией поляризационные ошибки из-за отличия поляризационных диаграмм направленности (ДН) излучателей и ФАР в целом от поляризации принимаемого поля; взаимодействие излучателей в ФАР, приводящее к аномальной зависимости коэффициента усиления (КУ) ФАР в секторе сканирования; недостаточно хорошее согласование излучателей ФАР.

Все перечисленные факторы требуют тщательного изучения и анализа с целью минимизации ошибок установки луча ФАР и, как следствие, повышения точности пеленгования.

Вопросы создания проходных ФАР рассматривались рядом авторов: Р.С. Хансенom [1], Н. Амитеем [2], О.Г. Вендиком [3], М.Д. Парнесом [4], В.М. Крехтуновым [5–12], С.П. Скобелевым [13], А.В. Шишловым [14, 15] и др. Точность определения угловых координат с использованием различных методов пеленгования рассмотрена в работах А.И. Леонова и К.И. Фомичева [16], Я.С. Шифрина [17], Ю.Г. Сосулина [18], О.П. Черемисина [19], а также в работах Л.И. Пономарёва [20, 21] и других источниках. Однако до сих пор остаются

неясными пределы достижения максимальной точности пеленгования при комплексном учете всех перечисленных выше факторов и вопросы формулировки требований к отдельным элементам и устройствам этих ФАР. Необходимость продолжения исследований в этом направлении обусловлена также развитием элементной базы и технологий и поиском новых технических решений при создании малогабаритных антенн РЛС сопровождения целей. Недостаточно исследованы также вопросы точности пеленгования, связанные с разработкой экспериментально-теоретических методов определения точности пеленгования.

Целью работы является анализ точности пеленгования с помощью малогабаритной ФАР Ka-диапазона волн и исследование возможности повышения точности пеленгования за счет минимизации влияния факторов, снижающих точность установки луча.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решены следующие **основные задачи**:

- Проведено сравнение потенциальной точности пеленгования с использованием цифровой N -канальной ФАР и четырехканальной ФАР такой же конфигурации и размеров с моноимпульсным суммарно-разностным методом пеленгования.
- Выполнен анализ основных факторов, влияющих на реальную точность пеленгования в сканирующих ФАР проходного типа.
- Предложены и обоснованы электродинамические модели и проведено полномасштабное моделирование характеристик как отдельного излучателя в составе ФАР, так и ФАР в целом.
- Развита методика экспериментально-теоретического анализа детерминированных и случайных ошибок установки нуля разностных ДН в секторе сканирования ФАР.
- Разработана методика экспериментально-теоретического анализа случайных ошибок интегрированных излучателей-фазовращателей в секторе сканирования ФАР проходного типа.

- Проведено комплексное исследование точности пеленгования в ФАР Ка-диапазона в зависимости от ряда факторов, имеющих алгоритмическую, схемотехническую и электродинамическую природу возникновения, и установлено, что при оптимизации точности пеленгования основным препятствием для сужения границ ошибок являются ошибки интегрированных излучателей-фазовращателей.
- Показано, что при использовании современной технологии производства интегрированных излучателей-фазовращателей и других элементов ФАР возможно достижение точности установки луча в разностной ДН порядка 0,02 от ширины суммарной ДН в секторе сканирования $\pm 45^\circ$.

Научная новизна работы состоит в оценке предельной точности пеленгования с помощью ФАР проходного типа; разработке методики экспериментально-теоретического анализа случайных ошибок интегрированных излучателей-фазовращателей в секторе сканирования ФАР проходного типа; развитии методики экспериментально-теоретического анализа детерминированных ошибок установки нуля разностных ДН в секторе сканирования ФАР; выводе теоретических соотношений, позволяющих учесть влияние различных факторов ухудшения точности установки луча на ошибки пеленгования; получении и анализе экспериментальных данных, позволяющих подтвердить эффективность предлагаемой методики оценки точности пеленгования.

В диссертационной работе получены следующие новые результаты:

- 1) разработана схема и модель анализа характеристик направленности малоразмерных сканирующих ФАР проходного типа Ка-диапазона в конечном секторе углов с углом при вершине 45° с использованием интегрированных излучателей-фазовращателей и четырехканального МИО с круговой поляризацией;
- 2) проведено комплексное исследование характеристик как отдельных элементов, так и ФАР в целом в секторе сканирования, а также выявлены зави-

симости характеристик ФАР от характеристик входящих в ее состав узлов и блоков;

3) установлено теоретически и экспериментально, что при использовании ИИФ в такой схеме ФАР возможны провалы в ДН на гораздо меньших углах сканирования, чем это следует исходя из шага размещения излучателей ФАР, причем эти углы различаются для вертикальной и горизонтальной поляризаций и поэтому при сканировании в этих областях сектора сканирования существенно меняется коэффициент эллиптичности диаграммы направленности ФАР;

4) проведено исследование предельной и реальной точности пеленгования с использованием ФАР проходного типа и разработана методика теоретического и экспериментально-теоретического анализа детерминированных и случайных ошибок установки нуля в разных ДН в диапазоне сектора сканирования, позволяющие существенно повысить точность пеленгования;

5) показано, что при использовании современной технологии производства ИИФ и введении соответствующих коррекционных алгоритмов пеленгования возможно достижение точности установки луча в разностной ДН порядка 0,02 от ширины суммарной ДН во всем секторе сканирования.

Практическая значимость результатов работы состоит в развитии теории методов расчета характеристик ФАР проходного типа в мм-диапазоне с целью достижения заданной точности пеленгования и обосновании эффективности применения разработанной методики повышения точности пеленгования, в том числе при реализации ФАР на современной элементной базе. Практическая ценность работы заключается в разработке и экспериментальном исследовании макетов высокоточной малоразмерной ФАР Ka-диапазона и ее отдельных узлов, а также подтверждается востребованностью результатов диссертации в ходе выполнения ряда ОКР: ОКР «РЛСН», ОКР «Панцирь-СМ» и ОКР «Панцирь-С1М».

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Предельная точность установки луча в моноимпульсных сканирующих ФАР определяется отношением сигнал/шум на выходе ФАР и при оптимизации амплитудной суммарно-разностной пеленгационной системы практически совпадает с предельной точностью в многоэлементных ФАР со спектрально-корреляционным методом цифровой обработки. Так, при ОСШ = 40 дБ предельная точность установки луча в ФАР с радиусом круглой апертуры $4,8\lambda$ составляет $2,3' \dots 2,8'$.

2. Основной вклад в ошибку установки луча в сканирующих ФАР проходного типа вносит детерминированная составляющая, уровень которой зависит от особенностей формирования разностных ДН моноимпульсного облучателя и краевых эффектов в решетке, и для разработанной ФАР с размером круглой апертуры 10λ составляет порядка $100'$.

3. Установлено, что при современном уровне технологии и минимизации ошибок пеленгования, имеющих детерминированную природу, минимальное значение дисперсии случайных ошибок интегрированных излучателей-фазовращателей в секторе углов $\pm 45^\circ$ составляет примерно $8 \dots 10'$, что позволяет за счет использования корректировочных алгоритмов формирования фазового распределения в ФАР повысить точность пеленгования примерно на порядок (до $1/40 \dots 1/50$ ширины ДН по суммарному каналу) во всем секторе сканирования.

4. Детерминированная составляющая и дисперсия случайных ошибок интегрированных излучателей-фазовращателей в сканирующих ФАР могут быть определены экспериментально с помощью разработанной методики измерения и последующего теоретического анализа ошибок установки луча при изменении одинаковых фазовых «подставок» всех фазовращателей ФАР, задаваемых системой управления лучом.

5. При повышенных требованиях к точности пеленгования необходим тщательный учет и минимизация влияния полной совокупности перечисленных

в работе факторов (оптимизации алгоритма управления, схемотехническая реализация и электродинамических факторов). При этом наибольшую сложность в повышении точности пеленгования представляет технология изготовления отдельных элементов в излучающем раскрыве ФАР и получения стабильных линейных характеристик интегрированных излучателей-фазовращателей.

Апробация результатов работы

Основные результаты диссертации докладывались на научных конференциях (XXVI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2020). Воронеж; X Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы наземной радиолокации», 2013, Тула), а также подтверждены результатами экспериментальных исследований разработанных макетов ФАР.

Публикации

По теме диссертации опубликовано четыре статьи в журналах, рецензируемых ВАК, тезисы трех докладов в сборниках трудов конференций, а также 42 патента и полезные модели на изобретение [22–63] как отдельных элементов, так и ФАР в целом.

Личный вклад

В работах, опубликованных в соавторстве, автором лично предложена постановка задачи, также он принимал активное участие в разработке алгоритмов моделей, в разработке макетов, узлов и ФАР в целом, проведении экспериментальных исследований и сопоставлении их с результатами теоретического анализа.

Диссертационная работа изложена на 175 машинописных страницах и состоит из введения, четырех глав, заключения и списка использованных источников. Иллюстративный материал представлен в виде 78 рисунков и 8 таблиц. Список использованных источников включает 86 наименований.

Глава 1. Постановка задачи разработки малогабаритных антенных решеток Ka-диапазона

1.1. Анализ требований, предъявляемых к высокоточным малогабаритным антенным решеткам Ka-диапазона

Исследуемая фазированная антенная решетка Ka-диапазона, используемая в составе РЛС сопровождения целей, должна иметь габаритные размеры апертуры около 10λ и обеспечивать сектор сканирования $\pm 45^\circ$. К характеристикам направленности таких решёток предъявляются довольно жёсткие требования, а точность пеленгования при этом должна быть не хуже нескольких угловых минут. В связи с этим возникает задача расчета и разработки электродинамических моделей составных элементов этой антенны и антенной системы в целом.

Характеристики исследуемых ФАР должны удовлетворять следующим требованиям:

- тип антенны – ФАР с электрическим сканированием;
- схема построения – с пространственным возбуждением;
- частотный диапазон – Ka;
- полоса частот – 800...1000 МГц;
- малые габаритные размеры – порядка 10λ ;
- сектор сканирования – $\pm 45^\circ$;
- поляризация излучаемого поля – круговая;
- уровень боковых лепестков – не выше -20 дБ;
- точность установки луча – не хуже $\sim 15'$.

1.2. Схемы построения малогабаритных антенных решеток Ka-диапазона

Среди известных схем возбуждения многоэлементных малогабаритных АР предпочтение отдается системам с оптическим распределением мощности между каналами в силу простоты их реализации по сравнению, например, с

волноводными схемами возбуждения АР, часто используемыми в ФАР вертолетных и самолетных РЛС, а также дешевизны и удобства при реализации моноимпульсных систем. При создании ФАР с оптическим распределением мощности возможно использование как проходной, так и отражательной схем (рис. 1.1 и 1.2).

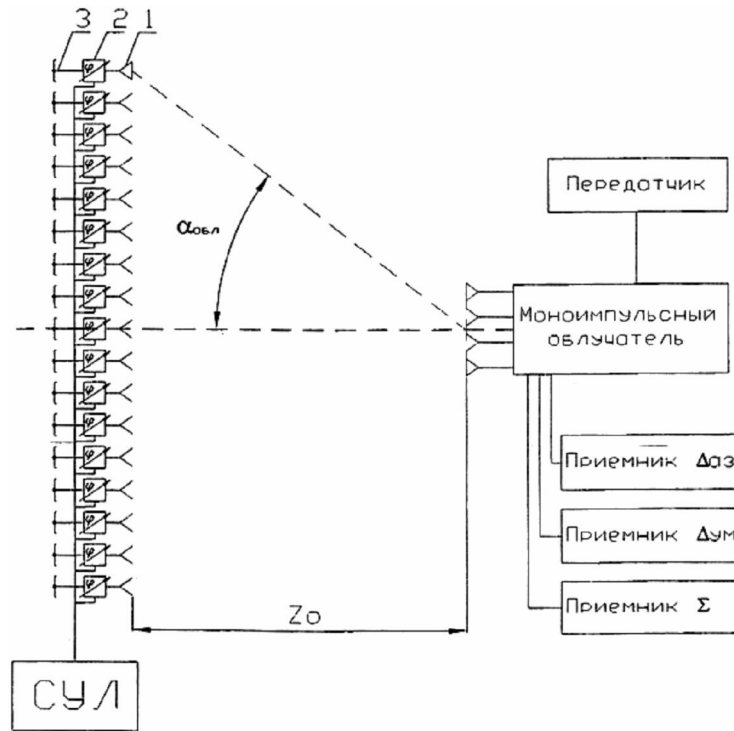


Рис. 1.1. Схема отражательной ФАР:

1 – излучатель; 2 – фазовращатель; 3 – короткозамыкатель

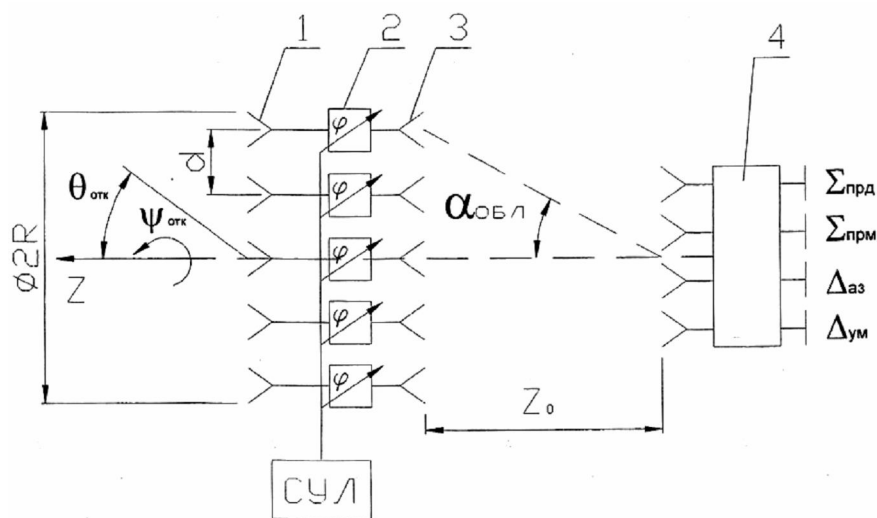


Рис. 1.2. Схема ФАР проходного типа: 1 – передающее полотно ФАР;

2 – фазовращатели; 3 – приемное полотно ФАР; 4 – облучатель

При отражательной схеме возбуждения ФАР уменьшается сектор сканирования, а также имеет место затенение части ее раскрыва облучателем и элементами его крепления, что, помимо уменьшения КУ и увеличения УБЛ, приводит к возникновению дополнительных ошибок при сканировании луча, визировании целей и наведении на цель. Также при размещении ФАР отражательного типа в непосредственной близости от источников внешних помех имеет место их нежелательное прямое воздействие на облучатель, что приводит к возникновению дополнительных ошибок определения угловых координат целей. Применение проходной ФАР дает возможность независимо оптимизировать излучатели приемной и апертурной части АР, выполняющих разные функции. Еще одно преимущество ФАР проходного типа с оптическим распределением мощности в Ка-диапазоне – возможность ее построения с применением элементов в виде интегрированных излучателей-фазовращателей. Такие элементы с фазовращателями, работа которых основана на использовании эффекта Фарадея, имеют простую конструкцию, высокую серийнопригодность и малые поперечные размеры, что, в свою очередь, позволяет размещать их в раскрыве ФАР с малым шагом и увеличить сектор сканирования ФАР.

С учетом отмеченных преимуществ предметом исследования является малогабаритная сканирующая ФАР, построенная по проходной схеме.

Пример схемы проходной ФАР Ка-диапазона и схема ее взаимодействия с составными частями РЛС приведены на рис. 1.3.

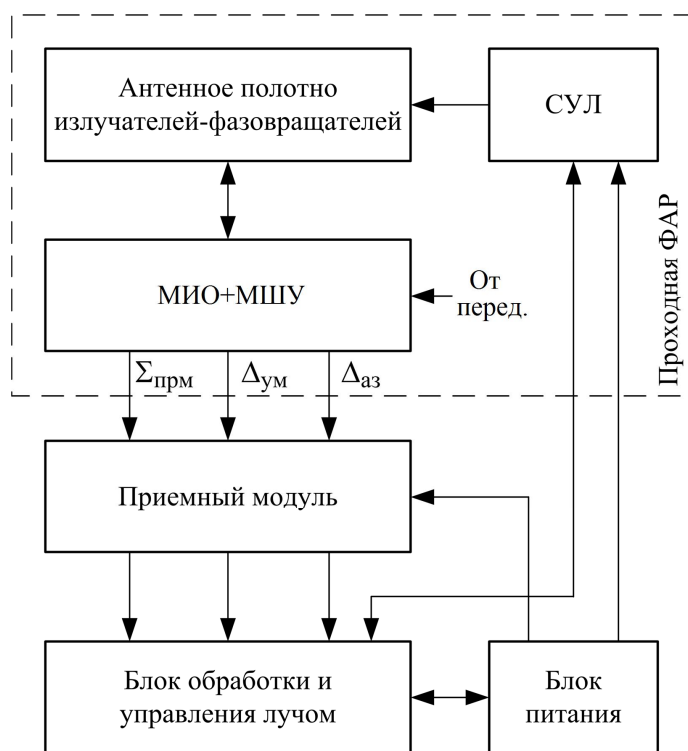


Рис. 1.3. Схема ФАР Ка-диапазона

и ее взаимодействия с составными частями РЛС

Поясним кратко принцип работы ФАР и ее составных элементов. Хотя рассматриваемая ФАР работает как в приемном, так и в передающем режимах, более удобно рассматривать ее характеристики в режиме передачи.

Итак, в передающем режиме сигнал от передатчика со средней частотой f_0 поступает на суммарный вход МИО, состоящий из отдельных излучателей в виде открытых концов квадратных волноводов. С помощью поляризаторов, расположенных в канале каждого излучателя, в апертуре каждого излучателя формируется поле излучения круговой поляризации с ДН $F_{\text{обл}i}(\theta, \varphi)$ по горизонтальной ($i = 1$) и вертикальной ($i = 2$) поляризациям. Это поле круговой поляризации принимается излучателями антенного полотна, фазируется с помощью ферритовых ФВ и переизлучается в окружающее пространство по закону ДН ФАР $F_{\text{ФАР}}(\theta - \theta_0, \varphi - \varphi_0)$, где θ_0, φ_0 – направление максимума ДН. Реализация требуемого фазового распределения для получения заданного отклонения луча θ_0, φ_0 производится ФВ, управление которыми осуществляется СУЛ. Опи-

сание схемы и конструкции интегрированных излучателей-фазовращателей ФАР, а также МИО приведены в следующих разделах.

Моноимпульсный облучатель в режиме передачи обеспечивает формирование суммарной ДН (вход $\Sigma_{\text{прд}}$), а в режиме приема – суммарной и двух разностных ДН (выходы $\Sigma_{\text{прм}}$, $\Delta_{\text{аз}}$, $\Delta_{\text{ум}}$), и представляет собой АР из $N_{\text{обл}}$ волноводных излучателей. Для получения круговой поляризации излучения в раскрыве облучателя на его выходе установлены селекторы круговых поляризаций, которые могут быть реализованы различными способами (например, в виде поляризатора с перегородкой, по-другому называемого septum-поляризатора, или селектора линейных поляризаций с установленным на его выходе преобразователем поляризации). В любом случае это позволяет получить на выходе две волны H_{10} и H_{01} с требуемым фазовым сдвигом в 90° между составляющими поля H_{10} и H_{01} . Расстояние между фазовыми центрами волноводов выбирается с учетом требуемого продольного размера ФАР и амплитудного распределения поля в раскрыве АР с требуемыми уровнями поля на краях, обеспечивающих заданную величину УБЛ.

1.3. Анализ факторов, влияющих на точность пеленгования в ФАР Ка-диапазона

1.3.1. Факторы, связанные с алгоритмами управления элементами ФАР

1.3.1.1. Влияние разрядности ФВ

Ферритовый ФВ является частью интегрированного элемента ФАР, в состав которого также входят приемный и апертурный излучатели в виде диэлектрических антенн, выполненных из феррита [53] или из композитного диэлектрика [64]. Этот ФВ по своей сути является аналоговым. Однако применяемые времяимпульсные методы управления вносимым фазовым сдвигом с фиксированным шагом изменения длительности импульса управления делают его дискретным. Анализ ФАР, выполненных на ФВ с дискретной перестройкой фазы, рассмотрен в ряде источников, например, [1-3].

Разрядность ФВ связана с шагом изменения длительности импульса управления соотношением

$$n = \log_2 \frac{360}{\Delta\tau \cdot S}, \quad (1.1)$$

где n – разрядность ФВ; S – крутизна перестроечной характеристики ФВ; $\Delta\tau$ – шаг изменения длительности импульса управления.

Используемые на практике элементы ФАР [53,64] совместно с применяемыми схемами управления лучом обеспечивают их разрядность порядка $n = 5,5 \dots 7$. Применительно к линейным ФАР это соответствует предельной точности установки луча, соответствующей наименьшему шагу его перемещения [4]:

$$\frac{\theta_{\text{ош}}}{2\theta_{0,5}} = \frac{1}{1,029 \cdot 2^n}, \quad (1.2)$$

где $2\theta_{0,5}$ – ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности; $\theta_{\text{ош}}$ – наименьший шаг перемещения луча ФАР.

В реальных ФАР разрядность $n = 5,5 \dots 7$ является достаточной, так как вклад этого фактора в ошибку установки луча составляет 1...2% от $\theta_{0,5}$. Кроме того, существуют методы, позволяющие уменьшить ошибку установки луча по сравнению с приведенной в выражении (1.2). Применение этих методов позволяет дополнительно увеличить разрядность ФВ в составе двумерных ФАР, что приводит к необходимости использовать в выражении (1.2) эквивалентную разрядность¹ ФВ $n_{\text{экв}}$ в составе двумерной ФАР.

Уменьшать эквивалентную разрядность при современном уровне развития электроники не имеет смысла, так как вычислительные возможности программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и микроконтроллеров, используемых в СУЛ при проведении вычислений и формировании импульсов управления, при их сравнительно невысокой стоимости в подавляющем большинстве случаев избыточны.

¹ Под эквивалентной разрядностью ФВ в составе двумерной ФАР понимается разрядность ФВ линейной ФАР, имеющей аналогичный шаг перемещения луча.

Таким образом, при использовании в СУЛ алгоритмов повышения эквивалентной разрядности ФВ влиянием рассматриваемого фактора при разрядности ФВ $n = 5,5 \dots 7$ на точность установки луча в двумерной ФАР можно пренебречь.

1.3.1.2. Ошибки, обусловленные алгоритмами вычисления фазового распределения

Ошибки, связанные с алгоритмами расчета фазового распределения, могут влиять на точность установки луча. Одна из типичных ошибок – неверный выбор разрядности задаваемых величин и точности проведения вычислений при разработке СУЛ двумерных ФАР.

При проведении вычислений обычно рассматривают вычисления вносимых ФВ фазовых сдвигов на примере линейных ФАР. Однако при работе с двумерными ФАР данный подход зачастую обеспечивает получение более плохих характеристик по сравнению с достижимыми.

Так, при выборе разрядности вычислений вес младшего разряда часто задается исходя из разрядности примененного ФВ, а также величины изменения длительности импульса управления. При этом предполагается, что при разрядности ФВ $n = 5,5 \dots 7$ шаг изменения вносимого фазового сдвига сопоставим с достижимой точностью измерения, а также с реальными ошибками установки вносимого ФВ фазового сдвига, вызванными различными факторами (например, колебаниями температуры окружающей среды, изменением несущей частоты, периода изменения положения ДН в пространстве и пр.). В этом случае при эквидистантном расположении элементов в ФАР ее столбцы и строки будут выступать подрешетками, в которых явно выражена систематическая фазовая ошибка.

Методы борьбы с такими ошибками известны – необходимо принять меры по расфазированию решеток [65]. При этом эквивалентная разрядность ФВ в составе двумерной ФАР увеличивается и для прямоугольной решетки составит

$$n_{\text{ЭКВ}} = n + \log_2 m, \quad (1.3)$$

где n – разрядность ФВ; $n_{\text{экв}}$ – эквивалентная разрядность ФВ в составе ФАР; m – число подрешеток в ФАР.

Именно эквивалентной разрядностью ФВ в составе двумерной ФАР необходимо руководствоваться при разработке алгоритма расчета вносимых фазовращателями ФАР фазовых сдвигов. В этом случае с учетом (1.2) и (1.3) теоретически возможно уменьшение шага перемещения луча в m раз. Так, при использовании элементов ФАР, описанных в [53,64], возможно построение ФАР с шагом $0,7\lambda$, что для решетки с размерами раскрыва 10λ соответствует числу подрешеток $m = 15$. В этом случае эквивалентная разрядность увеличивается на $\log_2(15) \approx 4$, что в соответствии с формулой (1.2) эквивалентно уменьшению ошибки установки луча в 16 раз, то есть $(0,05\dots0,1)\%$ от $\theta_{0,5}$.

Для применяемых на практике ФАР с круглыми апертурами с неравномерными амплитудными распределениями увеличение разрядности ФВ в составе ФАР будет меньше, однако для практических задач формулу (1.3) можно использовать для приближенных оценок эквивалентной разрядности.

Еще одна типичная алгоритмическая ошибка – неверный выбор начала координат при расчете фазового распределения. Под началом координат понимается точка, относительно которой производится вычисление вносимых фазовращателями ФАР фазовых сдвигов.

Вносимый фазовращателем ФАР фазовый сдвиг $\varphi_{\text{фв}}$ вычисляется по следующей формуле:

$$\varphi_{\text{фв}} = \varphi_{\text{колл}} - \varphi_0 + \frac{360}{\lambda} (d_x \sin \alpha + d_y \sin \beta) [\text{град}], \quad (1.4)$$

где $\varphi_{\text{колл}}$ – фазовый сдвиг, компенсирующий фазовый сдвиг оптического распределителя мощности; φ_0 – начальный фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем ФАР; λ – длина волны; d_x, d_y – координаты элемента ФАР вдоль осей Ox и Oy ; α, β – углы отклонения луча относительно осей Ox и Oy .

При расчете фазовых распределений в ФАР с эквидистантным расположением излучателей в соответствии с (1.4) приращение фазы от элемента к

элементу вдоль осей Ox и Oy будет постоянно при любой комбинации углов α и β . В этом случае расчет вносимых фазовых сдвигов сводится к вычислению приращений фаз между соседними элементами в строках и столбцах.

Для упрощения вычислений зачастую за начало координат выбирается точка, координаты которой соответствуют одной из крайних координат излучателей ФАР по осям Ox и Oy . Это позволяет упростить вычисления, так как они сводятся к прибавлению или вычитанию найденного приращения вносимого фазового сдвига от ФВ к ФВ в строках и столбцах. Такой выбор начала координат применим при использовании аналоговых ФВ с непрерывным изменением вносимого фазового сдвига. Однако при использовании дискретных ФВ, имеющих фиксированный шаг изменения вносимого фазового сдвига, рассмотренный метод приводит к появлению несимметричного относительно центра апертуры антенны распределения фазовых ошибок, что поясняется на рис. 1.4, *a*.

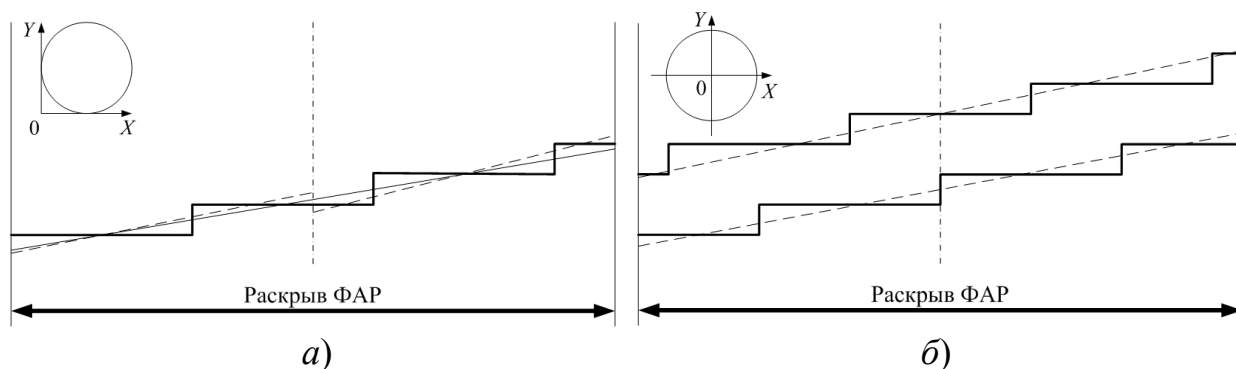


Рис. 1.4. Графическое представление результатов расчета вносимых ФВ ФАР фазовых сдвигов при различном расположении начала координат:

a – в углу раскрыва ФАР; *б* – в середине раскрыва ФАР

Для обеспечения отклонения ДН в раскрыве ФАР необходимо сформировать соответствующий плоский фазовый фронт (на рис. 1.4 показан тонкой сплошной линией). При формировании этого фронта в ФАР, выполненной на дискретных ФВ, в раскрыве ФАР возникает фазовое распределение в виде ступенек (на рис. 1.4 показано толстой сплошной линией), положение которых вы-

бирается из соображения минимизации вносимых фазовых ошибок. Однако при рассмотрении отдельно каждой из половин раскрыва ФАР видно, что плоские фазовые фронты полураскрывов ФАР (на рис. 1.4, *a* показаны пунктирной линией) не совпадают: они расположены под некоторым углом и на некотором расстоянии относительно друг друга, что означает наличие между ними фазовой ошибки.

При формировании суммарной и разностных ДН, необходимых при работе ФАР в составе РЛС, построенных по схеме амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы [16], наличие описанной фазовой ошибки между фазовыми фронтами полураскрывов ФАР приводит в первую очередь к искажениям разностной ДН, в частности, к возрастанию уровня сигнала в равносигнальном направлении.

Увеличение уровня сигнала в равносигнальном направлении в зависимости от несимметричности фазовых ошибок относительно центра апертуры ФАР показано на рис. 1.5, где приведены предельно достижимые значения снижения уровня сигнала разностной ДН в равносигнальном направлении.

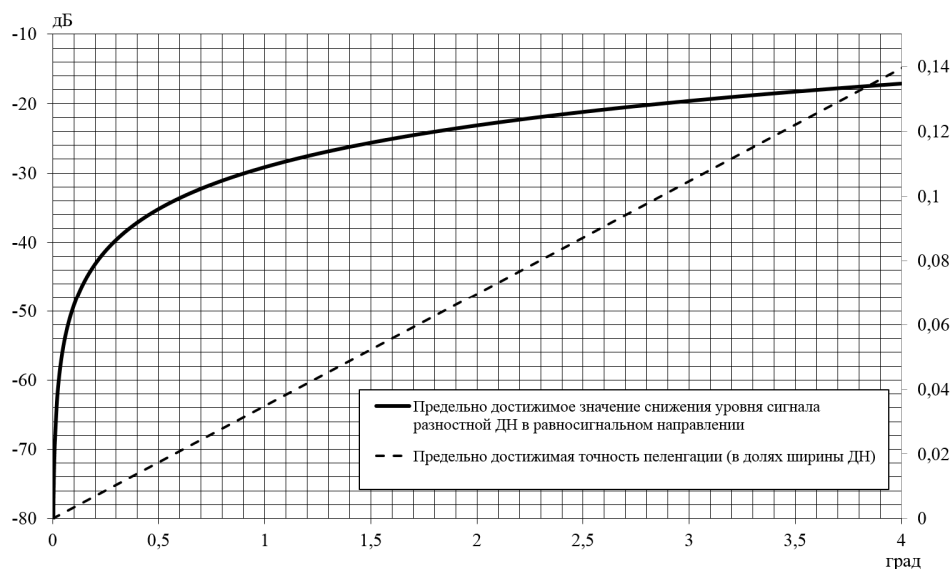


Рис. 1.5. График зависимости предельно достижимого значения снижения уровня сигнала разностной ДН в равносигнальном направлении и предельно

достижимой точности пеленгации (в долях ширины ДН)
от фазовой ошибки между полураскрывами ФАР

Например, в соответствии с представленным на рис. 1.5 графиком при величине фазовой ошибки между полураскрывами ФАР в $0,5^\circ$ предельно достижимая точность пеленгации составит $\approx (1/60) \times \theta_{0,5}$.

Влияние увеличения уровня сигнала разностной ДН в равносигнальном направлении на ошибку определения координат цели связано с уменьшением отношения сигнал/шум в равносигнальном направлении [16]. Особенно сильно это проявляется в ФАР с малыми размерами раскрывов, в которых падение отношения сигнал/шум особенно заметно.

Для борьбы с описанным эффектом при расчете фазового распределения в раскрыве ФАР начало координат целесообразно размещать на ее оси. Данный вариант графически изображен на рис. 1.4, б, где наглядно видно совпадение фазовых фронтов полураскрывов ФАР вне зависимости от положения фазовой ступеньки относительно начала координат.

1.3.2. Факторы, обусловленные особенностями схемотехнической реализации системы управления лучом ФАР

1.3.2.1. Ошибки, вызванные нестабильностью напряжений ИП

Используемые в ФАР мм-диапазона волн с раскрывами малых размеров ферритовые ФВ работают совместно с СУЛ с времяимпульсным принципом управления. Суть этого принципа в идеализированном случае состоит в следующем.

Фазовый сдвиг фарадеевского ферритового ФВ зависит от степени намагниченности ферритового стержня. По сути ФВ представляет собой замкнутый магнитопровод с обмоткой намагничивания. При этом величина вносимого фазового сдвига пропорциональна степени намагниченности ферритового стержня, которая в свою очередь зависит от затраченной на намагничивание энергии.

В идеализированном варианте ФВ представляет собой активную нагрузку. При подключении к этой нагрузке постоянного напряжения в ней возникает постоянный ток. При этом энергия, передаваемая ФВ, а следовательно, и вносимый фазовый сдвиг $\varphi_{\text{фв}}$, пропорциональны времени протекания тока через нагрузку:

$$\varphi_{\text{фв}} \sim E = UI\Delta t = \frac{U^2}{R_{\text{фв}}} \Delta t, \quad (1.5)$$

где E – энергия, передаваемая ФВ; U – напряжение управления, подводимое к ФВ; I – ток управления через ФВ; Δt – время протекания тока через ФВ; $R_{\text{фв}}$ – активное сопротивление ФВ.

На практике для упрощения расчетов пользуются параметром ФВ, который называется крутизной перестроечной характеристики S , имеющей размерность [°/мкс]. Из (1.5) следует, что крутизна перестроечной характеристики для идеализированного ФВ рассчитывается по формуле

$$S = \frac{\varphi_{\text{фв}}}{\Delta t} \sim \frac{U^2}{R_{\text{фв}}}. \quad (1.6)$$

Таким образом, крутизна перестроечной характеристики ФВ связана с напряжением управления квадратичной зависимостью. Это позволяет количественно оценить влияние нестабильности управляющего напряжения на изменение крутизны перестроечной характеристики и определить ошибку установки вносимого фазового сдвига в зависимости от изменения напряжения импульса установки фазы.

Дополнительно следует отметить, что рассматриваемые ФАР имеют значительные импульсные токи потребления при сравнительно небольших средних токах: типичный период переключения положения луча составляет 2...10 мс при времени установки фазы, вносимой ФВ, не более 100 мкс. Таким образом, импульсная мощность потребления энергии от ИП превышает среднюю более чем в 20 раз, что не является оптимальным для существующих схем стабилизированных ИП. Наиболее простой выход из данной ситуации – уста-

новка на выходах стабилизированных источников напряжения конденсаторов, которые допускают импульсный разряд при продолжительном накоплении энергии до величины

$$E = \frac{CU^2}{2}, \quad (1.7)$$

где C – емкость конденсатора.

При формировании импульса сброса/установки фазы конденсатор теряет энергию. Из-за этого за это время происходит уменьшение напряжения на выходах конденсатора и, как следствие, в соответствии с выражением (1.6) изменение крутизны перестроечной характеристики, приводящее к появлению ошибки установки вносимой ФВ фазы. Численно изменение вносимой фазы при изменении напряжения управления, подводимого к ФВ, можно найти по формуле

$$\Delta\varphi[\%] = \left(\frac{U^2 - U_1^2}{U^2} \right) \cdot 100\%, \quad (1.8)$$

где U – исходное значение напряжения управления; U_1 – измененное значение напряжения управления.

Для обеспечения на выходе ИП необходимой величины напряжения в конце цикла перемагничивания ФВ требуется установка емкости, величина которой равна

$$C = \frac{2E_{\text{фв}}}{U^2 - U_1^2}, \quad (1.9)$$

где C – емкость, необходимая для обеспечения питания одного ФВ; $E_{\text{фв}}$ – максимальная энергия перемагничивания ФВ; U – напряжение стабилизированного ИП; U_1 – напряжение в конце цикла переключения ФВ.

При выборе емкости следует также учитывать характеристики конкретного применяемого типа конденсатора. Конденсаторы, применяемые для подобных целей, должны обеспечивать работу с требуемыми импульсными токами, а

также обеспечивать необходимую емкость при всех возможных условиях эксплуатации, в том числе в диапазоне рабочих температур.

Приведенные выше рассуждения основаны на приближении, что схема питания ФВ представляет собой активную нагрузку. На практике зависимость изменения крутизны перестроечной характеристики ФВ от напряжения управления имеет более сложную зависимость: на крутизну перестроечной характеристики влияют паразитная индуктивность ФВ, свойства феррита, наличие и параметры металлизации боковой поверхности ферритового стержня, технологические допуски и зазоры и т.д. Однако представленные соотношения позволяют произвести количественную оценку фазовых ошибок, возникающих при изменении напряжения управления и предъявить требования к источнику и цепям питания.

Оценку величины ошибок, связанных с нестабильностью напряжения и емкости на выходе ИП продемонстрируем на примере ФВ Ка-диапазона, информация о котором приведена в [64]. Типовое значение энергии переключения составляет $E = 80$ мкДж. При напряжении управления $U_{фв} = 10$ В и максимальной длительности управляющего импульса $t_{упр} = 30$ мкс сопротивление ФВ составляет $R_{фв} = 38$ Ом.

В соответствии с формулами (1.8), (1.9) зависимость максимальной ошибки вносимого фазового сдвига от нестабильности питающего напряжения приведена на рис. 1.6, а от величины емкости на выходе ИП – на рис. 1.7.

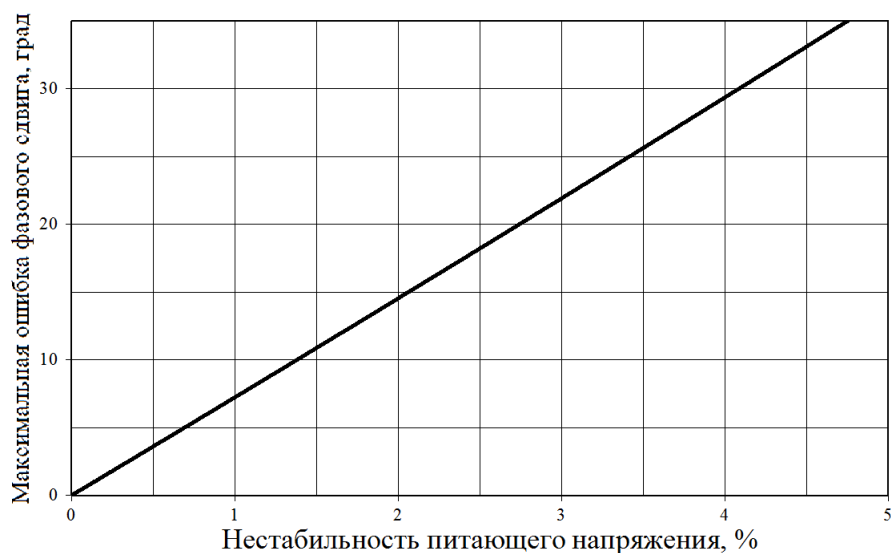


Рис. 1.6. График зависимости максимальной ошибки вносимого фазового сдвига от величины относительной нестабильности питающего напряжения

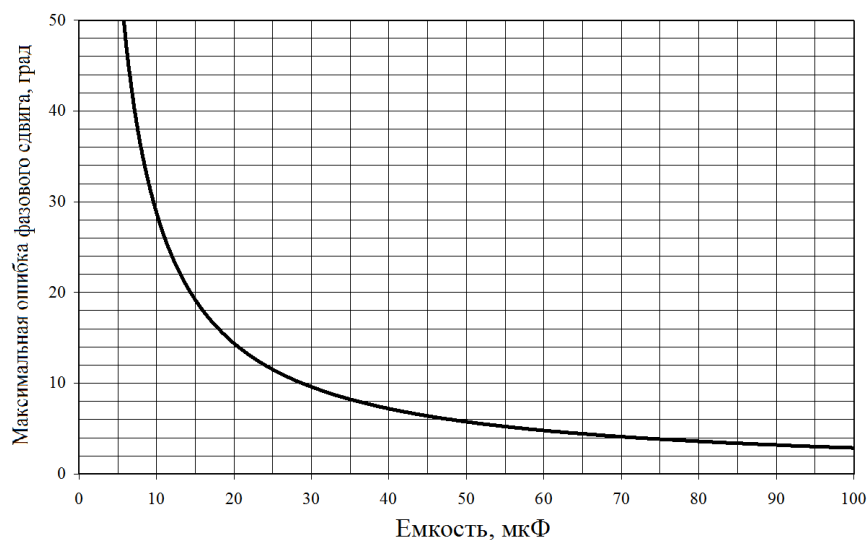


Рис. 1.7. График зависимости максимальной ошибки вносимого фазового сдвига от величины емкости на выходе ИП

1.3.2.2. Влияние особенностей формирования длительности управляющего импульса

На современном этапе развития цифровой техники формирование управляющих тактирующих импульсов с логическими уровнями не представляет собой сложную задачу. Используемые в ФАР мм-диапазона ФВ имеют крутизну перестроечной характеристики $S = 10...30^\circ/\text{мкс}$, что требует максимальной длительности импульса управления, соответствующей вносимому фазовому

сдвигу 360° , $\tau = 12 \dots 36$ мкс. При этом минимальный шаг перестройки длительности импульса управления составляет $\Delta\tau = 0,1 \dots 1$ мкс.

Даже простейшие современные микропроцессоры, ПЛИС и интегральные схемы имеют быстродействие и точность формирования импульсов со стандартными логическими уровнями, на порядки превосходящие требуемые, и в этом смысле не являются источниками ошибок установки фазы.

Однако при формировании импульсов управления, подаваемых на обмотку ФВ, могут возникать ошибки из-за изменения длительности импульса. Перечислим наиболее типичные схемотехнические ошибки, допускаемые при разработке формирующих цепей СУЛ:

- неправильный выбор зарядно-разрядных токов в цепях затворов полевых MOSFET-транзисторов;
- неправильный подбор биполярных транзисторов по частотным свойствам;
- отсутствие мер по снижению эффекта Миллера при использовании ключевых схем на биполярных транзисторах;
- отсутствие мер по предотвращению влияния токов ЭДС самоиндукции, вызванных паразитной индуктивностью ФВ.

Указанные схемотехнические ошибки могут приводить к значительным ошибкам установки вносимой фазы (до десятков градусов), причем величина ошибки может принципиально меняться в зависимости от экземпляра ФВ. Все это требует принятия схемотехнических мер по недопущению или значительному подавлению влияния источников данных ошибок [66], которые обычно связаны с увеличением длительности импульса управления. Принятие этих мер позволяет добиться временных ошибок, не превышающих половины шага перестройки длительности импульса управления ($50 \dots 500$ нс), что при использовании ФВ Ка-диапазона, информация о котором приведена в [64], соответствует ошибке вносимого фазового сдвига $0,6 \dots 6^\circ$.

1.3.2.3. Ошибки, вызванные падением напряжения на питающих проводниках и на ключе, формирующем управляющий импульс

Возникновение данных ошибок связано с реальными характеристиками ключей, используемых в выходных каскадах СУЛ, и сопротивлением проводников, соединяющих выходные цепи СУЛ с обмотками ФВ.

В последнее время в качестве выходных ключей СУЛ используются MOSFET-транзисторы, которые представляют собой n- или p-канальные полевые транзисторы с изолированным затвором. Эти транзисторы обладают низким сопротивлением в открытом состоянии (порядка мОм), достаточным напряжением сток – исток. Однако применение транзисторов с низким сопротивлением канала сдерживает то обстоятельство, что такие транзисторы обладают высокой емкостью затвора. Мощный полевой MOSFET-транзистор представляет собой большое количество маломощных транзисторов, соединенных параллельно, в связи с чем емкость затвора обратно пропорциональна сопротивлению канала.

Таким образом, применение MOSFET-транзисторов с большой емкостью затвора ограничено сложностью реализации быстродействующего ключа, коммутирующего напряжение управления на обмотку ФВ. Наличие большой емкости затвора приводит к необходимости принятия дополнительных мер для обеспечения высокой скорости ее заряда-разряда, что сопровождается усложнением и удорожанием выходного каскада СУЛ.

С другой стороны, применение транзисторов с высоким сопротивлением канала также приводит к ошибкам установки фазы, механизм возникновения которых поясняется на эквивалентной схеме подключения выходного каскада СУЛ к ФВ, приведенной на рис. 1.8.

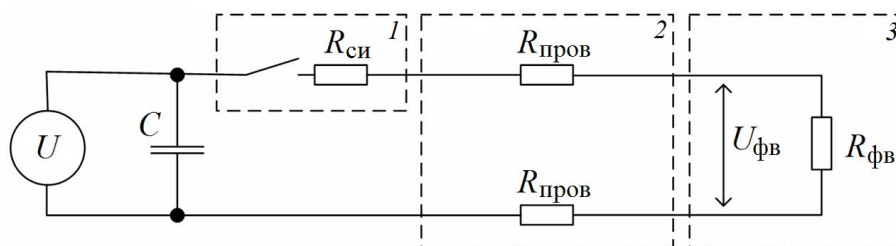


Рис. 1.8. Эквивалентная схема подключения выходного каскада СУЛ к ФВ:

I – выходной ключ СУЛ; 2 – соединительные проводники; 3 – ФВ

Из рисунка видно, что элемент ФАР подключается к ИП последовательно с сопротивлением полевого транзистора в открытом состоянии $R_{си}$, а также удвоенным сопротивлением проводников $2R_{пров}$, осуществляющих электрическое соединение ФВ с выходным каскадом СУЛ.

Анализ данной схемы показывает, что напряжение на ФВ $U_{фв}$ с учетом влияния $R_{си}$ и $R_{пров}$ будет равно

$$U_{фв} = \frac{R_{фв}}{R_{си} + 2R_{пров} + R_{фв}} U. \quad (1.10)$$

С учетом формул (1.8) и (1.10) можно оценить влияние на величину ошибки установки ФВ фазового сдвига $\Delta\varphi$ сопротивления транзистора в открытом состоянии, а также электрического сопротивления проводников по формуле

$$\Delta\varphi[\%] = \left[1 - \left(\frac{R_{фв}}{R_{си} + 2R_{пров} + R_{фв}} \right)^2 \right] \cdot 100\%. \quad (1.11)$$

Следует отметить, что данный подход является оценочным, так как не учитывает ряда факторов: индуктивности ФВ и проводов, сопротивления разъемов, паразитных емкостей. Однако с учетом того, что величина влияния перечисленных факторов мала по сравнению с учитываемыми факторами, формула (1.11) с достаточной для практического применения точностью позволит оценить влияние сопротивления ключа и сопротивления соединительных проводников на величину ошибки вносимого фазового сдвига.

Для уменьшения влияния описанного фактора изготовители ферритовых ФВ стараются при измерении параметров своих изделий в качестве ключевого элемента стенда использовать ключевой элемент выходного каскада СУЛ, с которым ФВ впоследствии будут эксплуатироваться в составе ФАР. Этим достигается исключение влияния сопротивления ключа в открытом состоянии.

Но даже с учетом этого влияние проводников может вносить существенный вклад в величину фазовой ошибки вносимого фазового сдвига. Например, для ФВ Ка-диапазона, информация о котором приведена в [64], типовое значение энергии переключения составляет $E = 80$ мкДж. При напряжении управле-

ния $U_{фв} = 10$ В и длительности управляющего импульса $t_{упр} = 30$ мкс сопротивление ФВ составляет $R_{фв} = 38$ Ом. При подключении данного ФВ к СУЛ проводом МГТФ сечением $0,07$ мм² длиной $2 \times 0,5$ м суммарное сопротивление питающих проводников составит $R_{пров} = 0,24$ Ом, что соответствует ошибке установки вносимого фазового сдвига $0,7\%$. При подключении этого же ФВ печатными проводниками той же длины, выполненными из медной фольги толщиной 35 мкм и шириной $0,2$ мм, суммарное сопротивление питающих проводников составит $R_{пров} = 2,4$ Ом, что соответствует ошибке установки вносимого фазового сдвига 6% , то есть более 20° при вносимом фазовом сдвиге от 0 до 360° .

Данный пример наглядно показывает, насколько существенным оказывается влияние питающих проводников на характеристики ФВ и ФАР в целом.

Наиболее действенный метод борьбы с описанным фактором – измерение параметров перестроечной характеристики ФВ непосредственно в составе ФАР при использовании штатной СУЛ и питающих кабелей. Так, ФВ, описанные выше, имеют в соответствии с [64] регулируемый фазовый сдвиг 384° , что соответствует 10% запасу. В соответствии с формулой (1.10) это означает, что характеристики ФВ в составе ФАР могут быть обеспечены при последовательном подключении к нему дополнительного сопротивления 2 Ом ($R_{си}$ и $2R_{пров}$), что позволяет получить большую свободу при выборе конструкции ФАР как в части элементной базы, так и ее конструктивного исполнения.

1.3.2.4. Влияние паразитной индуктивности ФВ

Схема питания идеализированного ферритового ФВ представляет собой нагрузку с активным сопротивлением. Однако нагрузки серийно выпускаемых ФВ имеют явно выраженный индуктивный характер, и по сути ферритовый ФВ элемента ФАР представляет собой электромагнитную обмотку, выполненную на ферритовом замкнутом магнитопроводе. В связи с этим ферритовому ФВ, как и просто индуктивной нагрузке, присущ эффект самоиндукции, а именно – поддержание протекания тока через обмотку при снятии напряжения. Кроме этого, возникающая ЭДС самоиндукции приводит к значительному повышению

рабочего напряжения на ключе, что негативно сказывается на его параметрах, так как с ростом рабочего напряжения ключа повышается его сопротивление в открытом состоянии.

Помимо этого, индуктивность ФВ и паразитная емкость питающих проводников, обмотки ФВ, элементов СУЛ могут приводить к возникновению затухающих колебаний в цепи питания ФВ и собственно на его обмотке. Данный эффект приводит к изменению намагниченности ферритового стержня и, следовательно, к изменению вносимого фазового сдвига.

Основным способом борьбы с данным фактором является принятие схемотехнических мер по недопущению возникновения колебаний, таких как применение питающих линий с малой паразитной емкостью, введение шунтирующих диодов [66] и др.

Наиболее действенный способ – это снижение реактивного сопротивления у ферритовых ФВ путем подбора материала ФВ, оптимальной формы деталей и конструкции, технологии обработки и сборки.

Оценки ошибок из-за причин, указанных в разделах 1.3.1 и 1.3.2, показывают, что эти ошибки являются регулируемыми, и при надлежащем конструировании и управлении могут быть минимизированы, то есть оказывают влияние на точность пеленгования в значительно меньшей степени, чем ошибки, анализируемые в разделе 1.3.3.

1.3.3. Факторы, имеющие электродинамическую природу

1.3.3.1. Влияние переотражений электромагнитной волны облучателя от элементов конструкции ФАР

Ошибки, вызванные данным фактором, оказывают влияние на правильность формирования поля облучателя ФАР. Возникновение этих ошибок может быть связано с неоптимальной конструкцией МИО и его крепления.

С целью уменьшения размеров ФАР в них используют облучатели с широкими ДН, для формирования которых применяются рупорные антенны с

апертурами малых размеров. Особенно это актуально в моноимпульсных ФАР, так как в ФАР, формирующих только суммарные ДН, возможно использовать облучатели больших размеров, например, расфазированные рупоры с изломом образующей [67] и с диэлектрической вставкой [68]. В существующих моноимпульсных ФАР в основном используются 4- и 12-рупорные МИО [69–72].

В таких МИО используется блок малоразмерных рупорных антенн, которому свойственен эффект «затекания» поверхностных токов на внешнюю поверхность рупора. В результате происходит искажение формы суммарной и разностных ДН.

Для минимизации влияния данного эффекта следует принимать известные меры по недопущению появления поверхностных токов или подавлению их влияния, в частности:

- использование осесимметричной конструкции блока рупоров;
- максимально возможное удаление излучающей апертуры МИО от элементов его конструкции;
- применение четвертьволновых канавок и ступенек, поверхностных поглотителей, экранов и т.д.

Методы проверки качества изготовленного облучателя и мер по минимизации влияния на его параметры поверхностных токов довольно просты: достаточно проверить форму и симметричность ДН. Естественно, при проведении этих проверок необходимо принимать меры по уменьшению влияния на результаты измерений элементов конструкции стенда, измерительного оборудования и окружающих предметов.

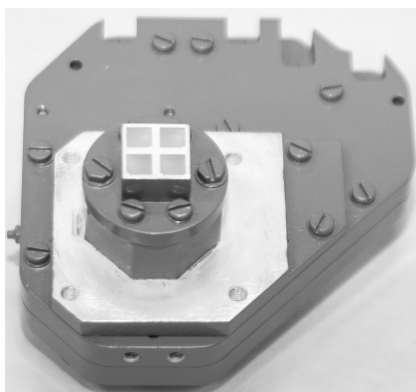
Возникновение ошибок, связанных с конструкцией элементов крепления МИО, обусловлено их влиянием на распределение мощности между каналами ФАР, что приводит к искажениям амплитудно-фазового распределения поля в апертуре приемной антенной решетки ФАР.

Эти искажения обусловлены двумя факторами:

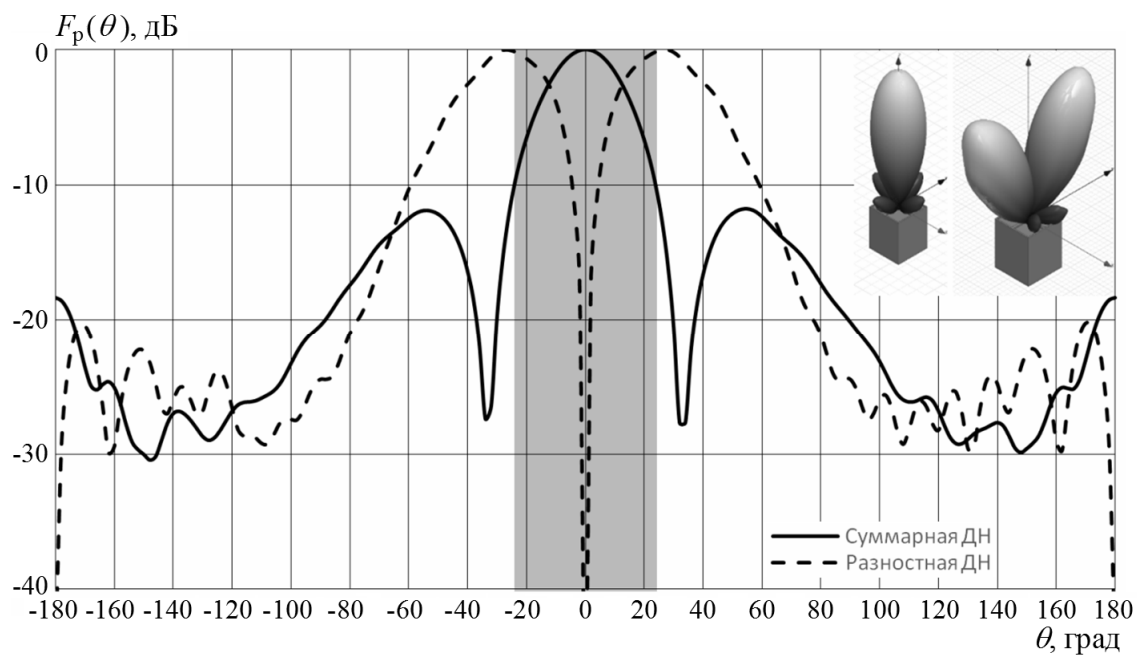
– влияние на ДН облучателя элементов конструкции, связанное с протеканием по ним поверхностных токов;

– искажение амплитудного распределения поля за счет переотражения неиспользуемой мощности облучателя от элементов конструкции и облучения ею каналов ФАР.

Как известно [69, 70], 4- и 12-рупорные облучатели, используемые в рассматриваемых ФАР, представляют собой равноамплитудную антенную решетку с прямоугольным раскрывом, ДН которой имеет уровень боковых лепестков (УБЛ) -12 дБ [73]. Для наглядности на рис. 1.9 и 1.10 приведены суммарная и разностная ДН 4- и 12-рупорных МИО с круговой поляризацией поля соответственно. Диаграммы получены в результате моделирования при помощи программы HFSS (ф. ANSYS Inc.) и подтверждены в ходе экспериментальных проверок.



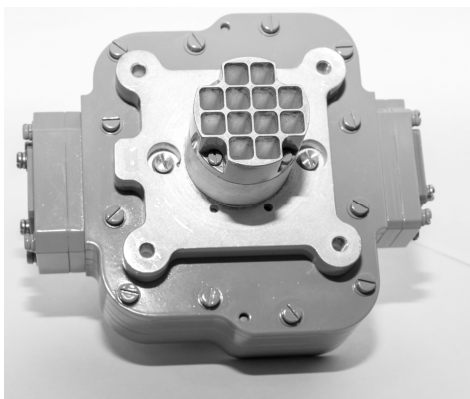
a)



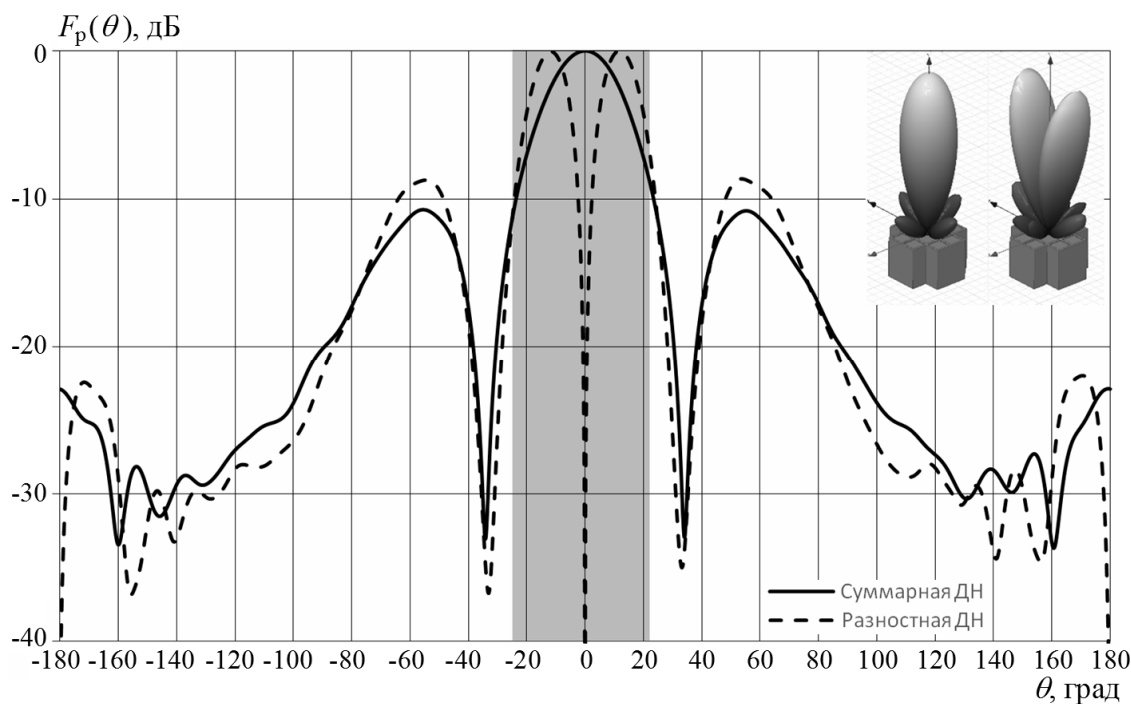
б)

Рис. 1.9. Суммарная и разностная ДН 4-рупорного МИО:

a – фото макета; *б* – ДН



a)



б)

Рис. 1.10. Суммарная и разностная ДН 12-рупорного МИО:

a – фото макета; *б* – ДН

На рисунках серым цветом выделена основная область ДН МИО, в которой излучаемая мощность падает на раскрыв ФАР. Мощность, излучаемая МИО в направлениях вне выделенной области, после переотражения от элементов его крепления может поступать на вход элементов ФАР, искажая распределение мощности, сформированное основной областью ДН. Возникающие при этом амплитудно-фазовые ошибки приводят к увеличению УБЛ и уровня фонового излучения, искажению формы ДН, увеличению уровня сигнала разностной ДН в равносигнальном направлении. Все это является причиной появления ошибок в установке положения луча и ошибок пеленгования.

Эти ошибки довольно сложно оценить численно и определить их вклад в искажение амплитудно-фазового распределения. Для устранения влияния этих факторов следует принимать меры, препятствующие их возникновению:

- уменьшать площадь переотражающих поверхностей;
- увеличивать расстояние между элементами крепления МИО и его раскрывом;

– располагать элементы крепления в зонах, соответствующих минимальному излучению МИО;

– в конструкции элементов системы крепления МИО применять меры по поглощению или рассеянию падающей на них мощности. В качестве поглотителей мощности возможно использование листовых поглощающих материалов [74,75]. Для улучшения рассеяния следует предусматривать на отражающих поверхностях элементы, обеспечивающие всенаправленное переотражение (например, выполняя переотражающие поверхности в виде волнообразных и шероховатых поверхностей с неровностями более $\lambda/4$).

1.3.3.2. Ошибки, вызванные неоптимальностью конструкции МИО

Такие ошибки приводят к искажениям амплитудно-фазового распределения поля в ФАР и, следовательно, к искажению ее ДН. По своей природе эти ошибки делятся на две группы: амплитудные и фазовые.

4- и 12-рупорные облучатели, применяемые в описываемых ФАР, представляют собой равноамплитудные антенные решетки с суммарно-разностной обработкой сигналов. Поэтому основной причиной возникновения амплитудно-фазовых ошибок в МИО являются ошибки суммирования. Эти ошибки приводят к искажению форм ДН МИО. Особенно это относится к разностным ДН как более чувствительным к амплитудно-фазовым возмущениям: происходит увеличение уровня сигнала в равносигнальном направлении, появляются различия в величине максимумов разностных ДН, имеет место отклонение положения суммарной и разностных ДН от оптической оси облучателя.

Меры по борьбе с этими ошибками очевидны: при изготовлении МИО необходимо очень тщательно подходить к изготовлению и настройке узлов облучателя и облучателя в целом, обеспечивая симметрию устройства.

Кроме того, следует обращать внимание на установку МИО в ФАР, исключая или корректируя как угловое, так и линейное смещение облучателя относительно оптической оси антенны.

1.3.3.3. Влияние неточности установки фазовых сдвигов в элементах ФАР

Основная причина возникновения этих ошибок – неидентичность интегрированных элементов ФАР, поляризационные искажения в падающей на ФВ волне и ошибки СУЛ. Эти ошибки обычно имеют случайный характер и подчиняются нормальному закону распределения вероятности. Величина этих ошибок может зависеть от многих параметров, в том числе от рабочей частоты, температуры окружающей среды, влажности, атмосферного давления и т.д. В результате воздействия этих ошибок имеет место увеличение УБЛ и уровня фонового излучения, увеличение уровня сигнала разностной ДН в равносигнальном направлении, вследствие чего возникают ошибки пеленгования.

Полностью устранить эти ошибки невозможно, мерами по уменьшению их влияния являются:

- измерение характеристик интегрированных элементов ФАР непосредственно в составе антенной решетки;
- принятие алгоритмических мер по компенсации температурных и частотных изменений фазовых характеристик ФВ;
- использование перестроечных фазовых характеристик ФВ, измеренных непосредственно в составе ФАР, и обработка полученных данных в СУЛ в виде таблиц или кусочно-линейной аппроксимации перестроечных графиков. Особенно актуально применение этого подхода для малоэлементных ФАР.

1.3.3.4. Влияние искажения ДН излучателя элемента ФАР малых размеров

Упрощенная теория антенных решеток предполагает, что антенная решетка состоит из излучателей с идентичными параметрами и их взаимовлияние не учитывается.

При использовании этих допущений ДН ФАР рассчитывается по формуле

$$F_{\text{ФАР}}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi)F_{\Sigma}(\theta, \varphi), \quad (1.12)$$

где $F_{\text{ФАР}}(\theta, \varphi)$ – ДН ФАР; $F_1(\theta, \varphi)$ – ДН одиночного излучателя; $F_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ – множитель антенной решетки изотропных излучателей.

Однако в реальных ФАР взаимовлияние между элементами довольно велико даже в решетках, у которых наблюдается большое межканальное ослабление сигнала (т.н. «развязки» между каналами ФАР). Вследствие взаимного влияния излучателей в антенной решетке изменяется форма ДН по сравнению с ДН излучателя в свободном пространстве.

На рис. 1.11 показаны ДН одиночного излучателя с круговой поляризацией (по основной составляющей), аналогичного примененному в элементах ФАР [64], находящегося в свободном пространстве, а также в составе гексагональной решетки с шагом $0,7\lambda$, окруженного разным количеством рядов пассивных излучателей, а также показана ДН этого же излучателя в составе бесконечной решетки.

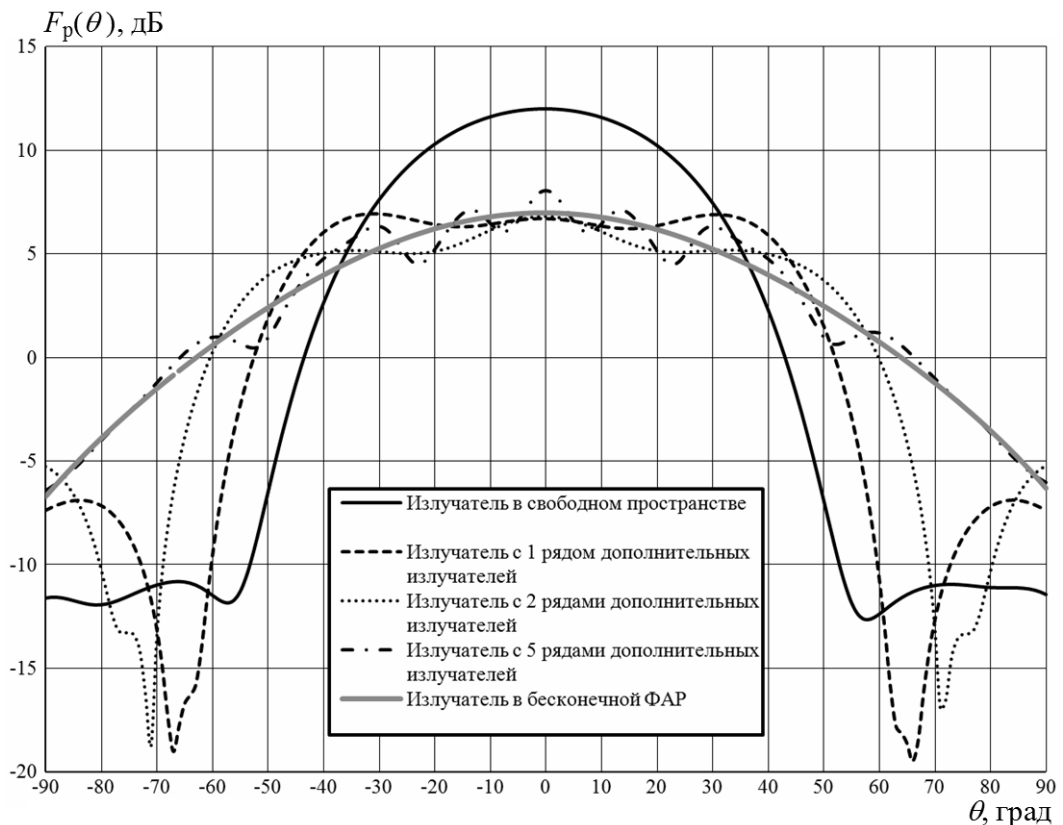


Рис. 1.11. ДН излучателя (по основной поляризации) в свободном пространстве и в составе АР

Из рисунка видно, что ДН одиночного излучателя с увеличением окружения расширяется, приближаясь по форме к ДН излучателя в составе бесконеч-

ной решетки. Однако даже ДН излучателя, окруженного пятью рядами пассивных излучателей, имеет значительное отличие от ДН излучателя в составе бесконечной решетки. ДН элементов, окруженных в разных направлениях различным числом рядов излучателей, становятся асимметричными.

На рис. 1.12 изображены ДН одиночного излучателя с круговой поляризацией поля, расположенного на краю полубесконечной гексагональной решетки, а также отстоящего от края на один и два ряда элементов. Для сравнения здесь же показана ДН этого излучателя в составе бесконечной решетки.

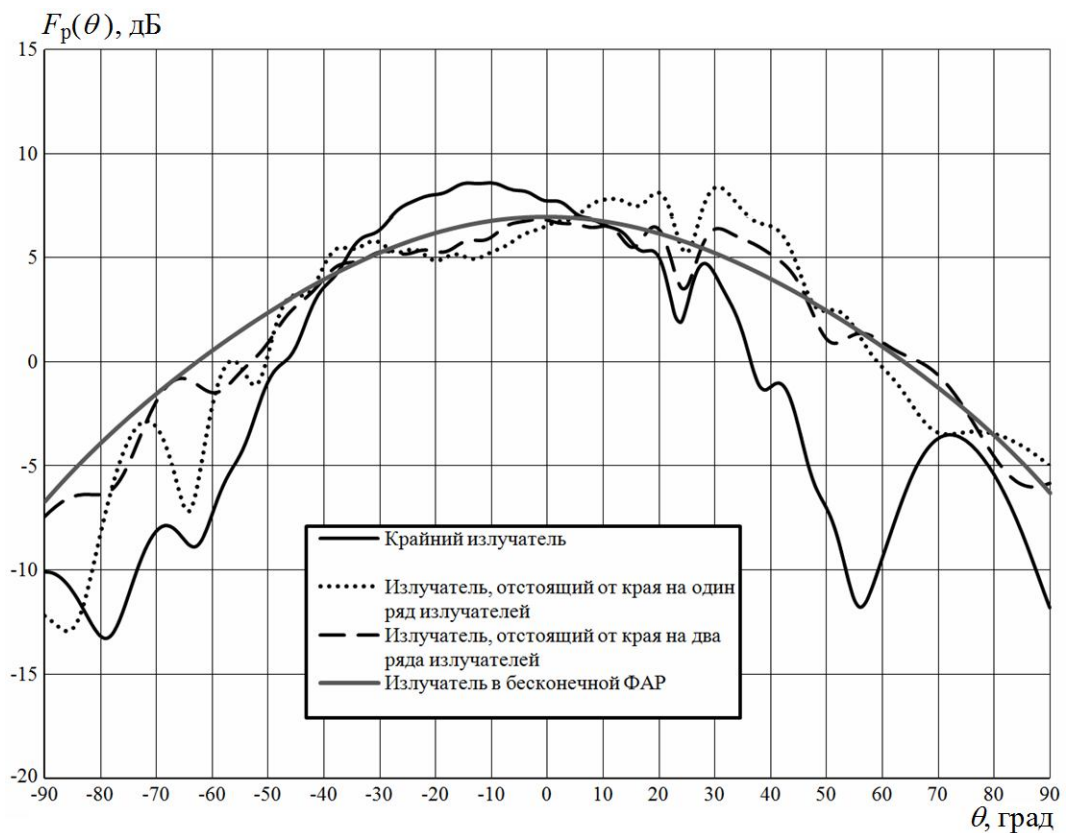


Рис. 1.12. ДН излучателя (по основной поляризации), окруженного в разных направлениях различным числом рядов пассивных излучателей

Из рис. 1.12 видно, что ДН излучателя, расположенного на краю апертуры антенной решетки, сильно искажена; однако по мере удаления от края антенной решетки искажения уменьшаются, что способствует приближению этой ДН по форме к ДН излучателя в составе бесконечной ФАР.

Описанные искажения особенно выражены в малоразмерных ФАР. Для примера на рис. 1.13 приведен вариант размещения излучателей, расположенных в узлах гексагональной сетки с шагом $d_{\Delta} = 0,7\lambda$, в ФАР, состоящей из 199 элементов, при диаметре апертуры 10λ .

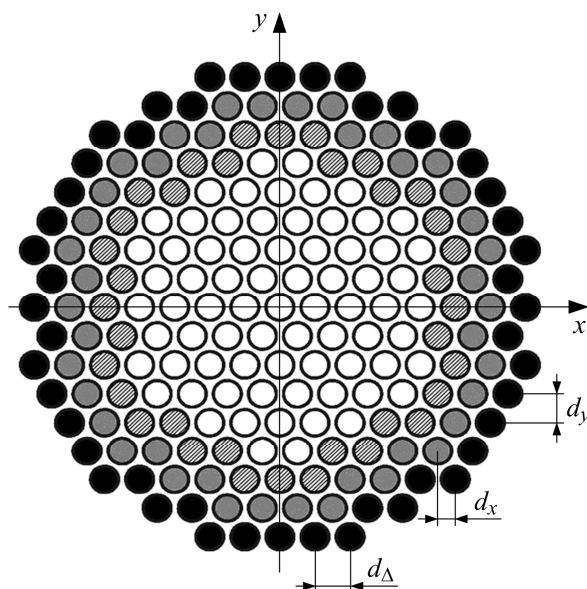


Рис. 1.13. Пример размещения излучателей в раскрыве АР

Из рисунка видно, что в приведенной антенной решетке число элементов, находящихся на краю составляет 48 шт., отстоящих от края на один и менее рядов элементов – 90 шт., отстоящих от края на два и менее рядов элементов – 128 шт.

Приведенные данные показывают, что представление ДН ФАР в виде произведения ДН одного излучателя на множитель АР не совсем корректен [70]: даже в представленной ФАР не более 50% элементов имеют ДН, которые отличаются по форме между собой, причем данные изменения зависят от направления и угла отклонения ДН.

Таким образом, в результате изменения ДН излучателя в составе антенной решетки малых размеров имеет место:

- искажение амплитудного и фазового распределений;
- появление «модуляции» коэффициента усиления ФАР в секторе электрического сканирования луча;

- увеличение ошибок при больших углах отклонения ДН, вызванных искажением формы ДН значительного числа излучателей из состава АР;
- изменение поляризационной структуры излучаемого и принимаемого поля.

Для снижения негативного воздействия этого эффекта на параметры ФАР принимаются следующие меры:

- установка на краю ФАР дополнительного количества пассивных излучателей, нагруженных на согласованные нагрузки;
- при использовании ФАР малых размеров в составе изделия учитывать изменение ее характеристик, вводя поправочные коэффициенты или функциональные зависимости. Эти данные возможно получить на этапе разработки ФАР путем тщательного моделирования ее характеристик в соответствующих САПР (см. главу 2) с последующим их уточнением в ходе измерения параметров реальных ФАР (см. главу 4).

1.3.3.5. Ошибки, связанные с влиянием краевых эффектов в АР

Изложенные выше эффекты известны как эффекты краевых волн, возникающие при сканировании в широком секторе углов. Аналитически эти эффекты наиболее ясно установлены в сканирующих волноводно-щелевых АР, расположенных на экранах конечных размеров [76]. Детально ошибки, связанные с влиянием этих эффектов, проанализированы в главе 4. Как следует из этих результатов, при попытке отклонения луча от нормали с помощью изменения фазового возбуждения в секторе углов $\theta \geq 40 \dots 60^\circ$ существенно меняется зависимость угла отклонения от фазового распределения по решетке. Происходит как бы «отскок» ДН от направления фазирования из-за отражения от края решетки (рис. 1.14). Для ФАР в виде решетки из диэлектрических стержневых излучателей приведенная кривая может давать большие ошибки при меньших углах отклонения луча от нормали к полотну. Для произвольных излучателей исследовать эти эффекты можно только путем численного моделирования ФАР из рассматриваемых элементов (см. раздел 4.2).

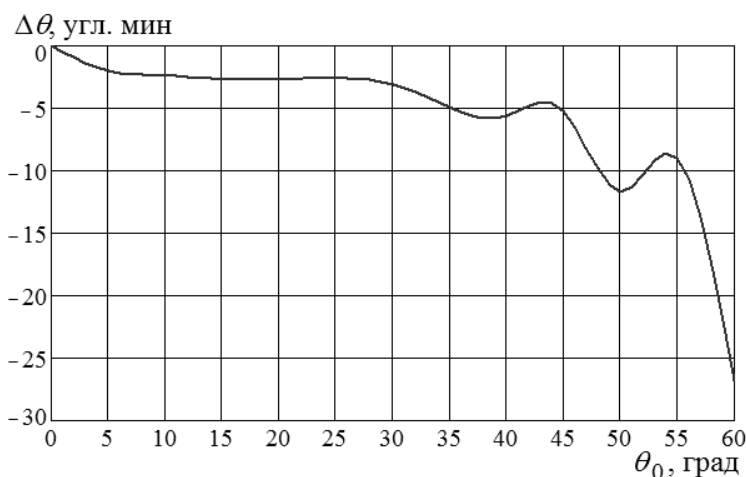


Рис. 1.14. График зависимости ошибки установки луча от угла сканирования

1.3.3.6. Влияние параметров радиопрозрачных обтекателей на характеристики ФАР

Радиопрозрачный обтекатель защищает ФАР от внешних воздействующих факторов: влаги, ветра, пыли, солнечной радиации и других нагрузок [77]. Однако внесение неоднородностей в излучающую апертуру ФАР приводит к изменениям ее характеристик: формы и положения ДН в пространстве, коэффициента усиления, поляризационных характеристик и т.д.

При применении радиопрозрачных обтекателей в составе малогабаритных ФАР с пространственным возбуждением актуальной задачей является минимизация негативного влияния обтекателя на параметры ФАР в целом.

На практике в качестве радиопрозрачных укрытий для малоразмерных ФАР мм-диапазона с распределителями мощности оптического типа наиболее широко используются тонкостенные и полуволновые обтекатели. Тонкостенные обтекатели изготавливаются в виде радиопрозрачной мембраны, выполненной из фторопластовой (иногда армированной стекловолокном), полиамидной пленки или тонкого листового стеклотекстолита. Полуволновые обтекатели чаще всего делаются в виде плоских или сферических обтекателей с большим радиусом, выполненных из стеклопластиков, армированных кварцевым или стекловолокном. Полуволновые обтекатели имеют преимущество, так как обеспечивают большую стойкость к внешним воздействующим факторам.

Искажение характеристик ФАР из-за влияния радиопрозрачного обтекателя обусловлено рядом факторов. Изменение эквивалентной толщины обтекателя при отклонении луча ФАР приводит к рассогласованию обтекателя, а также появлению поверхностной волны, распространяющейся вдоль слоя диэлектрика обтекателя, которая может исказить ДН излучателя в решетке. Кроме этого, рассогласование обтекателя может привести к переотражениям между обтекателем и апертурой ФАР, вызвав образование поверхностной волны вдоль системы излучателей. Все это может исказить ДН одиночного излучателя, вызвав смещение положения луча ФАР, привести к изменению формы ДН, появлению «модуляции» КУ в зависимости от угла отклонения луча и, наконец, привести к возможному «ослеплению» ФАР.

Искажение ДН одиночного излучателя связано с тем, что зачастую обтекатель расположен в ближней зоне не только ФАР, но и излучателя элемента ФАР.

Дальняя зона определяется как расстояние, превышающее $2L^2/\lambda$ [78] где L – максимальный размер антенны; λ – рабочая длина волны. Однако данный подход верен в отношении плоских антенн и при условии $L \gg \lambda$ там, где указанные условия не выполняются, для поля в дальней зоне следует использовать расстояние более 10λ [79].

Так, при построении малоразмерной ФАР мм-диапазона длин волн, выполненной на элементах [64], в соответствии с приведенными рекомендациями для устранения влияния на параметры излучателя обтекатель следует устанавливать на расстоянии 10λ . При этом из соображений геометрической оптики даже без учета влияния краевых эффектов для антенны с сектором электрического сканирования луча в секторе $\pm 45^\circ$ диаметр обтекателя должен составлять не менее 30λ . При изготовлении аппаратуры с применением малогабаритных ФАР обычно это условие неприемлемо. Обтекатель устанавливается на меньшем расстоянии от излучателей элементов ФАР, что приводит к искажению их

параметров: согласования, развязок между соседними излучателями, появлению условий возникновения поверхностной волны.

В известных источниках [80, 81] вопросы непосредственного влияния радиопрозрачных обтекателей на характеристики антенн с малыми размерами и конкретно излучателей ФАР освещены недостаточно. На практике при построении реальных ФАР с малыми размерами раскрытов основным путем анализа и решения вопросов по минимизации этого влияния является проведение электродинамического моделирования и оптимизация системы «ФАР – обтекатель» с последующими уточнениями при измерении соответствующих параметров реальных ФАР как с обтекателями, так и без них.

Рассмотренные выше причины, влияющие на точность пеленгования, носят в основном качественный характер. В последующих разделах приводятся результаты более подробного электродинамического анализа выявленных погрешностей при установке луча. С этой целью разработана модель ФАР и проведено детальное теоретическое и экспериментальное исследование точности установки луча при моноимпульсном методе пеленгования. Кроме того, в настоящей работе приводится алгоритм расчета характеристик направленности проходной ФАР с дальнейшим детальным анализом ошибок пеленгования и возможных способов их минимизации, а также сформулированы требования к составным частям ФАР (облучателю, интегрированным излучателям-фазовращателям, системе управления лучом) с целью получения заданной точности установки луча ФАР.

Глава 2. Характеристики направленности ФАР

В данной главе разрабатывается и подробно исследуется алгоритм моделирования характеристик направленности ФАР проходного типа, которые определяются как характеристиками облучателя, так и характеристиками излучающего полотна, в частности, параметрами отдельного интегрированного излучателя-фазовращателя.

2.1. Алгоритм моделирования характеристик направленности ФАР

Получим основные соотношения для моделирования характеристик направленности ФАР проходного типа, схема которой изображена на рис. 2.1, а.

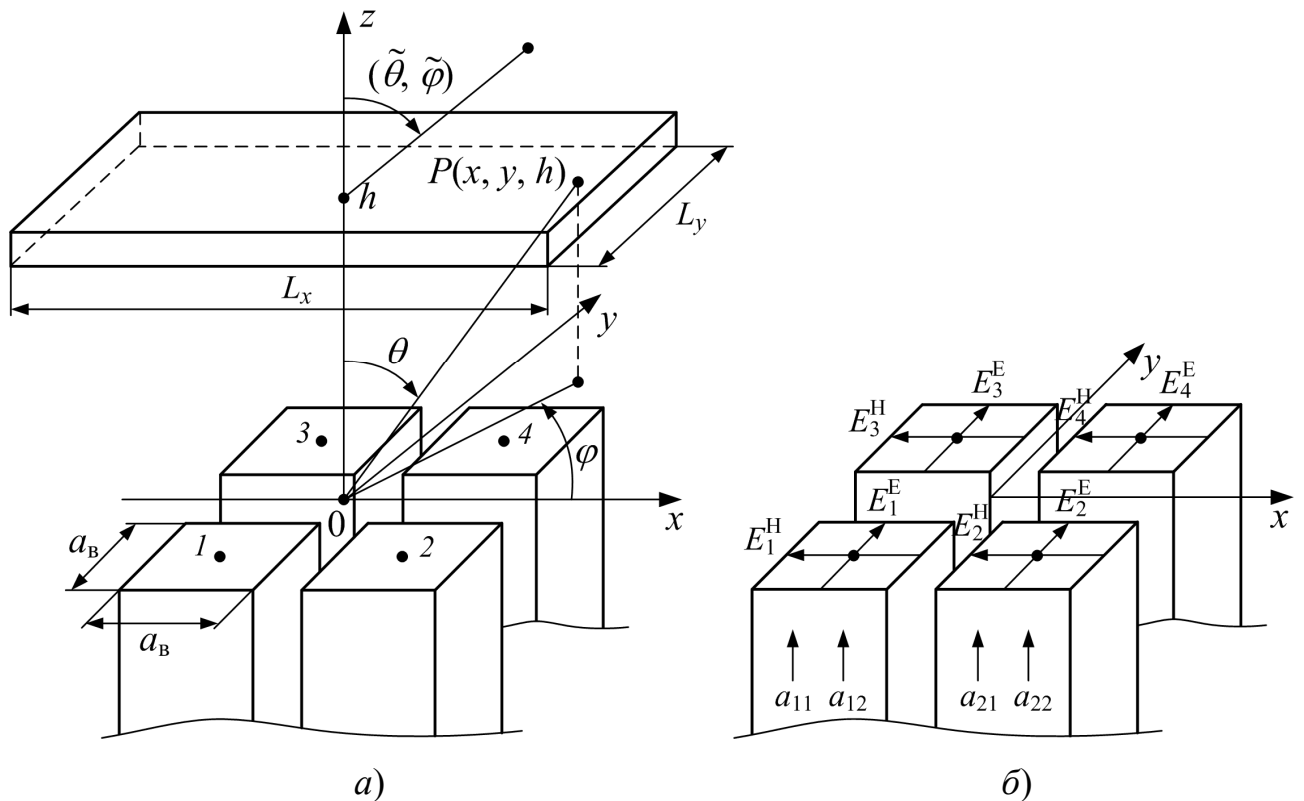


Рис. 2.1. Геометрия исследуемой АС

Предполагается, что в качестве облучателя используется АР из четырех открытых концов квадратных волноводов, в которых возбуждаются волны H_{10} с составляющими электрического поля $E_1^E, E_2^E, E_3^E, E_4^E$ и волны H_{01} с составляющими электрического поля $E_1^H, E_2^H, E_3^H, E_4^H$, ориентация которых в рас-

крыве облучателя показана на рис. 2.1, б. Амплитуды и фазы этих составляющих зависят от коэффициентов возбуждения $a_{11}, a_{21}, a_{31}, a_{41}, a_{12}, a_{22}, a_{32}, a_{42}$ соответственно и выбираются из требования получения круговой поляризации в апертурах излучателей.

Облучатели, состоящие из большего числа излучателей, например, 12-элементные, могут быть проанализированы аналогично рассматриваемому здесь 4-элементному.

Поле четырехэлементного облучателя на поверхности сферы радиуса $r = h$, где h – фокусное расстояние ФАР, с точностью до некоторой константы $c_1 = 1$ записывается следующим образом:

$$\begin{aligned}
\bar{E}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) &= \\
&= c_1 \left\{ \left[a_{11} \sqrt{G_{11}} \bar{f}_{11}(\theta_1, \varphi_1) + a_{12} \sqrt{G_{12}} \bar{f}_{12}(\theta_1, \varphi_1) \right] e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (d_{x1} \cos \varphi + d_{y1} \sin \varphi) \sin \theta} + \right. \\
&+ \left[a_{21} \sqrt{G_{21}} \bar{f}_{21}(\theta_2, \varphi_2) + a_{22} \sqrt{G_{22}} \bar{f}_{22}(\theta_2, \varphi_2) \right] e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (d_{x2} \cos \varphi + d_{y2} \sin \varphi) \sin \theta} + \\
&+ \left[a_{31} \sqrt{G_{31}} \bar{f}_{31}(\theta_3, \varphi_3) + a_{32} \sqrt{G_{32}} \bar{f}_{32}(\theta_3, \varphi_3) \right] e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (d_{x3} \cos \varphi + d_{y3} \sin \varphi) \sin \theta} + \\
&+ \left. \left[a_{41} \sqrt{G_{41}} \bar{f}_{41}(\theta_4, \varphi_4) + a_{42} \sqrt{G_{42}} \bar{f}_{42}(\theta_4, \varphi_4) \right] e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (d_{x4} \cos \varphi + d_{y4} \sin \varphi) \sin \theta} \right\} = \\
&= c_1 \sum_{k=1}^4 \sum_{l=1}^2 a_{kl} \sqrt{G_{kl}} \bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (d_{xk} \cos \varphi + d_{yk} \sin \varphi) \sin \theta}, \tag{2.1}
\end{aligned}$$

где a_{k1} – коэффициент возбуждения волны типа H_{10} в k -м волноводе; a_{k2} – коэффициент возбуждения волны типа H_{01} в k -м волноводе; $\bar{f}_{k1}(\theta_k, \varphi_k)$, $\bar{f}_{k2}(\theta_k, \varphi_k)$ – векторные комплексные нормированные ДН k -го волновода, формируемые волной типа H_{10} и H_{01} соответственно; (θ_k, φ_k) – углы в направлении на произвольную точку (x, y) на внутренней поверхности апертуры ФАР, отсчитываемые от фазового центра k -го волновода; (θ, φ) – углы на эту же

точку относительно начала координат; G_{k1} , G_{k2} – коэффициенты усиления раскрыва k -го волновода, возбуждаемого волной типа H_{10} и H_{01} соответственно, определяемые с учетом коэффициентов отражения Γ_{k1} и Γ_{k2} от раскрыва; d_{xk} , d_{yk} – координаты фазового центра k -го волновода (предполагается, что фазовый центр совпадает с геометрическим центром волновода).

Векторные ДН $\bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)$ можно представить в виде

$$\bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) = |\bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)| e^{i\Phi_{kl}(\theta_k, \varphi_k)} \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k), \quad (2.2)$$

где $\bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)$ – поляризация ДН k -го волновода при возбуждении l -й волной.

С учетом (2.2) соотношение (2.1) представляется в виде

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) = c_1 \sum_{k=1}^4 \sum_{l=1}^2 a_{kl} \sqrt{G_{kl}} |\bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)| e^{i\Phi_{kl}(\theta_k, \varphi_k)} \times \\ \times e^{i\frac{2\pi}{\lambda}(d_{xk} \cos\varphi + d_{yk} \sin\varphi) \sin\theta} \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k). \end{aligned} \quad (2.3)$$

Поле облучателя на нижней поверхности ФАР с точностью до некоторой константы c_1 можно представить следующим образом:

$$\bar{E}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) = c_1 \sum_{k=1}^4 \sum_{l=1}^2 a_{kl} \sqrt{G_{kl}} \bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda} r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)}, \quad (2.4)$$

где через $r_k(\theta, \varphi)$ обозначено расстояние от фазового центра k -го элемента облучателя до произвольной точки на нижней части раскрыва ФАР с угловыми координатами (θ, φ) в общей системе координат.

Углы (θ_k, φ_k) и (θ, φ) для произвольной точки (x, y) на нижней части раскрыва ФАР можно определить из соотношений

$$\operatorname{tg} \theta_k = \frac{\sqrt{(x-x_k)^2 + (y-y_k)^2}}{h}, \quad \sin \varphi_k = \frac{y-y_k}{\sqrt{(x-x_k)^2 + (y-y_k)^2}}, \quad (2.5)$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{h}, \quad \sin \varphi = \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}}.$$

Диаграммы направленности отдельных k -х волноводов в собственной системе координат $Ox_k y_k z$ представляются в виде

$$\bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) = \frac{1 + \cos \theta_k}{2} F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k) \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k), \quad (2.6)$$

где $F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k)$ – множитель направленности k -го раскрыва:

$$F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k) = \frac{\iint_{S_{kl}} E_{kl}(x_k, y_k) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (x_k \cos \varphi_k + y_k \sin \varphi_k) \sin \theta_k} dx_k dy_k}{\iint_{S_{kl}} E_{kl}(x_k, y_k) dx_k dy_k};$$

$E_{kl}(x_k, y_k)$ – амплитудное распределение напряженности электрического поля по раскрыву k -го волновода для волны H_{10} ($l=1$) и H_{01} ($l=2$); $\bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)$ – поляризационная ДН открытого конца k -го волновода с волной H_{10} ($l=1$) и H_{01} ($l=2$):

$$\begin{aligned} \bar{p}_{k1}(\theta_k, \varphi_k) &= \sin \varphi_k \bar{\theta}_0 + \cos \varphi_k \bar{\varphi}_0, \\ \bar{p}_{k2}(\theta_k, \varphi_k) &= -\cos \varphi_k \bar{\theta}_0 + \sin \varphi_k \bar{\varphi}_0, \end{aligned} \quad (2.7)$$

$\bar{\theta}_0, \bar{\varphi}_0$ – единичные орты в общей системе координат.

Подставляя (2.6), (2.7) в соотношение (2.4), получаем

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) &= \\ &= \sum_{k=1}^4 a_{k1} \sqrt{G_{k1}} \frac{1 + \cos \theta_k}{2} F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k) (\sin \varphi_k \bar{\theta}_0 + \cos \varphi_k \bar{\varphi}_0) \frac{e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{k=1}^4 a_{k2} \sqrt{G_{k2}} \frac{1 + \cos \theta_k}{2} F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k) (-\cos \varphi_k \bar{\theta}_0 + \sin \varphi_k \bar{\varphi}_0) \frac{e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)} = \\
& = \sum_{k=1}^4 \frac{1 + \cos \theta_k}{2} \left(a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k) \sin \varphi_k - a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k) \cos \varphi_k \right) \times \\
& \times \frac{e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)} \bar{\theta}_0 + \\
& + \sum_{k=1}^4 \frac{1 + \cos \theta_k}{2} \left(a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k) \cos \varphi_k + a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k) \sin \varphi_k \right) \times \\
& \times \frac{e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)} \bar{\varphi}_0, \tag{2.8}
\end{aligned}$$

где углы (θ_k, φ_k) и (θ, φ) для каждой точки на раскрыве определяются соотношениями (2.5); значения $F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k)$ ($l = 1, 2$) находятся следующим образом:

$$\begin{aligned}
F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k) &= \frac{\int_{-b_{Bk}/2}^{b_{Bk}/2} \int_{-a_{Bk}/2}^{a_{Bk}/2} \cos\left(\frac{\pi x_k}{a_{Bk}}\right) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (x_k \cos \varphi_k + y_k \sin \varphi_k) \sin \theta_k} dx_k dy_k}{\int_{-b_{Bk}/2}^{b_{Bk}/2} \int_{-a_{Bk}/2}^{a_{Bk}/2} \cos\left(\frac{\pi x_k}{a_{Bk}}\right) dx_k dy_k}, \\
F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k) &= \frac{\int_{-b_{Bk}/2}^{b_{Bk}/2} \int_{-a_{Bk}/2}^{a_{Bk}/2} \cos\left(\frac{\pi y_k}{b_{Bk}}\right) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (x_k \cos \varphi_k + y_k \sin \varphi_k) \sin \theta_k} dx_k dy_k}{\int_{-b_{Bk}/2}^{b_{Bk}/2} \int_{-a_{Bk}/2}^{a_{Bk}/2} \cos\left(\frac{\pi y_k}{b_{Bk}}\right) dx_k dy_k}; \tag{2.9}
\end{aligned}$$

a_{Bk}, b_{Bk} – внутренние размеры поперечного сечения открытого конца k -го волновода.

Поляризационная структура поля облучателя на поверхности нижней апертуры ФАР определяется поляризационной ДН облучателя:

$$\bar{p}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) = \alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) \bar{p}_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) + \alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \bar{p}_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi), \tag{2.10}$$

где $\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)$ – поляризационный коэффициент передачи облучателя (по полю) в направлении (θ, φ) ; $\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - |\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)|^2} e^{i\Psi(\theta, \varphi)}$;

$$|\bar{p}_{\text{обл}}(\theta, \varphi)|^2 = |\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)|^2 + |\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi)|^2 = 1; \quad (2.11)$$

$\bar{p}_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)$, $\bar{p}_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi)$ – поляризационные ДН облучателя по основной поляризации (в данном случае круговой с правым направлением вращения) и по паразитной поляризации (в данном случае с левым направлением вращения) соответственно:

$$\bar{p}_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\bar{\theta}_0 - i\bar{\varphi}_0), \quad \bar{p}_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(i\bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0); \quad (2.12)$$

$\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)$, $\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi)$ – коэффициенты, определяющие уровень основной и паразитной поляризации:

$$\begin{aligned} \alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) &= (\bar{p}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) \cdot \bar{p}_{\text{обл}}^{\text{осн}*}(\theta, \varphi)), \\ \alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) &= (\bar{p}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) \cdot \bar{p}_{\text{обл}}^{\text{пар}*}(\theta, \varphi)), \end{aligned} \quad (2.13)$$

где знаком * обозначен знак комплексного сопряжения, а точкой \cdot – знак скалярного произведения векторов.

Для конкретного определения $\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)$, $\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi)$ представим соотношение (2.8) в виде

$$\bar{E}_{\text{обл}}(\theta, \varphi) = |\bar{E}_{\text{обл}}(\theta, \varphi)| e^{i\Phi_{\text{обл}}(\theta, \varphi)} (\beta_1(\theta, \varphi)\bar{\theta}_0 + \beta_2(\theta, \varphi)\bar{\varphi}_0) \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (2.14)$$

где $\beta_1(\theta, \varphi)$, $\beta_2(\theta, \varphi)$ рассчитываются по следующим выражениям:

$$\beta_1(\theta, \varphi) =$$

$$\begin{aligned}
\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) &= \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (\beta_1(\theta, \varphi) \bar{\theta}_0 + \beta_2(\theta, \varphi) \bar{\varphi}_0) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\theta}_0 + i \bar{\varphi}_0) \right] = \\
&= \frac{1}{2} [\beta_1(\theta, \varphi) + i \beta_2(\theta, \varphi)], \\
\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) &= \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (\beta_1(\theta, \varphi) \bar{\theta}_0 + \beta_2(\theta, \varphi) \bar{\varphi}_0) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (-i \bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0) \right] = \\
&= \frac{1}{2} [-i \beta_1(\theta, \varphi) - \beta_2(\theta, \varphi)] = -\frac{i}{2} [\beta_1(\theta, \varphi) - i \beta_2(\theta, \varphi)].
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Максимальное значение $|\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta_0, \varphi_0)|$ в фиксированном направлении (θ_0, φ_0) будет при синфазности составляющих $\beta_1(\theta, \varphi)$ и $i \beta_2(\theta, \varphi)$. То есть, если ввести обозначения

$$\beta_1(\theta_0, \varphi_0) = |\beta_1(\theta_0, \varphi_0)| e^{i\Phi_1(\theta_0, \varphi_0)}, \quad \beta_2(\theta_0, \varphi_0) = |\beta_2(\theta_0, \varphi_0)| e^{i\Phi_2(\theta_0, \varphi_0)}, \tag{2.18}$$

то условие максимума $|\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta_0, \varphi_0)|$ можно записать в виде

$$\Phi_1(\theta_0, \varphi_0) = \Phi_2(\theta_0, \varphi_0) + \frac{\pi}{2}. \tag{2.19}$$

При этом

$$\max |\beta_1(\theta_0, \varphi_0) + i \beta_2(\theta_0, \varphi_0)| = |\beta_1(\theta_0, \varphi_0)| + |\beta_2(\theta_0, \varphi_0)|. \tag{2.20}$$

Если потребовать, чтобы $|\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta_0, \varphi_0)|$ достигало максимума при $\theta_0 = 0$, $\varphi_0 = 0$, то в соответствии с (2.15) и (2.19) коэффициенты возбуждения a_{k1} , a_{k2} при формировании суммарной ДН с правой круговой поляризацией должны удовлетворять условию

$$\sum_{k=1}^4 a_{k2} \sqrt{G_{k2}} = -i \sum_{k=1}^4 a_{k1} \sqrt{G_{k1}}, \tag{2.21}$$

$$a_{k1} \sqrt{G_{k1}} = a_{11} \sqrt{G_{11}}, \quad k = 1, \dots, 4.$$

Соотношения (2.21) выполняются, например, при условии

$$a_{k2} \sqrt{G_{k2}} = -i a_{k1} \sqrt{G_{k1}}, \quad a_{k1} \sqrt{G_{k1}} = a_{11} \sqrt{G_{11}}, \quad k = 1, \dots, 4, \tag{2.22}$$

то есть при условии круговой поляризации в раскрыве каждого волновода.

При этом

$$|\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)| = \frac{|\beta_1(0, 0)| + |\beta_2(0, 0)|}{2}. \quad (2.23)$$

К сожалению, обеспечить выполнение условия (2.19) для всех направлений (θ, φ) невозможно, поэтому на раскрыве нижней части апертуры ФАР возникают поляризационные ошибки, связанные с наличием паразитной составляющей поля облучателя $\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi)$. В частности, при условии (2.22) паразитная составляющая отлична от нуля для всех точек нижней части раскрыва, кроме центральной при $\theta_0 = 0, \varphi_0 = 0$. Уровень паразитной составляющей при выполнении условия (2.22) определяется из второго соотношения (2.17):

$$|\alpha_{\text{обл}}^{\text{пар}}(\theta, \varphi)| = \frac{|\beta_1(\theta, \varphi)| - |\beta_2(\theta, \varphi)|}{2}. \quad (2.24)$$

Зависимость $\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)$ приводит к дополнительному изменению поля основной поляризации в раскрыве ФАР по закону $\alpha_{\text{обл}}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)$.

При формировании разностной ДН с нулевым значением в плоскости zOx (в режиме передачи) коэффициенты a_{kl} должны удовлетворять условию

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^4 a_{k2} \sqrt{G_{k2}} &= -i \sum_{k=1}^4 a_{k1} \sqrt{G_{k1}}, \\ \sum_{k=3}^4 a_{k1} \sqrt{G_{k1}} &= - \sum_{k=1}^2 a_{k1} \sqrt{G_{k1}}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Соответственно при формировании разностной ДН в плоскости zOy (в режиме передачи) коэффициенты a_{kl} должны выбираться из условия

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^4 a_{k2} \sqrt{G_{k2}} &= -i \sum_{k=1}^4 a_{k1} \sqrt{G_{k1}}, \\ \sum_{k=1,3} a_{k1} \sqrt{G_{k1}} &= - \sum_{k=2,4} a_{k1} \sqrt{G_{k1}}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Соотношение (2.25) в случае формирования разностной ДН (в режиме передачи) с нулевым значением в плоскости zOx имеет вид

$$\begin{aligned}
a_{k2}\sqrt{G_{k2}} &= -i a_{k1}\sqrt{G_{k1}}, \quad k=1, \dots, 4, \\
a_{21}\sqrt{G_{21}} &= -a_{11}\sqrt{G_{11}}, \quad a_{31}\sqrt{G_{31}} = -a_{41}\sqrt{G_{41}}, \\
a_{11}\sqrt{G_{11}} &= a_{31}\sqrt{G_{31}}, \quad a_{21}\sqrt{G_{21}} = a_{41}\sqrt{G_{41}}.
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Соотношение (2.26) в случае формирования разностной ДН (в режиме передачи) в плоскости zOy имеет вид

$$\begin{aligned}
a_{k2}\sqrt{G_{k2}} &= -i a_{k1}\sqrt{G_{k1}}, \quad k=1, \dots, 4, \\
a_{11}\sqrt{G_{11}} &= -a_{31}\sqrt{G_{31}}, \quad a_{21}\sqrt{G_{21}} = -a_{41}\sqrt{G_{41}}, \\
a_{11}\sqrt{G_{11}} &= a_{21}\sqrt{G_{21}}, \quad a_{31}\sqrt{G_{31}} = a_{41}\sqrt{G_{41}}.
\end{aligned} \tag{2.28}$$

В режиме приема разностные ДН в плоскостях zOx и zOy формируются путем удовлетворения соотношением (2.27), (2.28) на соответствующих выходах суммарно-разностного делителя мощности.

При выборе коэффициентов a_{kl} в соответствии с соотношением (2.21) поле облучателя (2.8) на нижней поверхности ФАР при возбуждении по суммарному входу представляется так:

$$\begin{aligned}
\bar{E}_{\text{обл}}^{\Sigma}(\theta, \varphi) &= \\
&= a_{11}\sqrt{G_{11}} \left\{ \sum_{k=1}^4 \frac{1+\cos\theta_k}{2} [F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k) \sin\varphi_k + i F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k) \cos\varphi_k] \times \right. \\
&\quad \times \left. \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)} \right\}^2 + \\
&\quad + \left\{ \sum_{k=1}^4 \frac{1+\cos\theta_k}{2} [F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k) \cos\varphi_k - i F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k) \sin\varphi_k] \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_k(\theta, \varphi)}}{r_k(\theta, \varphi)} \right\}^2 \times \\
&\quad \times e^{i\Phi_{\text{обл}}(\theta, \varphi)} \frac{1}{2} \left[(\beta_1(\theta, \varphi) + i\beta_2(\theta, \varphi)) \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\theta}_0 - i\bar{\varphi}_0) + \right. \\
&\quad \left. + (-i\beta_1(\theta, \varphi) - \beta_2(\theta, \varphi)) \frac{1}{\sqrt{2}} (i\bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0) \right].
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Соотношение (2.29) получено из (2.8), (2.14), (2.21), где $F_{\Sigma k1}(\theta_k, \varphi_k)$, $F_{\Sigma k2}(\theta_k, \varphi_k)$ определены в (2.9), а $\beta_1(\theta, \varphi)$, $\beta_2(\theta, \varphi)$ – в (2.15). Входящую в (2.29) фазовую ДН облучателя $\Phi_{\text{обл}}(\theta, \varphi)$ можно считать постоянной, так как зависимость фазы падающего от облучателя поля от углов (θ, φ) фактически присутствует в выражениях (2.15) для комплексных коэффициентов $\beta_1(\theta, \varphi)$, $\beta_2(\theta, \varphi)$. Первая часть в (2.29) представляет поле круговой поляризации с правым направлением вращения, а вторая часть – с левым направлением вращения.

При формировании разностной ДН (в режиме передачи) поле облучателя на нижней поверхности ФАР в соответствии с законом возбуждения (2.25), (2.26) представляется в виде (2.8), где коэффициенты a_{kl} выбираются из условий (2.25) или (2.26).

Поле, принимаемое нижней поверхностью ФАР от облучателя в режиме передачи, зависит от матрицы $\left[\sqrt{G_{\text{ниж}mn}} \bar{F}_{\text{пр}mn}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right]$, элементы которой определяются значениями нормированной ДН каждого mn -го нижнего излучателя в направлении $(\theta_{mn}, \varphi_{mn})$ падающей волны от облучателя и его КУ $G_{\text{ниж}mn}$ по основной и паразитной поляризации. При определении $G_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}$ должны учитываться также потери на отражение $\Gamma_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}$ от входа mn -го излучателя, то есть

$$G_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}} = D_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}} \left(1 - \left| \Gamma_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right|^2 \right).$$

Эта матрица имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} & \left[\sqrt{G_{\text{ниж}mn}} \bar{F}_{\text{пр}mn}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right] = \\ & = \begin{bmatrix} \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}} \bar{F}_{\text{пр}mn}^{\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) & \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{пар}}} \bar{F}_{\text{пр}mn}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \\ \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{пар}}} \bar{F}_{\text{пр}mn}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) & \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}} \bar{F}_{\text{пр}mn}^{\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Поэтому вектор-столбец амплитудно-фазового распределения по основной и паразитной поляризации на нижней (приемной) части ФАР $\left[E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma} \right]$ имеет вид (с точностью до постоянного коэффициента c , полагаемого равным 1)

$$\begin{aligned}
\left[E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma} \right] &= \begin{bmatrix} E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma\text{осн}} \\ E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma\text{пар}} \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}} \bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) & \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{пар}}} \bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \\ \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{пар}}} \bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) & \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{осн}}} \bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{E}_{\text{обл}}^{\Sigma\text{осн}} \\ \bar{E}_{\text{обл}}^{\Sigma\text{пар}} \end{bmatrix}. \quad (2.31)
\end{aligned}$$

В соотношении (2.31) символ « \cdot » означает операцию скалярного произведения; $\bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{осн}}$, $\bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{пар}}$ – векторные нормированные ДН нижнего mn -го излучателя по основной и паразитной поляризации в режиме передачи этих излучателей:

$$\begin{aligned}
\bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{осн}} &= F_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{осн}} \bar{p}_{\text{изл}mn\text{н}}^{\text{осн}} = F_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{осн}} \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\theta}_0 + i\bar{\varphi}_0), \\
\bar{F}_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{пар}} &= F_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{пар}} \bar{p}_{\text{изл}mn\text{н}}^{\text{пар}} = F_{\text{пр}mn\text{н}}^{\text{пар}} \frac{1}{\sqrt{2}} (-i\bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0). \quad (2.32)
\end{aligned}$$

Выражения для $\left[\bar{E}_{\text{обл}}^{\Sigma\text{осн}} \quad \bar{E}_{\text{обл}}^{\Sigma\text{пар}} \right]^T$ приведены в (2.29) при формировании суммарной ДН и в (2.8), (2.25), (2.26) при формировании разностных ДН.

Фазовращатели, расположенные в mn -х излучателях, при одном и том же управляющем сигнале имеют разные фазовые сдвиги для основной поляризации $\Phi_{\text{фв}mn}^{\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn})$ и паразитной поляризации $\Phi_{\text{фв}mn}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn})$. Для формирования суммарного луча в направлении $(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0)$ по основной поляризации фазовые сдвиги $\Phi_{\text{фв}mn}^{\text{осн}}$ при идеальном фазировании должны выбираться по закону

$$\Phi_{\text{фв}mn\text{прд}}^{\text{осн}} = -\Phi_{\text{фв}mn}^{\text{осн}} - \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0. \quad (2.33)$$

Поэтому по основной поляризации поле на верхней части апертуры ФАР имеет вид

$$E_{\text{верх}mn}^{\Sigma\text{осн}} = \left| E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma\text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right| e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} (x_m \cos \tilde{\varphi} + y_n \sin \tilde{\varphi}) \sin \tilde{\theta}}. \quad (2.34)$$

Соответственно поле излучения ФАР по основной поляризации при возбуждении по суммарному входу записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\text{осн}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) = \sum_m \sum_n & \left| E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma \text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right| \sqrt{G_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}} \bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) \times \\ & \times e^{i \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m \cos \tilde{\varphi} + y_n \sin \tilde{\varphi}) \sin \tilde{\theta} - (x_m \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0]} \end{aligned} \quad (2.35)$$

где $G_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}$ – КУ mn -го верхнего излучателя на передачу по основной поляризации; $\bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ – нормированная ДН mn -го верхнего излучателя на передачу при возбуждении полем основной поляризации:

$$\bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) = \left| \bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) \right| \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\theta}_0 - i \bar{\varphi}_0). \quad (2.36)$$

Заметим, так как нас интересует поляризационная структура излучаемого поля только в пределах ширины ДН ФАР по суммарному каналу, поэтому и справедливо соотношение (2.36). Для произвольных углов поляризационная ДН ФАР будет отличаться от поляризационной ДН, определяемой соотношением (2.36).

Поле излучения ФАР по паразитной поляризации записывается как

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\text{пар}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) = \sum_m \sum_n & \left| E_{\text{ниж}mn}^{\Sigma \text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right| e^{i [\Phi_{\text{фв}mn}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) - \Phi_{\text{фаз}mn}^{\text{пар}}]} \times \\ & \times \sqrt{G_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{пар}}} \bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m \cos \tilde{\varphi} + y_n \sin \tilde{\varphi}) \sin \tilde{\theta}]} \end{aligned} \quad (2.37)$$

где $G_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{пар}}$ – КУ mn -го верхнего излучателя на передачу по паразитной поляризации; $\bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ – нормированная ДН mn -го верхнего излучателя на передачу при возбуждении полем паразитной поляризации:

$$\bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) = \left| \bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) \right| \frac{1}{\sqrt{2}} (i \bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0). \quad (2.38)$$

Аналогично (2.35) поле излучения ФАР по основной поляризации при возбуждении по разностному входу имеет следующий вид:

$$\bar{E}_{\text{осн}}^{\Delta}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) = \sum_m \sum_n \left| E_{\text{ниж}mn}^{\Delta \text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn}) \right| \sqrt{G_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}} \bar{F}_{\text{прд}mn\text{в}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) \times$$

$$\times e^{i \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m \cos \tilde{\varphi} + y_n \sin \tilde{\varphi}) \sin \tilde{\theta} - (x_m \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0]} \quad (2.39)$$

где $E_{\text{ниж}mn}^{\Delta \text{осн}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn})$ – поле возбуждения по разностному каналу на нижней части апертуры (при возбуждении разностных каналов в режиме передачи).

Для численного моделирования характеристик направленности ФАР необходимо знать ДН каждого mn -го излучателя на прием и передачу.

Полное поле излучения $\bar{E}^{\Sigma}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ по суммарному каналу находится так:

$$\bar{E}^{\Sigma}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) = \bar{E}_{\text{осн}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}) + \bar{E}_{\text{пар}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi}). \quad (2.40)$$

Отраженное от цели поле в направлении $(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0)$ на источник $\bar{E}_{\text{ц}}^{\text{отр}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0)$ связано с полем излучения по суммарному каналу соотношением

$$\bar{E}_{\text{отрц}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) = \mathbf{S}_{\text{ц}} \begin{bmatrix} \bar{E}_{\text{осн}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \\ \bar{E}_{\text{пар}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

где $\begin{bmatrix} \bar{E}_{\text{осн}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) & \bar{E}_{\text{пар}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \end{bmatrix}^T$ – вектор-столбец значений полей падающих волн с основной и паразитной поляризацией; $\mathbf{S}_{\text{ц}}$ – матрица отражения от цели второго порядка вида

$$\mathbf{S}_{\text{ц}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) = \begin{bmatrix} S_{\text{осн-осн}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) & S_{\text{осн-пар}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) \\ S_{\text{пар-осн}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) & S_{\text{пар-пар}}^{\Sigma}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) \end{bmatrix}, \quad (2.42)$$

где $S_{\text{осн-осн}}^{\Sigma}$ – коэффициент отражения волны основной поляризации в направлении $(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0)$ при падении на цель поля основной поляризации; $S_{\text{осн-пар}}^{\Sigma}$ – коэффициент отражения волны основной поляризации при падении на цель поля паразитной поляризации и т.д.

Вектор-столбец падающего на излучатели ФАР поля, отраженного от цели, имеет на верхней поверхности ФАР в точке с координатами (x_m, y_n) вид плоской волны $\bar{E}_{\text{падц}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0)$:

$$\begin{bmatrix} \bar{E}_{\text{падц}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) \\ \bar{E}_{\text{падц}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_3 \bar{E}_{\text{отрц}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0]} \\ c_3 \bar{E}_{\text{отрц}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}'_0, \tilde{\varphi}'_0) e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0]} \end{bmatrix}, \quad (2.43)$$

где c_3 – некоторый коэффициент, не существенный для дальнейшего анализа (поэтому $c_3 = 1$).

Вектор-столбец нормированных значений электрического поля (интенсивности) [82] поля от цели, принимаемого верхней поверхностью ФАР, записывается следующим образом:

$$\begin{bmatrix} E_{\text{прмц}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \\ E_{\text{прмц}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \end{bmatrix} = i \frac{\lambda}{\sqrt{\pi}} \begin{bmatrix} \sqrt{G_{\text{прмтнв}}^{\text{осн}}} \langle \bar{E}_{\text{падц}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \cdot \bar{F}_{\text{прмтнв}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \rangle \\ \sqrt{G_{\text{прмтнв}}^{\text{пар}}} \langle \bar{E}_{\text{падц}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \cdot \bar{F}_{\text{прмтнв}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \rangle \end{bmatrix}, \quad (2.44)$$

где $\bar{F}_{\text{прмтнв}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0)$ – нормированная ДН верхнего mn -го излучателя по основной поляризации; $\bar{F}_{\text{прмтнв}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0)$ – нормированная ДН верхнего mn -го излучателя по паразитной поляризации.

После фазирования поля основной поляризации в режиме приема по закону

$$\Phi_{\text{фазтнпрм}}^{\text{осн}} = \Phi_{\text{фвтн}}^{\text{осн}} + \frac{2\pi}{\lambda} (x_m \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0 \quad (2.45)$$

(этот закон автоматически реализуется при выборе закона (2.33) в режиме передачи ФАР) амплитудно-фазовое распределение на входе нижних излучателей ФАР имеет вид

$$\begin{bmatrix} E_{\text{прмцниж}}^{\text{осн}}(x_m, y_n) \\ E_{\text{прмцниж}}^{\text{пар}}(x_m, y_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \frac{\lambda}{\sqrt{\pi}} \sqrt{G_{\text{прмтнв}}^{\text{осн}}} \langle \bar{E}_{\text{падц}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \cdot \bar{F}_{\text{прмтнв}}^{\text{осн}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \rangle e^{i \Phi_{\text{нижтн}}^{\text{осн}}} \\ i \frac{\lambda}{\sqrt{\pi}} \sqrt{G_{\text{прмтнв}}^{\text{пар}}} \langle \bar{E}_{\text{падц}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \cdot \bar{F}_{\text{прмтнв}}^{\text{пар}}(\tilde{\theta}_0, \tilde{\varphi}_0) \rangle e^{i \Phi_{\text{нижтн}}^{\text{пар}}(\theta_{mn}, \varphi_{mn})} \times \\ \times e^{i \Phi_{\text{фвтн}}^{\text{пар}}} e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} (x_m \cos \tilde{\varphi}_0 + y_n \sin \tilde{\varphi}_0) \sin \tilde{\theta}_0} \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

Соответственно поле mn -го излучателя на нижней поверхности ФАР на расстоянии r в произвольном направлении (θ, φ) при работе ФАР в режиме приема и при условии, что возбуждается волна основного типа

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) = c_4 \left| E_{\text{прмцнлж}}^{\text{осн}}(x_m, y_n) \right| e^{i\Phi_{\text{прмцнлж}}^{\text{осн}}(x_m, y_n)} \sqrt{G_{\text{прмтлв}}^{\text{осн}}} \times \\ \times \left| \bar{F}_{\text{нлж}mn}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) \right| \bar{p}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{осн}} \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_{mn,kl}}}{r_{mn,kl}}, \end{aligned} \quad (2.47)$$

где $r_{mn,kl}$ – расстояние от точки фазового центра mn -го нижнего излучателя до произвольной точки на поверхности раскрыва k -го волновода облучателя (фазового центра, если облучатель в дальней зоне mn -го излучателя); $\bar{p}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{осн}}$ – поляризационная ДН mn -го нижнего излучателя в режиме передачи по основной поляризации, которая в идеальном варианте имеет вид

$$\bar{p}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{осн}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\bar{\theta}_0 + i\bar{\varphi}_0). \quad (2.48)$$

Однако для больших углов θ_0 реальная ДН отличается от (2.48).

Аналогично для паразитной поляризации получаем

$$\begin{aligned} \bar{E}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) = c_4 \left| E_{\text{прмцнлж}}^{\text{пар}}(x_m, y_n) \right| e^{i\Phi_{\text{прмцнлж}}^{\text{пар}}(x_m, y_n)} \sqrt{G_{\text{прмтлв}}^{\text{пар}}} \times \\ \times \left| \bar{F}_{\text{нлж}mn}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \right| \bar{p}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{пар}} \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_{mn,kl}}}{r_{mn,kl}}, \end{aligned} \quad (2.49)$$

где $\bar{p}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{пар}}$ – поляризационная ДН mn -го излучателя по паразитной составляющей, которая в идеальном виде записывается следующим образом:

$$\bar{p}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{пар}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(-i\bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0). \quad (2.50)$$

Суммарное поле излучения ФАР в фазовом центре апертуры k -го волновода можно записать как

$$\bar{E}_{\text{изл}k}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) = \sum_l \sum_m \sum_n \left(\bar{E}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{осн}}(\theta, \varphi) + \bar{E}_{\text{излнлж}mn,kl}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \right) =$$

$$= \bar{E}_{\text{излнжк}}^{\text{осн}} + \bar{E}_{\text{излнжк}}^{\text{пар}} \quad (2.51)$$

Соответственно комплексная амплитуда поля, принимаемого k -м излучателем по основной поляризации, определяется по соотношению

$$E_{\text{прмк}}^{\text{осн}} = c_6 \left[\sqrt{G_k^{\text{осн}}} \bar{E}_{\text{излк}}^{\Sigma \text{осн}} \cdot \bar{F}_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k) + \sqrt{G_k^{\text{осн}}} \bar{E}_{\text{излк}}^{\Sigma \text{пар}} \cdot \bar{F}_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k) \right]. \quad (2.52)$$

Аналогично комплексная амплитуда поля, принимаемого по паразитной поляризации, находится в соответствии с выражением

$$E_{\text{прмк}}^{\text{пар}} = c_6 \sqrt{G_k^{\text{пар}}} \left[\bar{E}_{\text{излк}}^{\Sigma \text{пар}} \cdot \bar{F}_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k) + \bar{E}_{\text{излк}}^{\Sigma \text{осн}} \cdot \bar{F}_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k) \right]. \quad (2.53)$$

В соотношениях (2.52), (2.53) $\bar{F}_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k)$ – значение ДН апертуры k -го волновода по основной поляризации; $\bar{F}_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k)$ – значение ДН апертуры k -го волновода по паразитной поляризации.

Поле излучения k -й апертуры в соответствии с (2.4) определяется соотношением

$$\bar{E}_k(\theta, \varphi) = \sum_{l=1}^2 a_{kl} \sqrt{G_{kl}} \bar{f}_{kl}(\theta, \varphi), \quad (2.54)$$

где выражения для $\bar{f}_{kl}(\theta, \varphi)$ были получены ранее в (2.6), (2.7).

$$\bar{f}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) = \frac{1 + \cos \theta_k}{2} F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k) \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k), \quad (2.55)$$

$$F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k) = \frac{\iint_{S_{kl}} E_{kl}(x_k, y_k) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} (x_k \cos \varphi_k + y_k \sin \varphi_k) \sin \theta_k} dx_k dy_k}{\iint_{S_{kl}} E_{kl}(x_k, y_k) dx_k dy_k}; \quad (2.56)$$

$$\bar{p}_{k1}(\theta_k, \varphi_k) = \sin \varphi_k \bar{\theta}_0 + \cos \varphi_k \bar{\varphi}_0, \quad \bar{p}_{k2}(\theta_k, \varphi_k) = -\cos \varphi_k \bar{\theta}_0 + \sin \varphi_k \bar{\varphi}_0. \quad (2.57)$$

Представим поляризационные ДН k -й апертуры в виде (2.10)

$$\bar{p}_k(\theta, \varphi) = \alpha_k^{\text{осн}}(\theta, \varphi) \bar{p}_k^{\text{осн}}(\theta, \varphi) + \alpha_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \bar{p}_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi), \quad (2.58)$$

где из (2.12)

$$\bar{p}_k^{\text{осн}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\theta}_0 - i \bar{\varphi}_0), \quad \bar{p}_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}} (i \bar{\theta}_0 - \bar{\varphi}_0); \quad (2.59)$$

$$\alpha_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi) = \left(\bar{p}_k(\theta, \varphi) \cdot \bar{p}_k^{\text{очн}*}(\theta, \varphi) \right), \quad \alpha_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) = \left(\bar{p}_k(\theta, \varphi) \cdot \bar{p}_k^{\text{пар}*}(\theta, \varphi) \right). \quad (2.60)$$

В соответствии с (2.17)

$$\begin{aligned} \alpha_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi) &= \frac{1}{2} [\beta_{k1}(\theta, \varphi) + i \beta_{k2}(\theta, \varphi)], \\ \alpha_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) &= -\frac{i}{2} [\beta_{k1}(\theta, \varphi) - i \beta_{k2}(\theta, \varphi)], \end{aligned} \quad (2.61)$$

где из (2.15) следует, что

$$\begin{aligned} \beta_{k1}(\theta, \varphi) &= \\ &= \frac{\left[a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_{k1}, \varphi_{k1}) \sin \varphi_{k1} - a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_{k1}, \varphi_{k1}) \cos \varphi_{k1} \right] e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_{k1}(\theta, \varphi)}}{r_{k1}(\theta, \varphi)}, \\ &= \frac{\left[a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_{k1}, \varphi_{k1}) \sin \varphi_{k1} - a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_{k1}, \varphi_{k1}) \cos \varphi_{k1} \right] e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_{k1}(\theta, \varphi)}}{\left| \left[a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_{k1}, \varphi_{k1}) \sin \varphi_{k1} - a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_{k1}, \varphi_{k1}) \cos \varphi_{k1} \right] e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_{k1}(\theta, \varphi)} \right|}, \\ \beta_{k2}(\theta, \varphi) &= \\ &= \frac{\left[a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_{k2}, \varphi_{k2}) \cos \varphi_{k2} + a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_{k2}, \varphi_{k2}) \sin \varphi_{k2} \right] e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_{k2}(\theta, \varphi)}}{r_{k2}(\theta, \varphi)}, \\ &= \frac{\left[a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_{k2}, \varphi_{k2}) \cos \varphi_{k2} + a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_{k2}, \varphi_{k2}) \sin \varphi_{k2} \right] e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_{k2}(\theta, \varphi)}}{\left| \left[a_{k1} \sqrt{G_{k1}} F_{\Sigma k1}(\theta_{k2}, \varphi_{k2}) \cos \varphi_{k2} + a_{k2} \sqrt{G_{k2}} F_{\Sigma k2}(\theta_{k2}, \varphi_{k2}) \sin \varphi_{k2} \right] e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} r_{k2}(\theta, \varphi)} \right|}. \end{aligned} \quad (2.62)$$

С учетом (2.54)–(2.62) получаем

$$\bar{E}_k(\theta, \varphi) = |\bar{E}_k(\theta, \varphi)| e^{i \Phi_k(\theta, \varphi)} \left[\alpha_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi) \bar{p}_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi) + \alpha_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \bar{p}_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \right], \quad (2.63)$$

где $\alpha_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi)$, $\alpha_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi)$ определяются соотношениями (2.61), (2.62).

Поэтому

$$\begin{aligned} \bar{F}_k(\theta, \varphi) &= \frac{|\bar{E}_k(\theta, \varphi)|}{\max_{\theta, \varphi} |\bar{E}_k(\theta, \varphi)|} e^{i \Phi_k(\theta, \varphi)} \times \\ &\times \left(\alpha_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi) \bar{p}_k^{\text{очн}}(\theta, \varphi) + \alpha_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \bar{p}_k^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \right), \end{aligned} \quad (2.64)$$

Подставляя (2.64) в (2.52) и (2.53), получаем

$$E_{\text{прм}k}^{\text{осн}} = c_6 \left[\sqrt{G_k^{\text{осн}}} \frac{|\bar{E}_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k)|}{\max_{\theta, \varphi} |\bar{E}_k(\theta, \varphi)|} e^{i\Phi_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k)} \alpha_{\text{осн}} E_{\text{изл}k}^{\text{осн}} + \sqrt{G_k^{\text{осн}}} \frac{|\bar{E}_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k)|}{\max_{\theta, \varphi} |\bar{E}_k(\theta, \varphi)|} e^{i\Phi_k^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k)} \alpha_{\text{пар}} E_{\text{изл}k}^{\text{пар}} \right], \quad (2.65)$$

$$E_{\text{прм}k}^{\text{пар}} = c_6 \left[\sqrt{G_k^{\text{пар}}} \frac{|\bar{E}_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k)|}{\max_{\theta, \varphi} |\bar{E}_k(\theta, \varphi)|} e^{i\Phi_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k)} \alpha_{\text{пар}} E_{\text{изл}k}^{\text{пар}} + \sqrt{G_k^{\text{пар}}} \frac{|\bar{E}_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k)|}{\max_{\theta, \varphi} |\bar{E}_k(\theta, \varphi)|} e^{i\Phi_k^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k)} \alpha_{\text{осн}} E_{\text{изл}k}^{\text{пар}} \right]. \quad (2.66)$$

При этом амплитуда возбуждения l -й волны в k -м волноводе

$$\begin{aligned} a_{\text{прм}kl, mn}^{\text{осн}} &= c_5 \sqrt{G_{kl}^{\text{осн}}} \langle \bar{E}_{\text{изл}ниж}^{\text{осн}} \bar{F}_{kl}^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k) \rangle = \\ &= c_5 |\bar{E}_{\text{прм}ниж}^{\text{осн}}(x_m, y_n)| e^{i\Phi_{\text{прм}ниж}^{\text{осн}}(x_m, y_n)} \sqrt{G_{ниж}^{\text{осн}}} |\bar{F}_{ниж}^{\text{осн}}(\theta, \varphi)| e^{\frac{-i2\pi}{\lambda} r_{mn, kl}} \times \\ &\times \sqrt{G_{kl}} |\bar{F}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)| \langle \bar{p}_{\text{изл}ниж}^{\text{осн}} \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) \rangle. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Соответственно полная амплитуда $a_{\text{прм}kl}^{\text{осн}}$ от всех излучателей ФАР определяется как

$$a_{\text{прм}kl}^{\text{осн}} = \sum_m \sum_n a_{\text{прм}kl, mn}^{\text{осн}}. \quad (2.68)$$

В выражении (2.67)

$$\bar{F}_{kl}^{\text{осн}}(\theta_k, \varphi_k) = \frac{1 + \cos \theta_k}{2} F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k) \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k), \quad (2.69)$$

где $F_{\Sigma kl}(\theta_k, \varphi_k)$ определяется по соотношению (2.9); G_{kl} – КУ апертуры k -го волновода с волной типа l ; $\bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k)$ – поляризационная ДН определяется соотношением (2.7).

Для паразитной поляризации получаем

$$a_{\text{прм}kl}^{\text{пар}} = \sum_m \sum_n a_{\text{прм}kl,mn}^{\text{пар}}, \quad (2.70)$$

где

$$\begin{aligned} a_{\text{прм}kl,mn}^{\text{пар}} &= c_5 \sqrt{G_{kl}^{\text{пар}}} \langle \bar{E}_{\text{изл}ниж}^{\text{пар}} \bar{F}_{kl}^{\text{пар}}(\theta_k, \varphi_k) \rangle = \\ &= c_5 \left| \bar{E}_{\text{прм}цниж}^{\text{пар}}(x_m, y_n) \right| e^{i\Phi_{\text{прм}цниж}^{\text{осн}}(x_m, y_n)} \sqrt{G_{\text{ниж}mn}^{\text{пар}}} \left| \bar{F}_{\text{ниж}mn}^{\text{пар}}(\theta, \varphi) \right| \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_{mn,kl}}}{r_{mn,kl}} \times \\ &\times \sqrt{G_{kl}} \left| \bar{F}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) \right| \langle \bar{p}_{\text{изл}ниж}^{\text{пар}} \bar{p}_{kl}(\theta_k, \varphi_k) \rangle. \end{aligned} \quad (2.71)$$

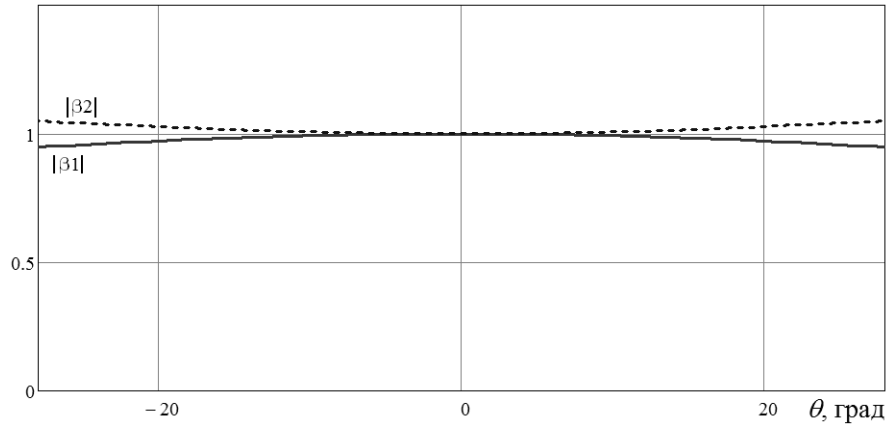
Для определения влияния нарушения поляризационной структуры излучаемого и принимаемого ФАР поля на точность пеленгования необходимо «вычленить» в полученных соотношениях вклад паразитной составляющей в поле излучения нижней части ФАР, попадающей в основной канал, и сравнить ее уровень с помехой, а также исследовать ее зависимость от уровня ОСП на выходе разностного канала. Кроме того, представляет интерес определить зависимость паразитной составляющей от поляризационных особенностей излучателей ФАР, облучателя и цели.

Далее в качестве примера приведены результаты моделирования ДН по суммарному и разностному каналам для ФАР исследуемого типа при использовании четырехэлементного облучателя.

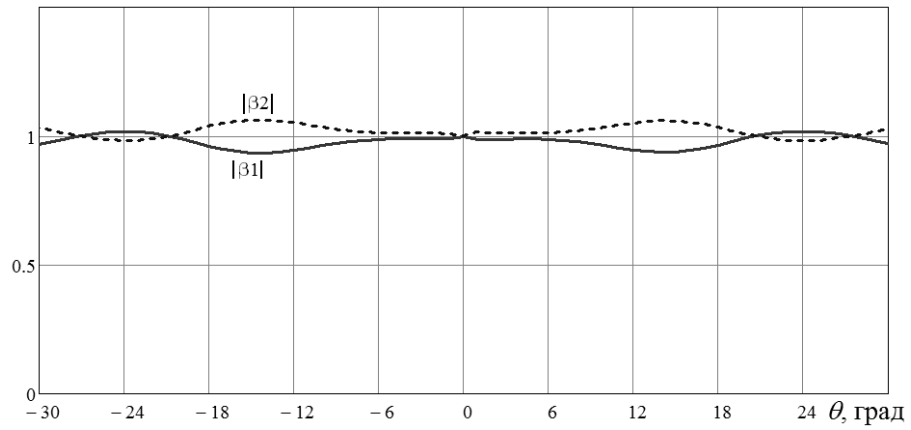
В ходе расчетов были построены графики модулей коэффициентов $\beta_1(\theta, \varphi)$, $\beta_2(\theta, \varphi)$, а также $\alpha_{\text{осн}}^{\text{обл}}(\theta, \varphi)$, $\alpha_{\text{пар}}^{\text{обл}}(\theta, \varphi)$ для интересующего сектора облучения $\pm 28^\circ$ в плоскости θ для идеальной ДН, формируемой облучателем, а также для реального набора ДН, которые образуются каждым волноводным каналом исследуемого облучателя. Соответствующие графики представлены на рис. 2.2 и 2.3.

Под идеальной ДН облучателя имеется в виду ДН АР, состоящей из открытых концов квадратных волноводов, без учета взаимодействия излучателей. Предполагается, что эта ДН рассчитывается по теоретическим соотношениям

как произведение ДН отдельного элемента (открытого конца квадратного волновода) на ДН множителя решетки.

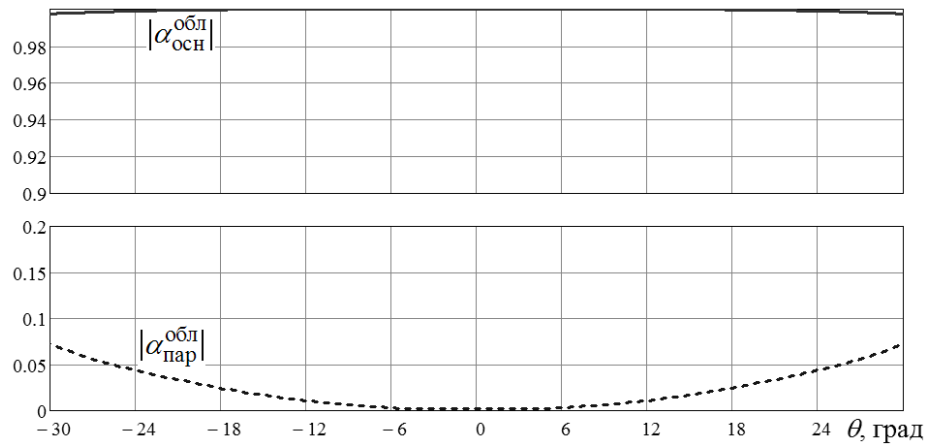


a)



б)

Рис. 2.2. Графики изменения модуля $\beta_1(\theta, \varphi)$ (сплошная линия) и $\beta_2(\theta, \varphi)$ (пунктирная линия) для идеальной ДН (a) и для исследуемого облучателя (б)



a)

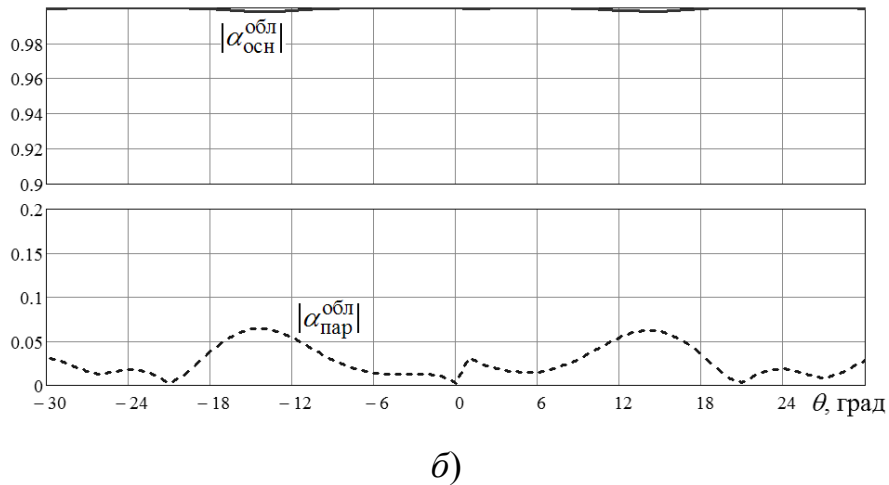


Рис. 2.3. Графики изменения модуля $\alpha_{осн}^{обл}(\theta, \varphi)$, $\alpha_{пар}^{обл}(\theta, \varphi)$ для идеальной ДН (а) и для исследуемого облучателя (б)

Как видно из приводимых кривых, зависимость $|\alpha_{осн}^{обл}(\theta, \varphi)|$ рассматриваемого облучателя близка к 1. Из представленных данных следует, что в рассматриваемом случае кроссполяризационная составляющая влияет незначительно на фазовое распределение в раскрыве ФАР.

2.2. Характеристики направленности облучателя

Далее приводятся результаты разработки и моделирования характеристик направленности оптимизированного по рабочей полосе частот облучателя.

Рассматриваемый облучатель имеет отдельные входы передающего и выход приемного суммарных и разностных каналов, которые показаны на рис. 2.4.

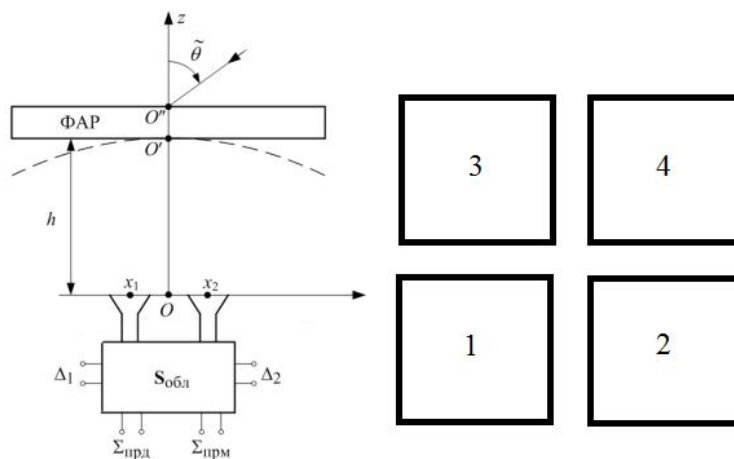


Рис. 2.4. Четырехканальный облучатель в системе проходной ФАР

Облучатель представляет собой АР из четырех квадратных волноводов с круговой поляризацией, возбуждаемых синфазно в режиме передачи. Размер поперечного сечения таких волноводов выбирался из условия обеспечения требуемого амплитудного распределения и равен $0,8\lambda_0 \times 0,8\lambda_0$. Шаг решетки по горизонтали и вертикали равен $d_{\text{хобл}} = d_{\text{уобл}} = 0,9\lambda_0$.

Общий вид МИО [22, 23] представлен на рис. 2.5 и 2.6.

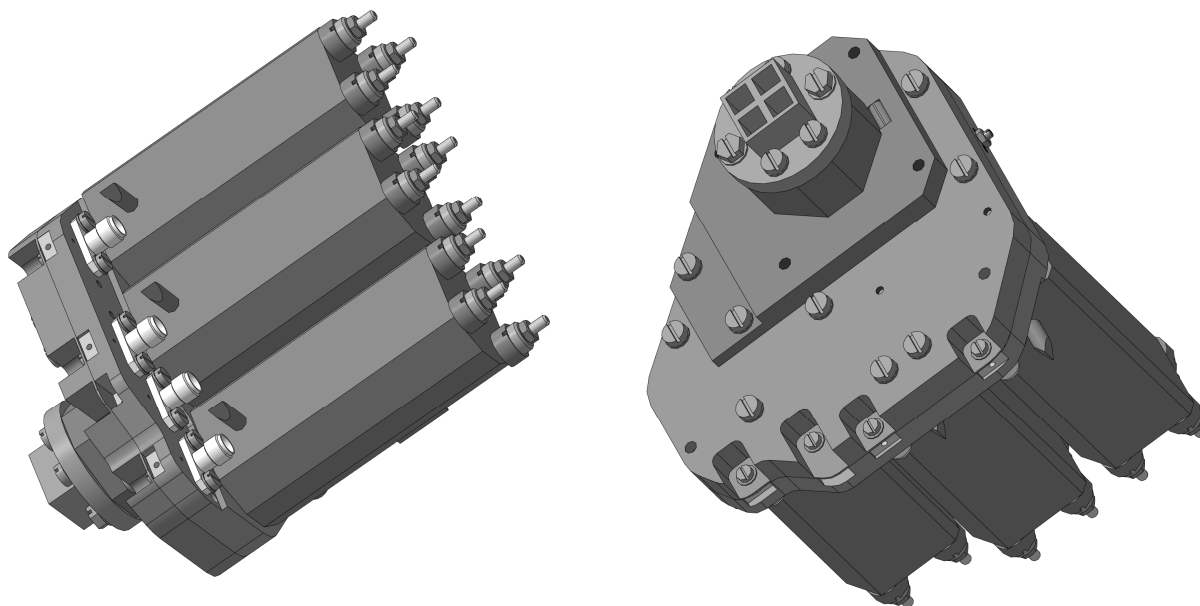


Рис. 2.5. Общий вид МИО с установленными МШУ

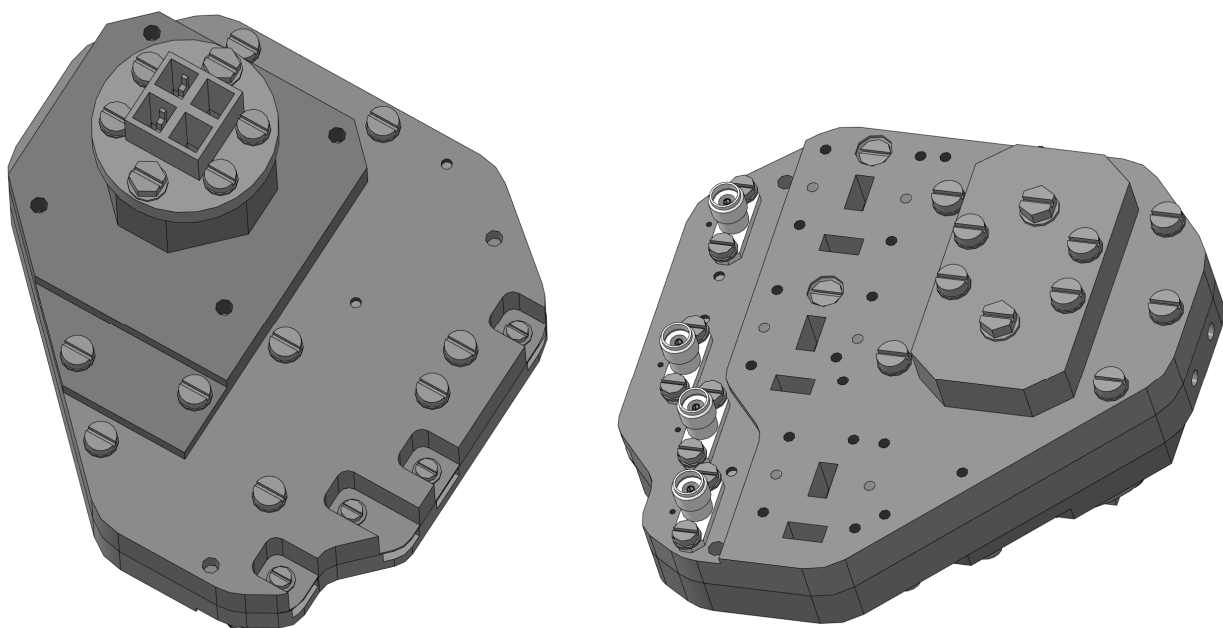


Рис. 2.6. Вид МИО спереди и сзади без МШУ

Деление мощности в данном облучателе основано на двойных волноводных тройниках. Конструкция подобного тройника представлена на рис. 2.7. Из-за симметрии системы мощность, поступающая в тройник через Н-плечо, делится поровну между 2 и 4 плечами и не проходит в Е-плечо (при условии, что все плечи соединены с согласованными нагрузками); мощность, поступающая в тройник через Е-плечо, делится поровну между плечами 2 и 4, не попадая в Н-плечо, причем волны в боковых плечах находятся в противофазе. На основании принципа обратимости следует, что две одинаковые синфазные волны, поданные из боковых плеч, сложатся и пройдут в Н-плечо, две одинаковые противофазные волны из боковых плеч пройдут в Е-плечо; в этих случаях Е- и Н-плечи остаются развязанными. Согласование такой системы было достигнуто, например, за счет применения двух-трехступенчатых цилиндров, расположенных в месте пересечения Н-плеч, а также диафрагм в Е-плече.

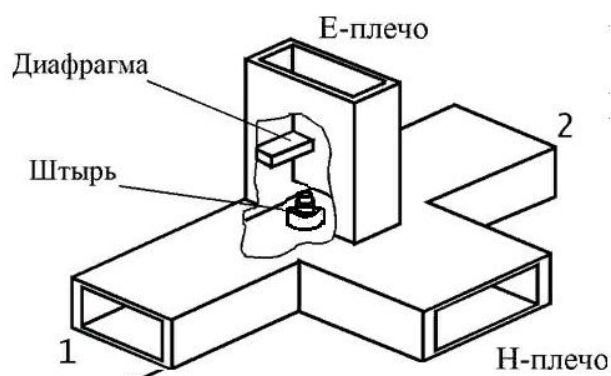


Рис. 2.7. Двойной волноводный тройник с согласующими элементами:
трёхступенчатый штырь и диафрагма

Выполнение приемного и передающего волноводных трактов облучателя в виде узлов с высокой степенью интеграции элементов имеет ряд преимуществ. Например, выполнение волноводных каналов на современном оборудовании с применением современных технологических процессов позволяет получить высокую точность изготовления, симметрию каналов облучателя и повторяемость при серийном производстве. За счет малого количества деталей упрощается процесс сборки облучателя.

Рассчитанные по теоретическим соотношениям из раздела 2.1 суммарные ДН облучателя с указанной конфигурацией в двух главных плоскостях приведены на рис. 2.8.

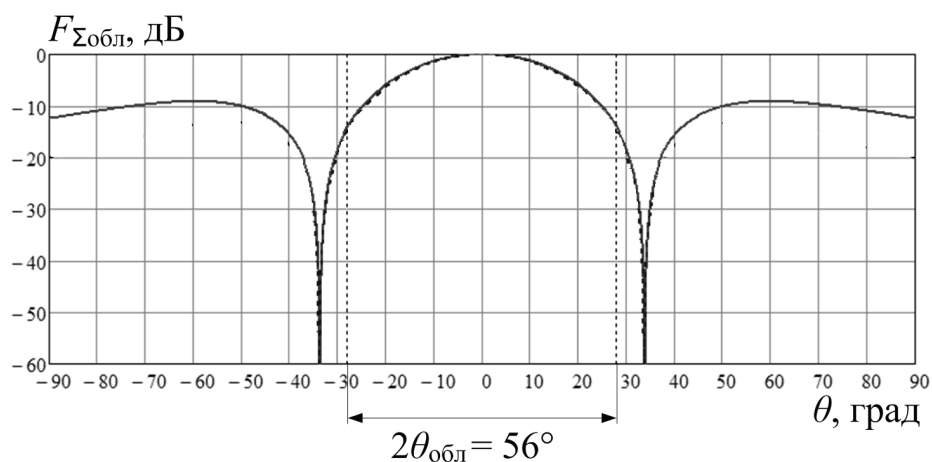


Рис. 2.8. ДН облучателя по суммарному каналу

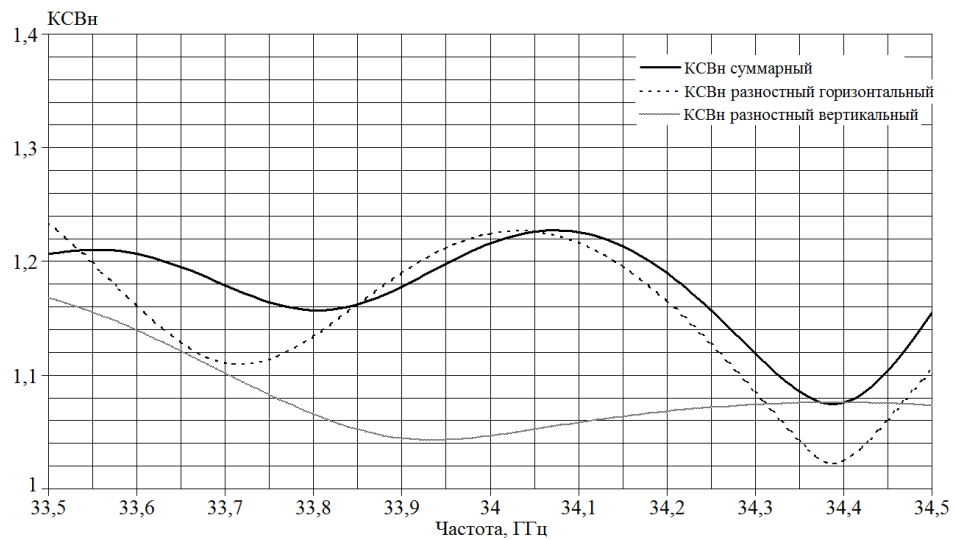
Ширина ДН облучателя по уровню -3 дБ по суммарному каналу в обеих плоскостях составляет 28° .

Ширина ДН облучателя по уровню -10 дБ по суммарному каналу в обеих плоскостях $2\theta_{-10\text{дБ}}^{\text{обл}} = 48,5^\circ$. Направление из центра облучателя на край полотна ФАР 28° ($2\theta_{\text{обл}} = 56^\circ$). В этом направлении уровень облучения полотна ФАР равен примерно -14 дБ.

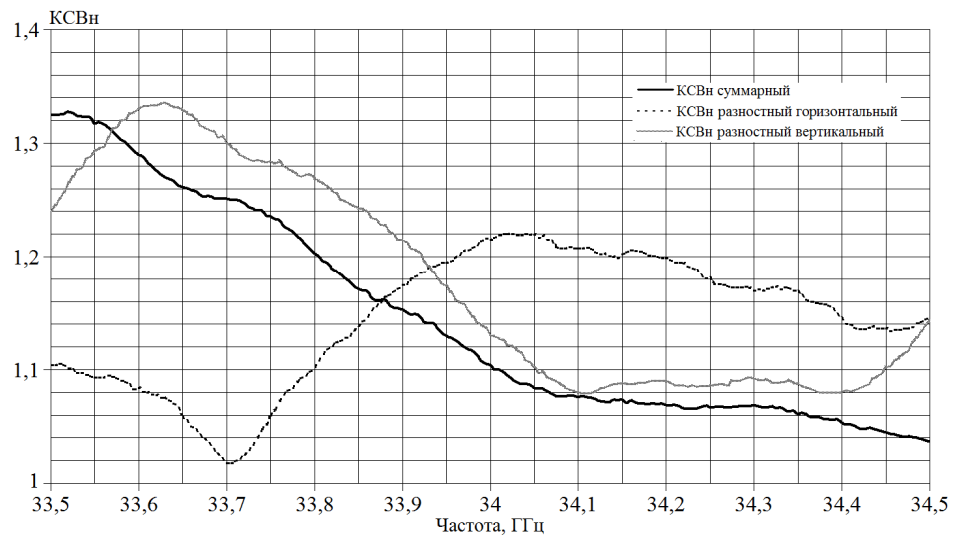
Направление из центра облучателя в центр крайнего элемента ФАР $26,3^\circ$. Уровень ДН облучателя в направлении $26,3^\circ$ составляет $0,366$, а с учетом ДН элемента ФАР на прием получается $0,312$ ($-10,1$ дБ).

Далее приведены графики характеристик облучателя, полученные в результате электродинамического моделирования представленной выше конструкции облучателя.

Характеристики согласования представлены на рис. 2.9. Видно, что по всем входам КСВ на рабочей частоте не хуже значения $1,35$ в рабочей полосе частот, что говорит о хорошем согласовании системы.



a)



б)

Рис. 2.9. Графики частотной зависимости КСВ по трем входам:

a – расчетные; *б* – измеренные

С целью получения заданного КСВ в полосе частот были оптимизированы размеры согласующих штырей в двойных волноводных тройниках.

Ширина суммарных ДН облучателя составляет $2\theta_0 = 55^\circ$, что соответствует падению уровня излучения на краю сектора -10 дБ. Глубина минимума разностных ДН не выше -20 дБ. Полученные в результате моделирования суммарная и разностные ДН МИО в двух ортогональных плоскостях представлены на рис. 2.10–2.13.

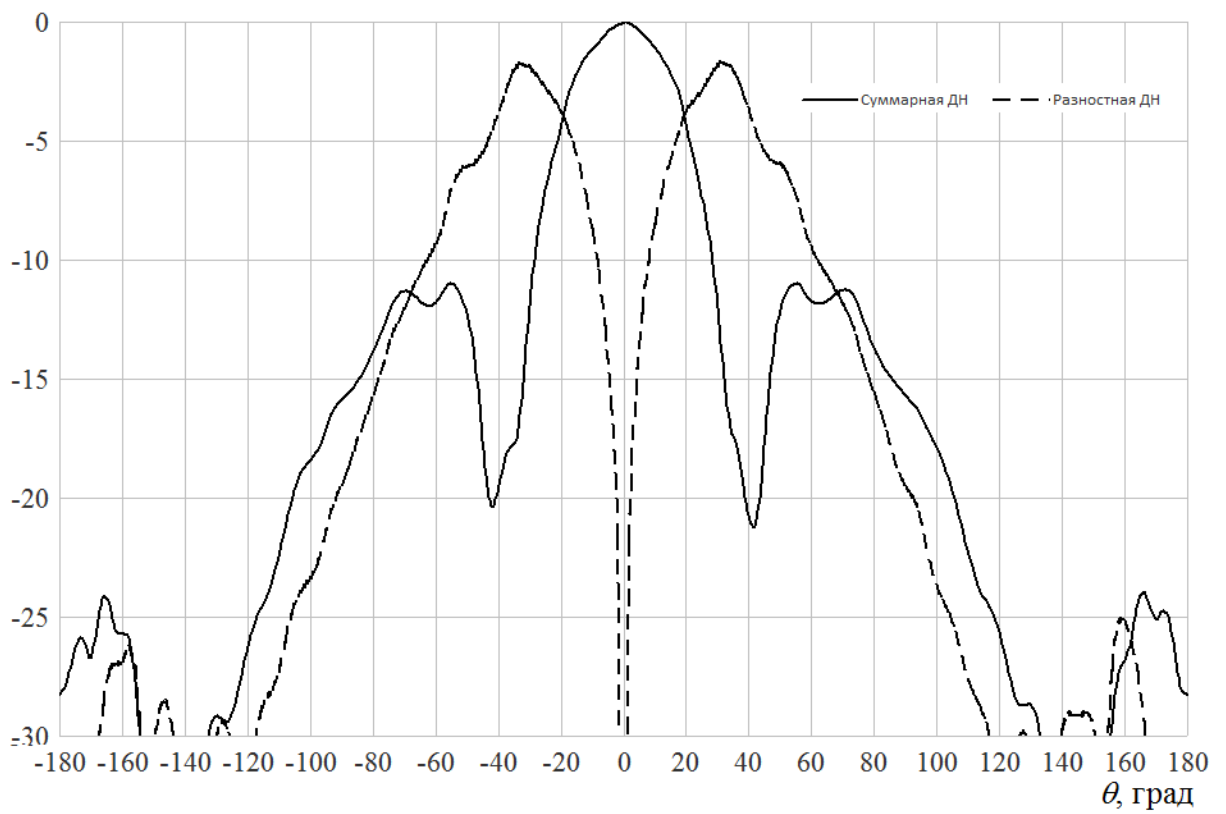


Рис. 2.10. ДН (в масштабе КНД) МИО в вертикальной плоскости ($\varphi = 90^\circ$) по основной составляющей круговой поляризации

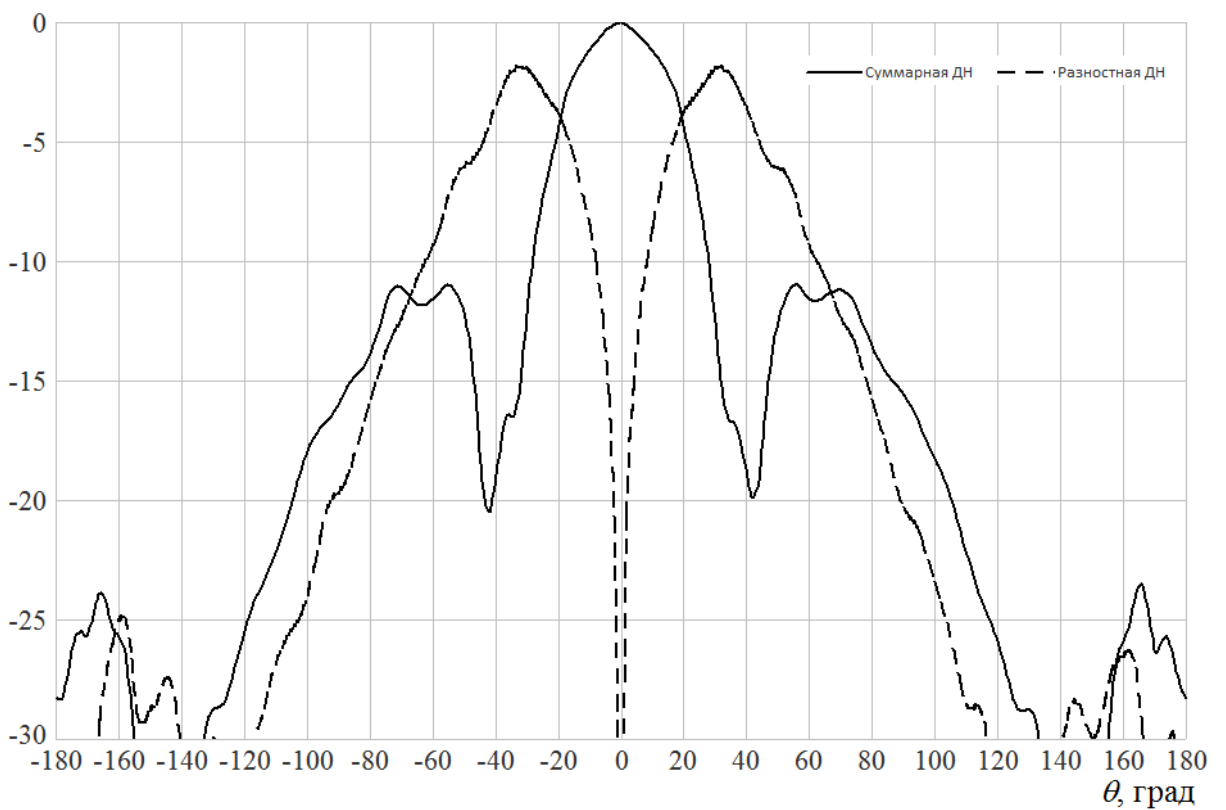


Рис. 2.11. ДН (в масштабе КНД) МИО в горизонтальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) по основной составляющей круговой поляризации

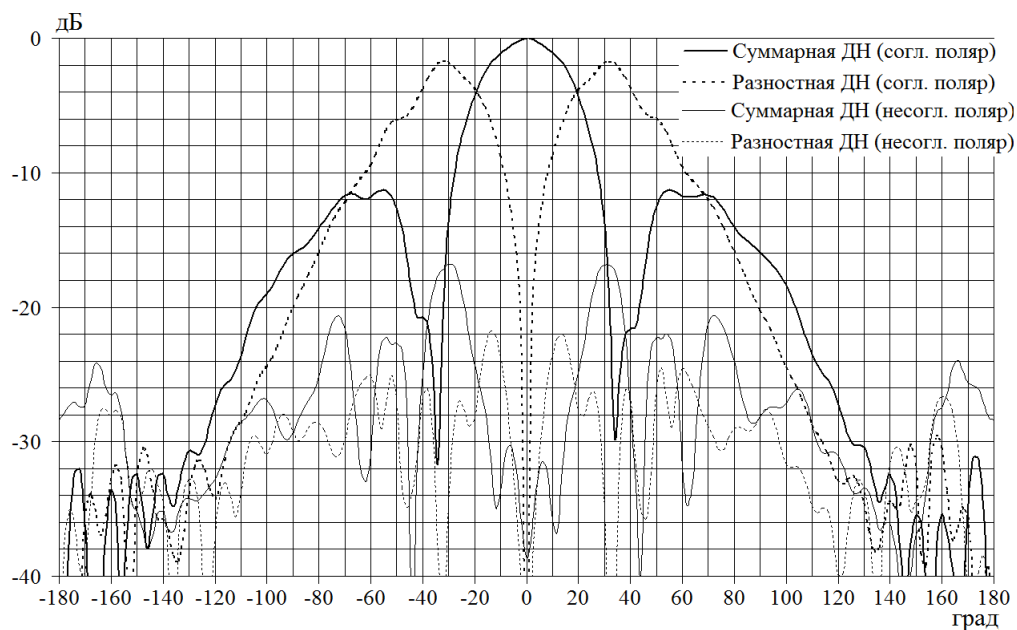


Рис. 2.12. Нормированные ДН МИО в вертикальной плоскости ($\varphi = 90^\circ$) по согласованной и несогласованной круговой поляризации

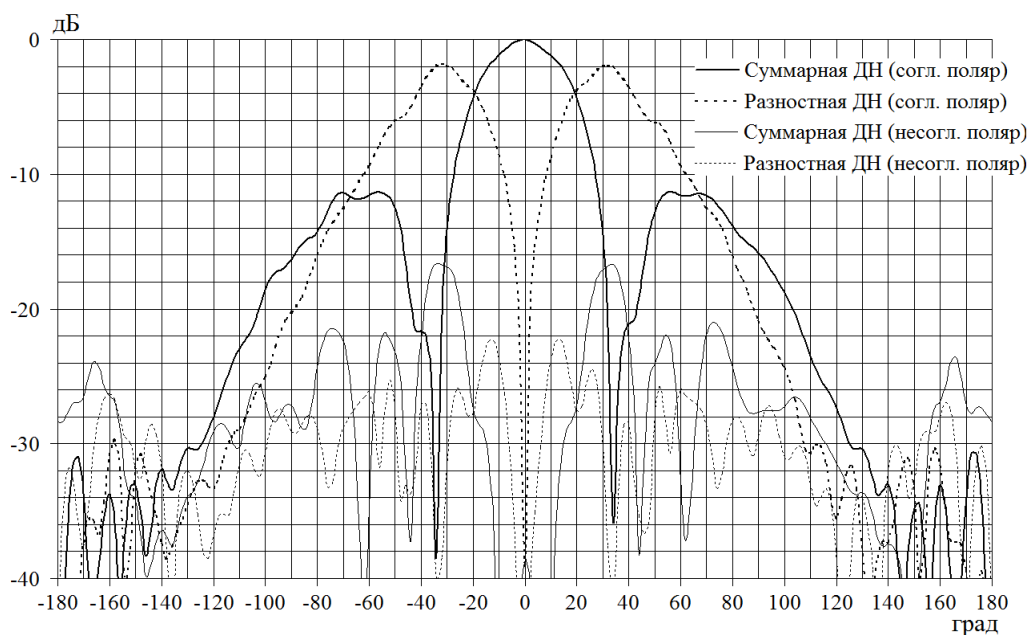


Рис. 2.13. Нормированные ДН МИО в горизонтальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) по согласованной и несогласованной круговой поляризации

Как следует из приведенных графиков, смоделированный облучатель обеспечивает заданный уровень облучения на полотно ФАР в секторе облучения. При этом уровень паразитной поляризации составляет не более -20 дБ.

2.3. Характеристики направленности излучающего полотна

Геометрия полотна ФАР [34] показана на рис. 2.14. Полотно ФАР состоит из 17 линеек. Число элементов в каждой линейке (при нумерации линеек сверху вниз) соответственно равно: 3; 8; 9; 12; 13; 14; 13; 14; 15; 14; 13; 14; 13; 12; 9; 8; 3. Общее число элементов АР равно 187.

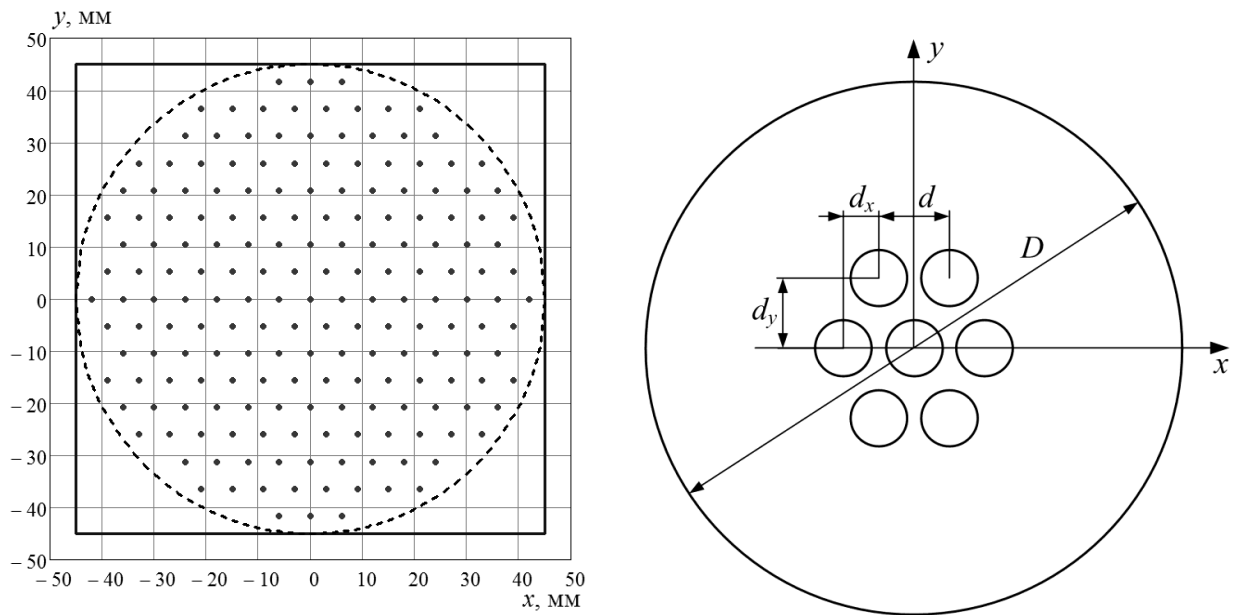
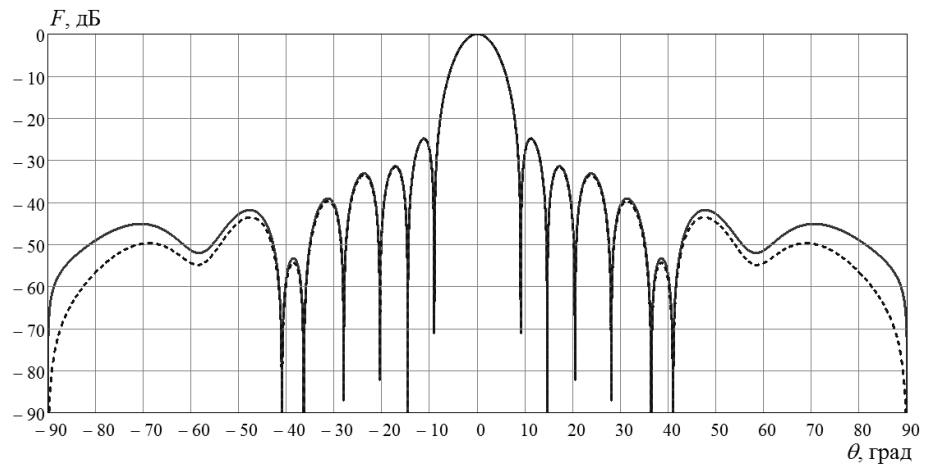


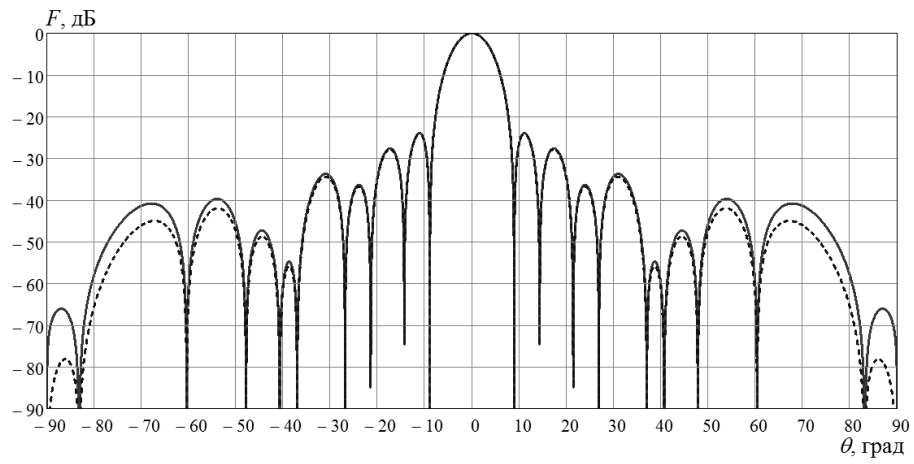
Рис. 2.14. Геометрия полотна ФАР

Расстояние между фазовым центром облучателя и полотна ФАР $h = 79$ мм ($h/\lambda_0 \approx 9$). Радиус полотна ФАР $R_{\text{ФАР}} = 42$ мм.

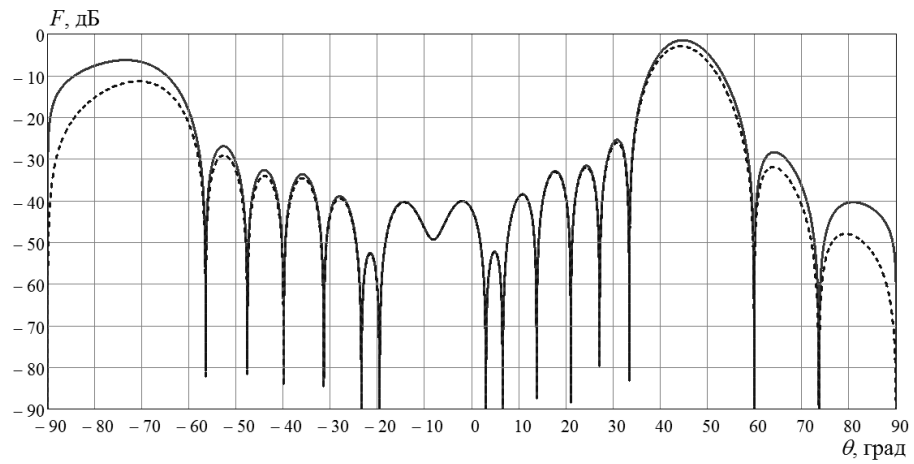
ДН ФАР при заданном амплитудном распределении в двух ортогональных плоскостях для случаев формирования луча по нормали к раскрыву ФАР и отклонения луча от нормали в направлении на край сектора сканирования приведены на рис. 2.15. При этом в качестве ДН одного излучателя выбирались ДН вида $\sqrt{\cos(\theta)}$ (сплошная линия) и $\cos(\theta)$ (пунктирная линия). ДН ФАР на рис. 2.15 рассчитывались без учета взаимодействия излучателей (влияние взаимодействия на ДН отдельных излучателей в разделе 1.3 главы 1).



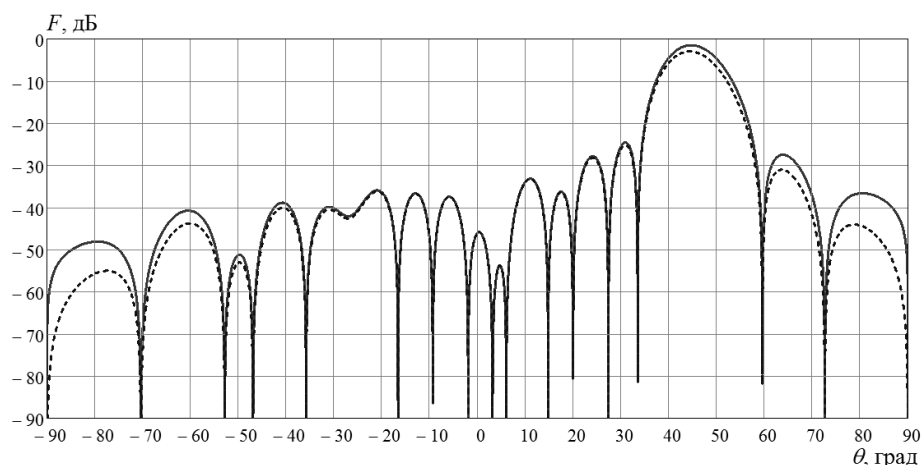
a)



б)



в)



з)

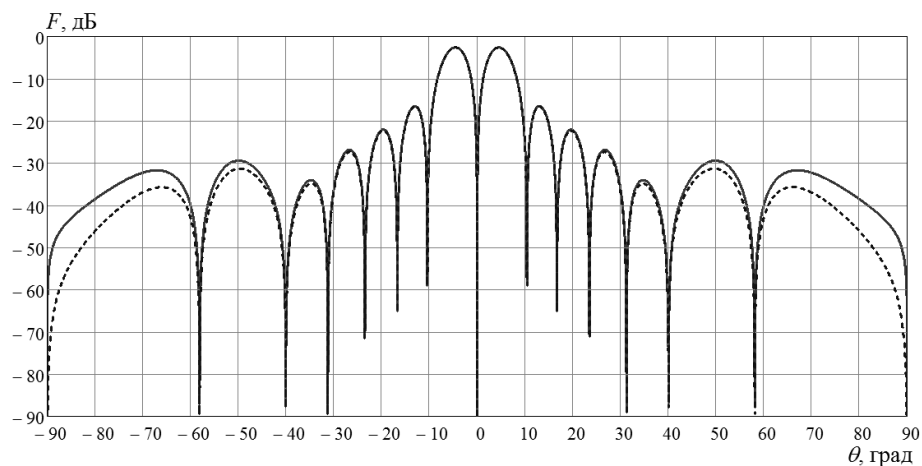
Рис. 2.15. ДН ФАР по суммарному каналу:

- a* – в вертикальной плоскости ($\varphi = 90^\circ$) для неотклоненного луча $\theta_0 = 0^\circ$;
- б* – в горизонтальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) для неотклоненного луча $\theta_0 = 0^\circ$;
- в* – в вертикальной плоскости ($\varphi = 90^\circ$) для отклоненного луча $\theta_0 = 45^\circ$;
- г* – в горизонтальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) для отклоненного луча $\theta_0 = 45^\circ$

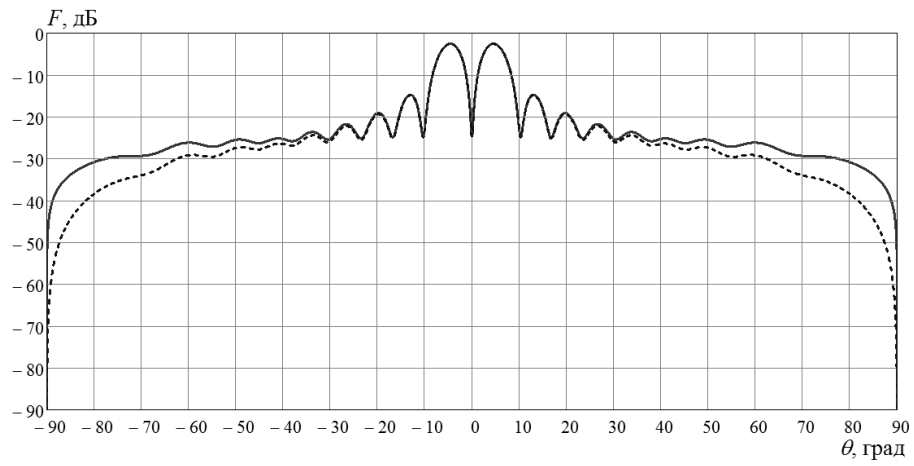
Ширина ДН ФАР по уровню -3 дБ и УБЛ, определенные по графикам на рис. 2.15 для случая формирования луча по нормали, оказываются следующими:

- в горизонтальной плоскости – 7° и -24,0 дБ;
- в вертикальной плоскости – 7° и -24,8 дБ.

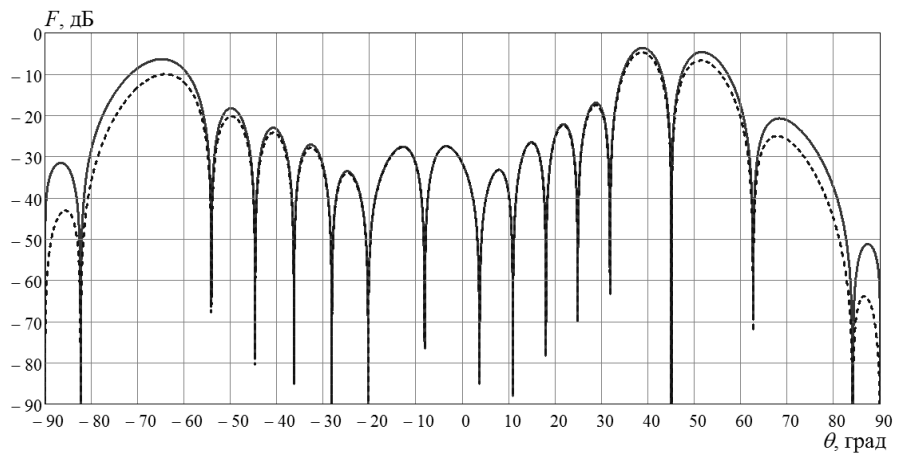
На рис. 2.16 представлены разностные ДН ФАР в двух ортогональных плоскостях для случаев формирования луча по нормали к раскрытию ФАР и отклонения луча от нормали в направлении на край сектора сканирования.



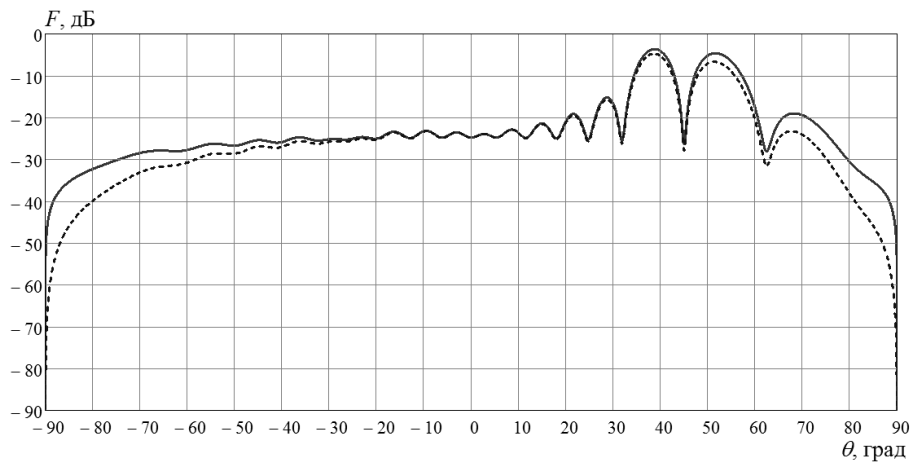
а)



а)



б)



в)

Рис. 2.16. ДН ФАР по разностным каналам:

a – в вертикальной плоскости ($\varphi = 90^\circ$) для неотклоненного луча $\theta_0 = 0^\circ$;
б – в горизонтальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) для неотклоненного луча $\theta_0 = 0^\circ$;

ϵ – в вертикальной плоскости ($\varphi = 90^\circ$) для отклоненного луча $\theta_0 = 45^\circ$;

z – в горизонтальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) для отклоненного луча $\theta_0 = 45^\circ$

Значения снижения КНД в максимумах разностных ДН по сравнению с КНД в максимуме суммарной ДН для случая формирования луча по нормали оказываются следующими:

в горизонтальной плоскости – -2,56 дБ;

в вертикальной плоскости – -2,6 дБ.

Результаты определения положения и уровня максимумов РДН ФАР, наблюдаемых при двух разных ДН интегрированного излучателя, представлены в табл. 2.1, в которой использованы следующие обозначения: θ_0 , φ_0 – направление формирования луча θ_0 в плоскости φ_0 ; $\theta_{\text{лmax}}$, $\theta_{\text{пmax}}$ – угловые положения левого и правого максимумов РДН; $F_{\text{лmax}}$, $F_{\text{пmax}}$ – значения максимумов РДН в направлениях $\theta_{\text{лmax}}$, $\theta_{\text{пmax}}$ соответственно.

Таблица 2.1. Результаты оценки параметров разностных ДН

| ДН элемента АР | φ_0 | θ_0 | $\theta_{\text{лmax}}$ | $F_{\text{лmax}}$ | $\theta_{\text{пmax}}$ | $F_{\text{пmax}}$ |
|---------------------|-------------|------------|------------------------|-------------------|------------------------|-------------------|
| $\cos^{0,5} \theta$ | 0°, 90° | 0° | -4,525° | -2,6 | 4,525° | -2,6 |
| $\cos \theta$ | | 0° | -4,525° | -2,6 | 4,525° | -2,6 |
| $\cos^{0,5} \theta$ | 0°, 0° | 0° | -4,55° | -2,6 | 4,55° | -2,6 |
| $\cos \theta$ | | 0° | -4,55° | -2,6 | 4,55° | -2,6 |
| $\cos^{0,5} \theta$ | 45°, 90° | 45° | 38,8° | -3,7 | 51,575° | -4,7 |
| $\cos \theta$ | | 45° | 38,7° | -4,74 | 51,325° | -6,7 |
| $\cos^{0,5} \theta$ | 45°, 0° | 45° | 38,75° | -3,6 | 51,6° | -4,6 |
| $\cos \theta$ | | 45° | 38,65° | -4,71 | 51,375° | -6,7 |

При отклонении луча ДН в направлении границы сектора сканирования разность максимумов РДН достигает около 2 дБ. В соответствии с экспериментальными данными, приведенным в главе 4, эта разница составляет примерно 3 дБ. Такое различие может быть связано с тем, что реальная ДН интегрирован-

ного излучателя отличается от предполагаемых при получении оценок теоретических ДН. Также могут влиять краевые эффекты: вклад части излучателей в связи с несимметричностью ДН приводит к их малому вкладу в амплитудном распределении. Причем этот эффект явно выражен именно при больших углах отклонения (см. рис 1.14). Кроме того, наблюдаются также расхождения величины угловой разности положений максимумов разностной ДН: по теоретическим оценкам она составляет около $12,6^\circ$, а по экспериментальным измерениям она достигает 12° .

Коэффициент усиления ФАР G вычисляется по соотношению

$$G(\theta_0) = D(\theta_0)\eta, \quad (2.72)$$

где η – КПД ФАР:

$$\eta = \eta_{\text{обл}}\eta_{\text{изл}}\eta_{\text{ф}}\eta_{\text{пр}}; \quad (2.73)$$

$\eta_{\text{обл}}$ – КПД облучателя, связанный с потерями излучения мимо полотна АР; $\eta_{\text{изл}}$ – КПД интегрированного излучателя; $\eta_{\text{ф}}$ – КПД, связанный с потерями из-за фазовых ошибок в раскрыве апертуры; $\eta_{\text{пр}}$ – КПД из-за прочих потерь, связанных с отражениями от входов облучателя и отдельных излучателей ФАР, а также с зависимостью коэффициента эллиптичности поля облучателя от углов падения (θ, φ) .

При выбранной ДН отдельного излучателя в виде $\sqrt{\cos(\theta)}$ максимально возможное значение КНД ФАР в произвольном направлении θ_0 определяется соотношением

$$D(\theta_0) = \frac{4\pi^2}{\lambda^2} R^2 v_{\text{ФАР}} \cos \theta_0, \quad (2.74)$$

где R – радиус полотна ФАР; $v_{\text{ФАР}}$ – КИП антенного полотна ФАР:

$$v_{\text{ФАР}} = \frac{\left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} F_{\text{ФАР}}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} |E_{\text{апер}0m,n}|^2}{\left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} F_{\text{ФАР}0}(\theta_0, \varphi_0) \right|^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} |E_{\text{апер}m,n}|^2}, \quad (2.75)$$

где через $E_{\text{апер}0m,n}$, $F_{\text{ФАР}0}(\theta_0, \varphi_0)$ обозначены соответственно равномерное амплитудное распределение по излучателям ФАР и ДН ФАР при таком амплитудном распределении.

Значение КИП антенного полотна ФАР при $\theta_0 = 0^\circ$ равно 0,877 (-0,57 дБ).

Таким образом, при формировании луча по нормали к излучающей апертуре КНД ФАР будет равен

$$D(0^\circ) = \frac{4\pi^2}{8,82^2} \cdot 42^2 \cdot 0,877 \cdot \cos 0^\circ \approx 861 \text{ (29,3 дБ)}.$$

Далее оценим потери, связанные с переливом энергии облучателя за края раскрыва ФАР. Значение $\eta_{\text{обл}}$ можно рассчитать по формуле

$$\eta_{\text{обл}} = \frac{\int_0^{\pi/2 \arctg(R/h)} \int_0^{\pi/2} F_{\text{обл}}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} F_{\text{обл}}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (2.76)$$

где $F_{\text{обл}}(\theta, \varphi)$ – ДН облучателя.

При радиусе полотна ФАР $R = 44$ мм $\eta_{\text{обл}}$ составляет 0,72 (-1,425 дБ).

При фактическом размере $L = 84$ мм $\eta_{\text{обл}}$ равен 0,708 (-1,5 дБ).

Ожидаемые величины остальных потерь представлены в табл. 2.2.

Таблица 2.2. Оценка потерь КУ ФАР в суммарном канале при формировании луча ДН по нормали к апертуре

| Составляющая потерь КУ | Величина потерь, дБ |
|---|---------------------|
| Перелив энергии облучателя за края раскрыва ФАР | 1,5 |
| Потери в фазовращателях и элементах ФАР на поглощение и отражение | 1,8 |
| Потери на дискретность фазирования ² | 0 |

² При разрядности ФВ, большей или равной 5, потери составляют менее 0,014 дБ, чем можно пренебречь. Потери от ошибок установки фазы при линейной аппроксимации перестроенной характеристики ФВ будут больше: в зависимости от изготовителя они могут меняться в диапазоне от 0,02 дБ до 0,15 дБ.

| | |
|---|------------------|
| Потери на кроссполяризацию ³ | 0,32 |
| Потери МИО | 0,6 |
| Потери обтекателя | 0,1...0,3 |
| Суммарные потери | 4,3...4,5 |

Заметим, что величина суммарных потерь, представленная в таблице, не включает в себя потерь из-за неравномерности амплитудного распределения поля в раскрыве ФАР, которые учитываются при расчете КНД (около 0,6 дБ).

2.4. Интегрированный излучатель-фазовращатель ФАР Ka-диапазона

В ФАР рассматриваемого диапазона частот в качестве отдельного элемента используются интегрированные излучатели-фазовращатели [7, 53], схемы которых показаны на рис. 2.17.

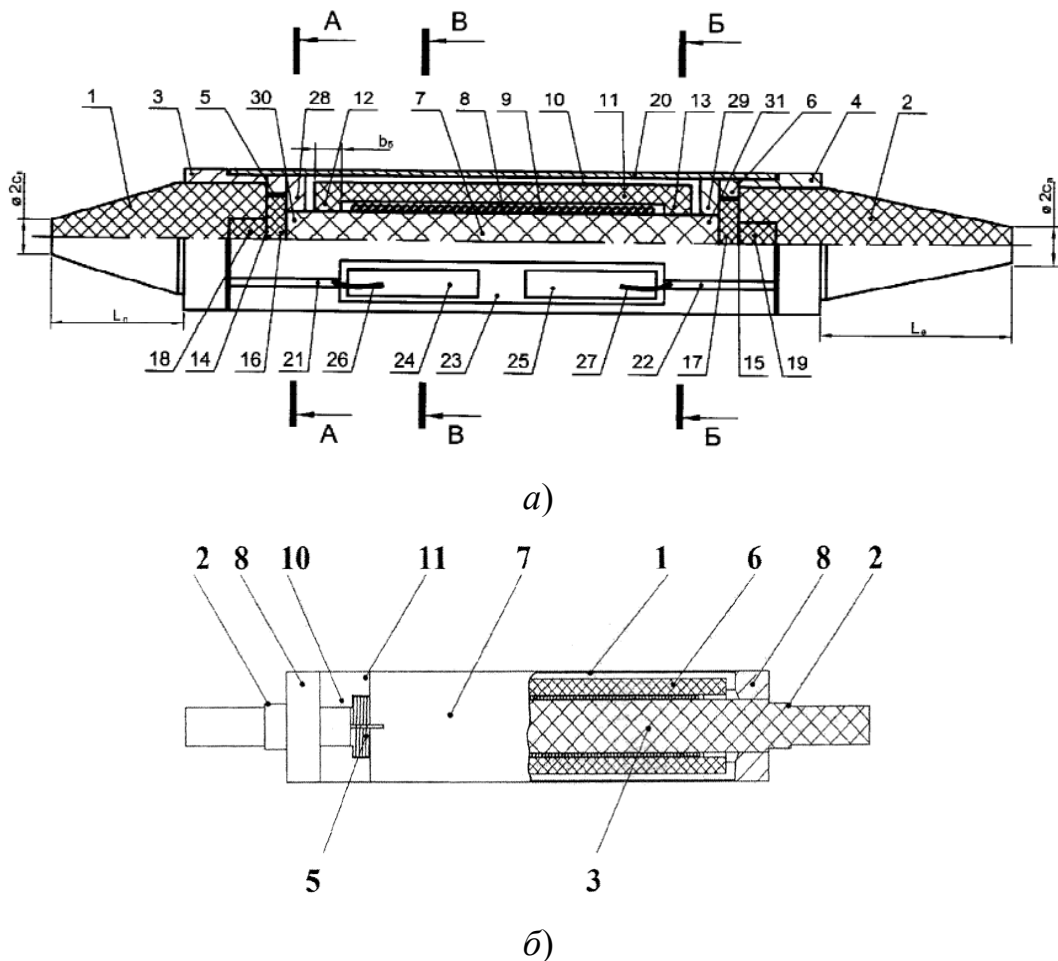


Рис. 2.17. Схема интегрированного излучателя-фазовращателя: *a* – [7]; *б* – [53]

³ Эти потери при излучении равны нулю, однако при нарушении поляризационной структуры сигнала во время распределения мощности они отличны от нуля.

Внешний вид и характеристики излучателя-фазовращателя [7] представлены на рис. 2.18.



Рис. 2.18. Характеристики излучателя ФАР производства ОАО «Завод «Магнетон» (Санкт-Петербург)

Поперечные размеры излучателя при гексагональной сетке их размещения в полотне ФАР (рис. 2.19) позволяют в рамках приближенной теории обеспечить однолучевое сканирование в коническом секторе с углом при вершине конуса 45°.

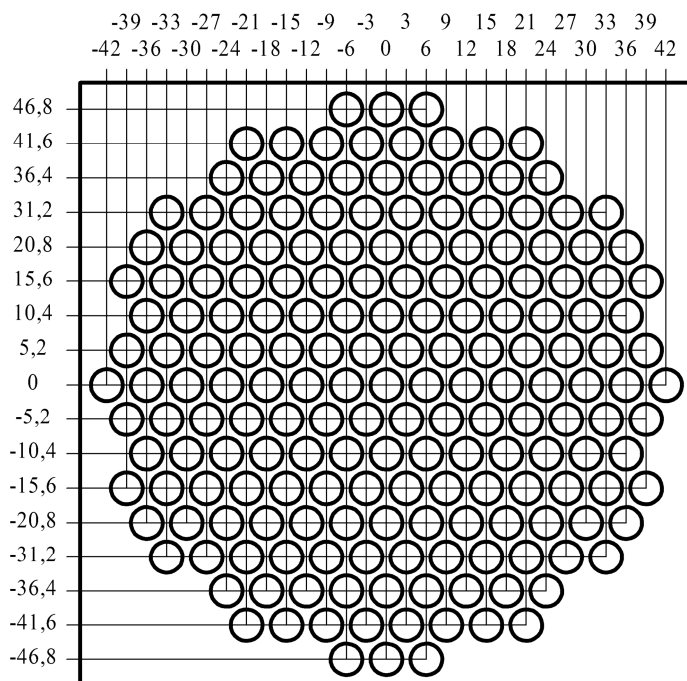


Рис. 2.19. Геометрия полотна проходной ФАР (размеры указаны в мм)

Однако процессы, происходящие в подобном излучателе-фазовращателе, являются более сложными, чем просто внесение требуемого фазового сдвига, что может приводить к сужению сектора сканирования и появлению аномальных провалов в ДН ФАР. Понятно, что строгое электродинамическое моделирование интегрированных излучателей-фазовращателей в АР представляет трудно решаемую задачу даже с использованием современных вычислительной техники. Поэтому рассмотрим процессы, происходящие в таком излучателе, на примере более простой модели интегрированного излучателя.

Основой элемента ФАР служит входной и выходной излучатели в виде диэлектрических конусов и волноводный ферритовый фарадеевский фазовращатель, содержащий волновод в виде ферритового стержня квадратного или круглого поперечного сечения с токопроводящим покрытием боковой поверхности, обмотку намагничивания и магнитопровод в виде П-образных скоб [7]. Применяемая конструкция фазовращателя обеспечивает малые поперечные размеры элементов ФАР, допускающие их размещение в раскрыве антенной решетки с шагом $d \leq 0,9\lambda$.

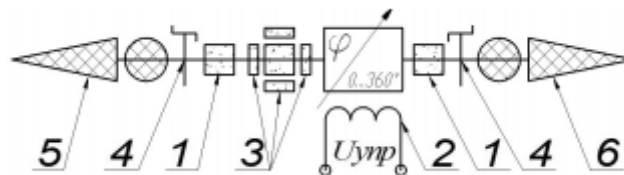


Рис. 2.20. Схема элемента проходной ФАР:

- 1 – ферритовый стержень; 2 – обмотка намагничивания; 3 – магнитопроводы;
- 4 – согласующие волноводные переходы;
- 5, 6 – апертурный и приемный волноводно-диэлектрические излучатели

Для определения зависимости КУ в секторе сканирования в АР из таких излучателей рассматривалась модель в виде диэлектрического стержневого излучателя (без ФВ). На нижнюю часть апертуры под различными углами падала плоская волна с произвольной поляризацией. Были определены коэффициенты

прохождения этих волн, которые можно использовать для расчета ДН таких элементов в составе АР.

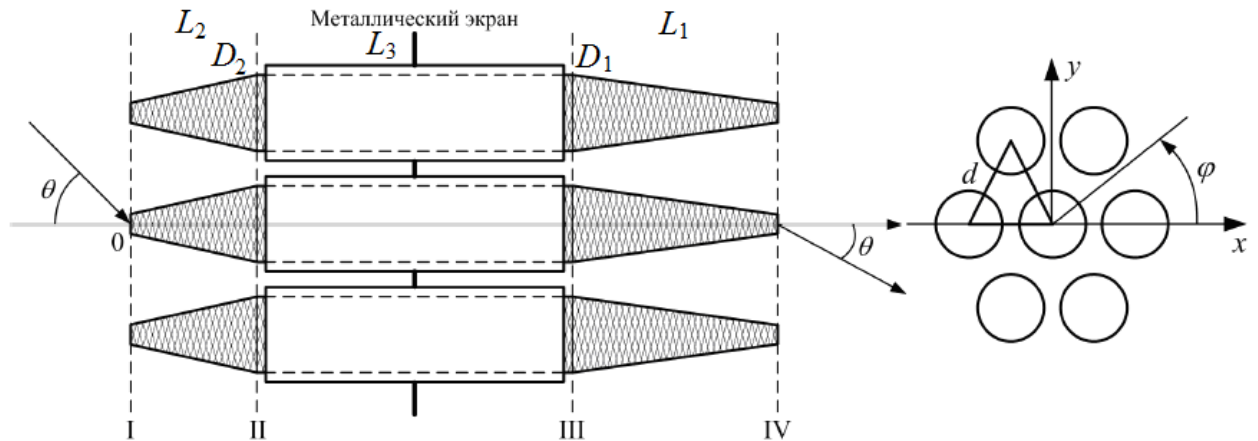


Рис. 2.21. Решетка излучателей с проводящим экраном в раскрытие (а) и ее поперечный разрез (б)

Всю систему излучателей в бесконечном полотне можно представить в виде многополюсника. Тогда коэффициенты отражения S_{11}^{Σ} и коэффициенты прохождения S_{21}^{Σ} плоской волны через всю структуру излучателей, представленную в виде многополюсника (восьмиполюсника) S^{Σ} (рис. 2.22), определяются по соотношениям

$$S_{11}^{\Sigma} = \frac{A_{100}^{\text{отр}}}{A_{100}^{\text{пад}}}, S_{22}^{\Sigma} = \frac{A_{200}^{\text{отр}}}{A_{200}^{\text{пад}}}, S_{1'1}^{\Sigma} = \frac{A_{100}^{\text{пр}}}{A_{100}^{\text{пад}}}, S_{2'2}^{\Sigma} = \frac{A_{200}^{\text{пр}}}{A_{200}^{\text{пад}}}. \quad (2.77)$$

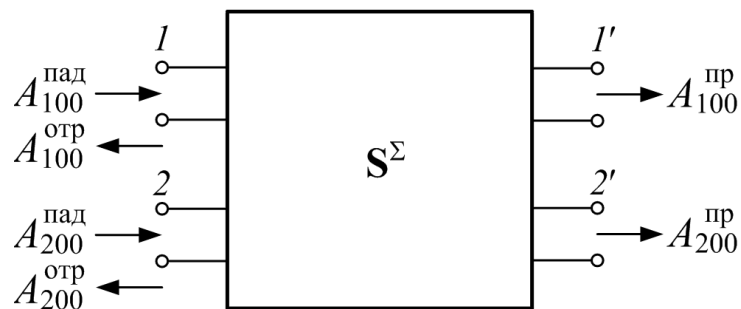


Рис. 2.22. Представление структуры излучателей в виде восьмиполюсника

Соответственно коэффициенты поляризационной связи определяются коэффициентами многополюсника

$$S_{12}^{\Sigma}, S_{21}^{\Sigma}, S_{2'1}^{\Sigma}, S_{1'2}^{\Sigma}, S_{12'}^{\Sigma}, S_{21'}^{\Sigma}, S_{1'2'}^{\Sigma}, S_{2'1'}^{\Sigma}. \quad (2.78)$$

В силу взаимности задачи выполняются условия

$$S_{12}^{\Sigma} = S_{21}^{\Sigma}, S_{2'1}^{\Sigma} = S_{12'}^{\Sigma}, S_{1'2}^{\Sigma} = S_{21'}^{\Sigma}, S_{1'2'}^{\Sigma} = S_{2'1'}^{\Sigma}, \quad (2.79)$$

и число коэффициентов в (2.78) уменьшается в два раза.

Предполагая, что коэффициенты взаимосвязи, перечисленные в (2.78), (2.79), много меньше 1, представим многополюсник S^{Σ} в виде суммы двух независимых четырехполюсников S_1^{Σ} и S_2^{Σ} , каждый из которых состоит из последовательного соединения трех четырехполюсников S^I , S^D , S^{II} (рис. 2.23).

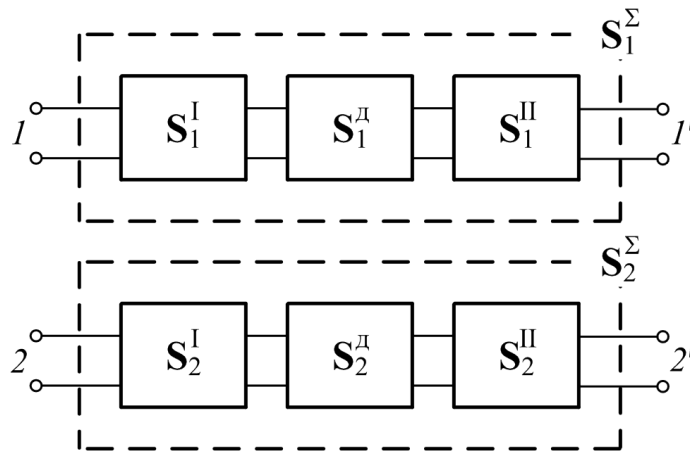


Рис. 2.23. Представление восьмиполюсника в виде совокупности двух четырехполюсников

Введем обозначения для каждого из независимых четырехполюсников на рис. 2.23:

$$\mathbf{S}_1^I = \begin{bmatrix} S_{11}^I & S_{12}^I \\ S_{21}^I & S_{22}^I \end{bmatrix}, \mathbf{S}_1^D = \begin{bmatrix} S_{11}^D & S_{12}^D \\ S_{21}^D & S_{22}^D \end{bmatrix}, \mathbf{S}_1^{II} = \begin{bmatrix} S_{11}^{II} & S_{12}^{II} \\ S_{21}^{II} & S_{22}^{II} \end{bmatrix}. \quad (2.80)$$

Матрица соединения двух многополюсников S_1^I и S_1^D имеет следующий вид [82]:

$$\mathbf{S}_1^{ID} = \begin{bmatrix} S_{11}^I + S_{12}^I (1 - S_{22}^I S_{11}^D)^{-1} S_{11}^D S_{21}^I & S_{12}^I (1 - S_{22}^I S_{11}^D)^{-1} S_{12}^D \\ S_{21}^D (1 - S_{22}^I S_{11}^D)^{-1} S_{21}^I & S_{22}^D + S_{21}^D (1 - S_{22}^I S_{11}^D)^{-1} S_{22}^I S_{12}^D \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} S_{11}^I + \frac{S_{12}^I S_{11}^D S_{21}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} \\ \frac{S_{21}^D S_{21}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & S_{22}^D + \frac{S_{21}^D S_{22}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^I + \frac{(S_{12}^I)^2 S_{11}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} \\ \frac{S_{12}^D S_{12}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & S_{22}^D + \frac{(S_{12}^D)^2 S_{22}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} \end{bmatrix}. \quad (2.81)$$

При записи выражения (2.81) учтена взаимность четырехполюсников:

$$S_{12}^I = S_{21}^I, \quad S_{12}^D = S_{21}^D.$$

Матрица соединения $\mathbf{S}_1^{I^D}$ и \mathbf{S}_1^{II} будет иметь вид

$$\mathbf{S}_1^\Sigma = \mathbf{S}_1^{I^D II} = \begin{bmatrix} S_{11}^I + \frac{(S_{12}^I)^2 S_{11}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} + \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} S_{11}^{II} \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} S_{12}^{II} \\ \frac{S_{21}^D S_{21}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & 1 - S_{11}^{II} \left(S_{22}^D + \frac{(S_{12}^D)^2 S_{22}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} \right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} S_{12}^{II} & \frac{S_{12}^I S_{12}^D}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} S_{12}^{II} \\ \frac{S_{21}^D S_{21}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} & 1 - S_{11}^{II} \left(S_{22}^D + \frac{(S_{12}^D)^2 S_{22}^I}{1 - S_{22}^I S_{11}^D} \right) \end{bmatrix}. \quad (2.82)$$

Из условия недиссипативности и взаимности четырехполюсников, а также «одинаковости» S_1^I и S_1^{II} для идентичных излучателей на входе и выходе имеем $S_{12}^I = S_{21}^I = S_{12}^{II} = S_{21}^{II}$, $S_{12}^D = S_{21}^D$.

В частности, при согласованных излучателях ($S_{11}^D = 0$, $S_{11}^{II} = 0$) для коэффициента передачи $S_{1'1}^\Sigma$ объединенного многополюсника получаем

$$S_{1'1}^\Sigma = (S_{21}^{II})^2 S_{12}^D = (S_{21}^I)^2 S_{12}^D. \quad (2.83)$$

Так как для одностороннего излучателя в виде конуса, соединенного с бесконечным цилиндром, в бесконечной решетке и при $S_{12}^D = 1$, то есть для иде-

ального случая, ДН на передачу $F_{\text{прд1}}^{\text{ид}}(\theta)$ связана с коэффициентом S_{21}^{I} соотношением

$$F_{\text{прд1}}(\theta) = S_{21}^{\text{I}} \sqrt{\cos\theta}, \quad (2.84)$$

то, умножая правую часть (2.83) на $\cos\theta$, получаем

$$S_{1'1}^{\Sigma} \cos\theta = F_{\text{прд1}}^2(\theta), \quad (2.85)$$

или

$$F_{\text{прд1}}(\theta) = \sqrt{S_{1'1}^{\Sigma} \cos\theta} = S_{21}^{\text{I}} \sqrt{\cos\theta}. \quad (2.86)$$

В общем случае $S_{1'1}^{\Sigma}$ можно представить в виде

$$S_{1'1}^{\Sigma} = (S_{21}^{\text{I}})^2 S_{12}^{\text{д}} K_{1'1}, \quad (2.87)$$

где $K_{1'1}$ – множитель, зависящий от взаимных переотражений внутри интегрированного излучателя и в соответствии с (2.82), (2.83), (2.86) определяемый по формуле

$$K_{1'1} = \frac{1}{1 - S_{22}^{\text{I}} S_{11}^{\text{д}}} \cdot \frac{1}{1 - S_{11}^{\text{II}} \left(S_{22}^{\text{д}} + \frac{(S_{12}^{\text{д}})^2 S_{22}^{\text{I}}}{1 - S_{22}^{\text{I}} S_{11}^{\text{д}}} \right)}. \quad (2.88)$$

В момент резонанса (антирезонанса) коэффициент $|K_{1'1}| \ll 1$, и в коэффициенте передачи $|S_{1'1}^{\Sigma}|$, а следовательно, и в КУ ФАР, может наблюдаться значительный провал (см. экспериментальные кривые зависимости КУ ФАР от угла фазирования в главе 4).

С учетом (2.87) и (2.88) получаем

$$\left(F_{\text{прд1}}^{\text{ид}}(\theta) \right)^2 = (S_{21}^{\text{I}} \sqrt{\cos\theta})^2 = \frac{S_{1'1}^{\Sigma} \cos\theta}{S_{12}^{\text{д}} K_{1'1}}, \quad (2.89)$$

или для ДН излучателя в виде реального двухстороннего конуса

$$F_1^{\text{двухр}}(\theta) = \frac{S_{1'1}^{\Sigma} \cos\theta}{S_{12}^{\text{д}} K_{1'1}} = F_{\text{прм1}}^{\text{р}}(\theta) F_{\text{прд1}}^{\text{р}}(\theta) = \left(F_{\text{прд1}}^{\text{р}}(\theta) \right)^2, \quad (2.90)$$

так как для рассматриваемой системы $F_{\text{прд1}}^{\text{P}}(\theta) = F_{\text{прд1}}^{\text{P}}(\theta)$.

Соответственно реальная ДН излучателя в виде симметричного двухстороннего конуса с цилиндром между конусами имеет вид

$$F_{\text{прд1}}^{\text{P}}(\theta) = \sqrt{S_{1'1}^{\Sigma} \cos \theta} = S_{21}^{\text{I}} \sqrt{S_{12}^{\text{D}} K_{1'1}} \sqrt{\cos \theta} = F_{\text{прд1}}^{\text{ИД}}(\theta) \sqrt{S_{12}^{\text{D}} K_{1'1}}. \quad (2.91)$$

При выводе представленных выше формул было сделано предположение, об отсутствии кроссполаризационных связей между волнами с ортогональной поляризацией, поэтому для учета эффекта кроссполаризации требуется проведение дополнительного моделирования коэффициентов связи (2.78).

Далее рассматривались ВДИ со стержнями длиной $1,5\lambda$, $1,75\lambda$, 2λ , $2,25\lambda$, и анализировалась зависимость характеристик излучателя от длины стержня.

В результате анализа полученных результатов выявлено, что при длине диэлектрического стержня порядка $1,5\lambda$ характеристика согласования решетки ВДИ становится сильно нерегулярной вблизи границы сектора электрического сканирования луча. При длинах диэлектрического стержня $1,75\lambda \dots 2,25\lambda$ характеристики согласования решетки ВДИ отличаются незначительно. При больших длинах диэлектрических стержней ВДИ характеризуются большими вносимыми потерями. При длине диэлектрического стержня меньше $1,5\lambda$ не удастся обеспечить требуемую ширину ДН ВДИ. При длине стержня 2λ наблюдается наилучшее согласование решетки ВДИ при неотклоненном луче.

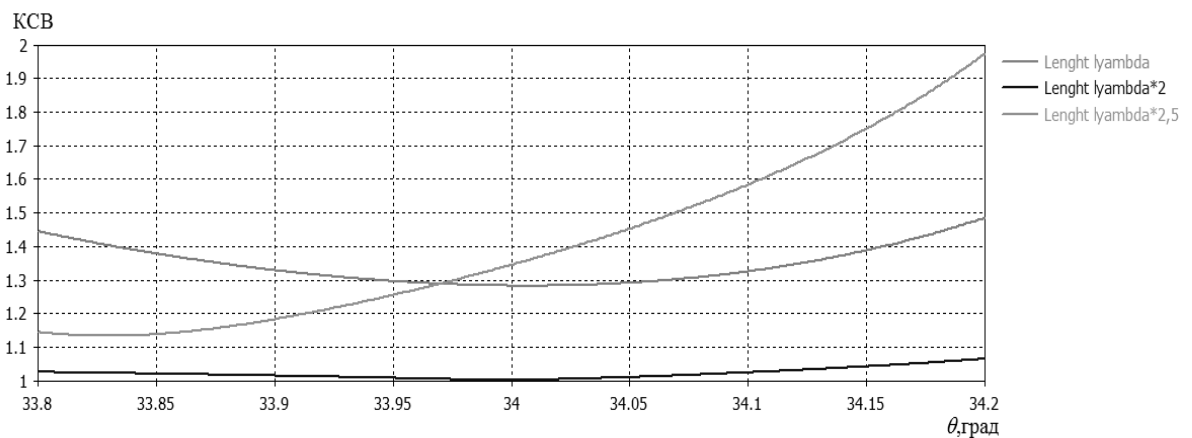


Рис. 2.24. График КСВ для разных длин излучателей: 1 – λ ; 2 – 2λ ; 3 – $2,5\lambda$

В результате проведенного исследования показано, что длина стержня излучателя $L_{\text{кон}} = 2\lambda$ является близкой к оптимальной.

Исследуемая конструкция излучателя представляет собой диэлектрический цилиндр, диаметром 4,8 мм и $\varepsilon = 3,8$, в основаниях которого расположены одинаковые усеченные конусы, выполненные из того же материала. Цилиндрическая часть находится в круглом металлическом волноводе. Для препятствия прохождению волны от облучателя в свободное пространство, помимо элементов полотна был применен металлический экран в центре конструкции. Параметры модели, которые изменялись в ходе моделирования, представлены в табл. 2.3, в которой используются следующие обозначения: L – длина диэлектрического стержня; L_1 – длина излучающего конуса; D_1 – диаметр верхнего основания излучающего конуса; D_2 – диаметр верхнего основания приёмного конуса; L_2 – длина приёмного конуса; L_3 – длина цилиндрической диэлектрической части излучателя от нижнего основания апертурного конуса до металлической гильзы (рис. 2.21).

Таблица 2.3. Параметры модели излучателя

| L , мм | D_1 , мм | D_2 , мм | L_1 , мм | L_2 , мм | L_3 , мм |
|----------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 35,5 | 0,84 | 0,2 | 10 | 7 | 2,3 |

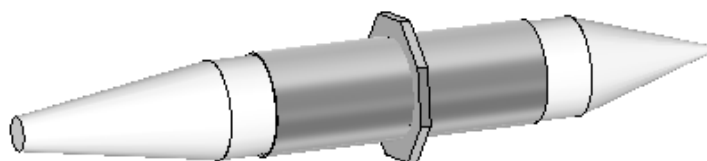


Рис. 2.25. Внешний вид модели элемента решетки

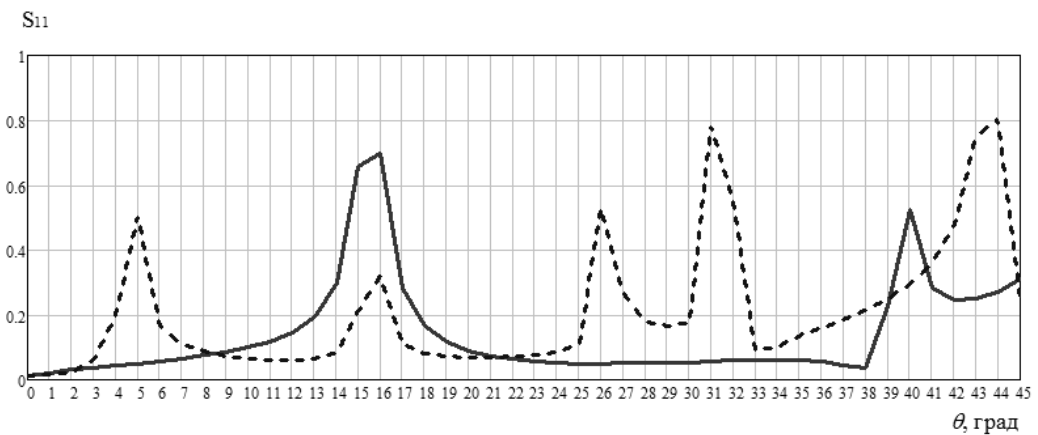
Для электродинамического моделирования был выбран метод расчёта во временной области. Этот метод показывает хорошие результаты для сравнительно небольших тел оживальной формы. Элементы матрицы рассеяния данной конструкции антенны исследовались в бесконечной антенной решетке с

применением ячеек Флоке. Излучатели расположены в узлах гексагональной сетки, с шагом 6 мм ($0,68\lambda/d$). Предполагается наличие двух гармоник Флоке, каждая из которых моделирует ортогональную линейную поляризацию. Установлено, что использование большего числа гармоник незначительно влияет на результаты моделирования.

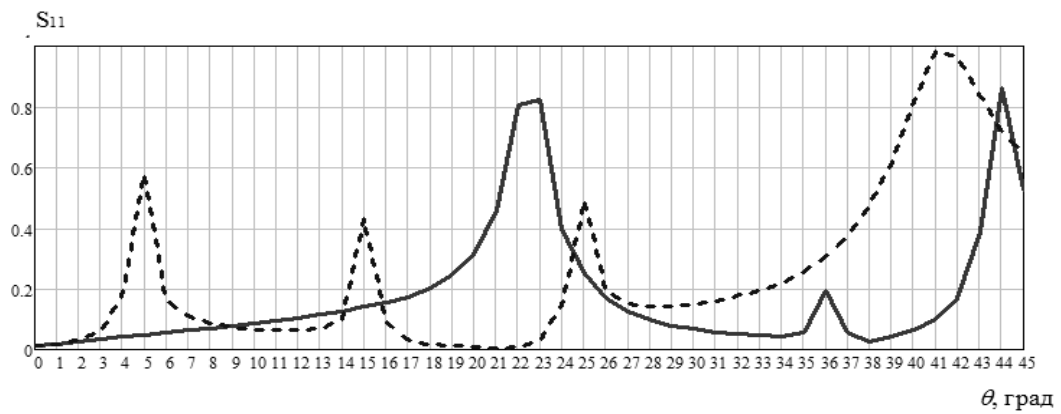
С помощью встроенных средств программы была определена зависимость коэффициентов отражения S_{11} и передачи S_{12} на рабочей частоте в секторе углов $\pm 45^\circ$. Анализ показал, что эти графики симметричны относительно 0° , поэтому все дальнейшие графики построены в секторе от 0° до 45° с шагом 1° . В процессе расчета особое внимание уделялось балансу амплитуд для каждого направления отклонения луча θ : $|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$.

Как видно, взаимная связь между ортогональными поляризациями может возрасти при определенных углах сканирования примерно до $-10\dots-20$ дБ, в целом оставаясь на уровне -30 дБ или ниже.

На рис. 2.26 приведена зависимость коэффициента отражения от угла θ , который отсчитывается от продольной оси антенны в вертикальной плоскости: сплошная линия – первая гармоника, пунктирная линия – вторая гармоника. Первая гармоника соответствует горизонтальной поляризации поля падающей на антенну волны, а вторая гармоника – вертикальной.



a)

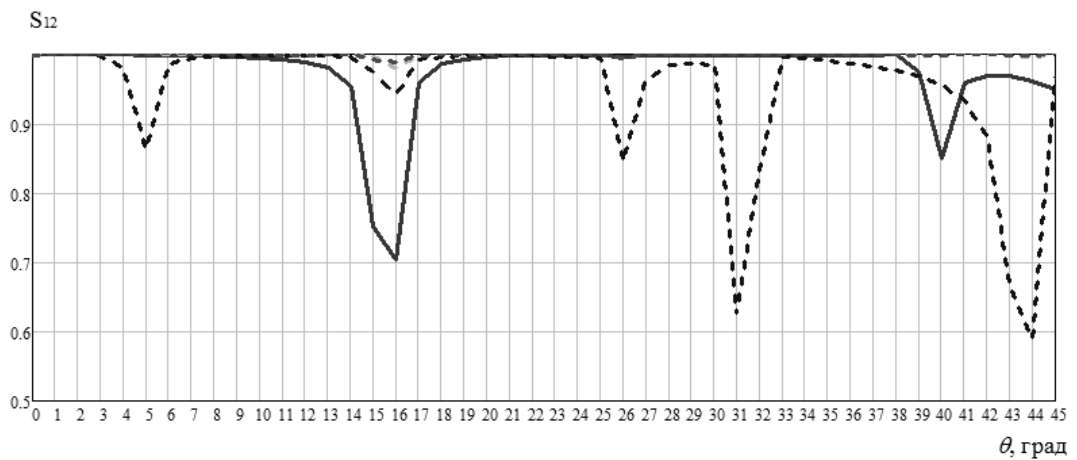


б)

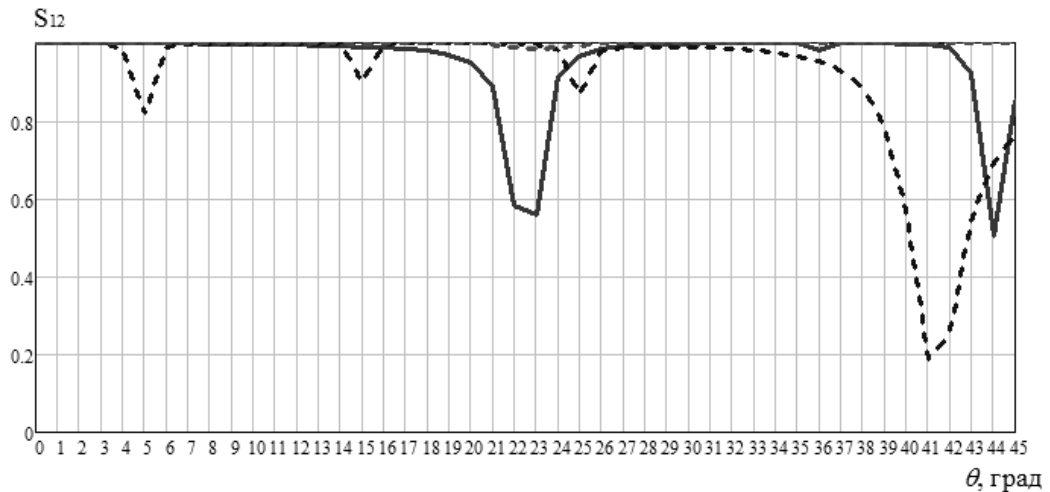
Рис. 2.26. Графики зависимости коэффициента отражения от угла θ :

a – в плоскости $\varphi = 0^\circ$; b – в плоскости $\varphi = 90^\circ$

На рис. 2.27 приведена зависимость коэффициента прохождения от угла θ : сплошная линия – первая гармоника, пунктирная линия – вторая гармоника. Кроме того, на этом рисунке показан график, иллюстрирующий выполнение баланса амплитуд для рассматриваемого случая.



а)



б)

Рис. 2.27. Графики зависимости коэффициента прохождения от угла θ :

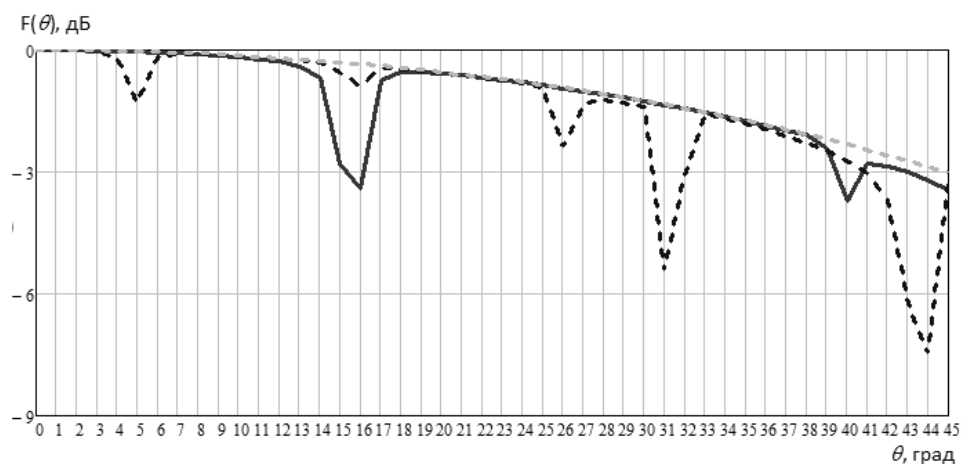
a – в плоскости $\varphi = 0^\circ$; b – в плоскости $\varphi = 90^\circ$

В соответствии с теорией ФАР для выбранного расстояния между излучателями ожидаются провалы в вертикальной плоскости в направлении 28° , которое было определено по формуле $\theta = \arcsin(\lambda/d - 1)$. Из рисунка видно, что фактические провалы в графике коэффициента прохождения волны (пики в графике коэффициента отражения) наблюдаются в направлениях $15\text{--}16^\circ$ и 5° . Кроме того, в графике наблюдаются иные провалы, обусловленные резонансными эффектами в излучателях.

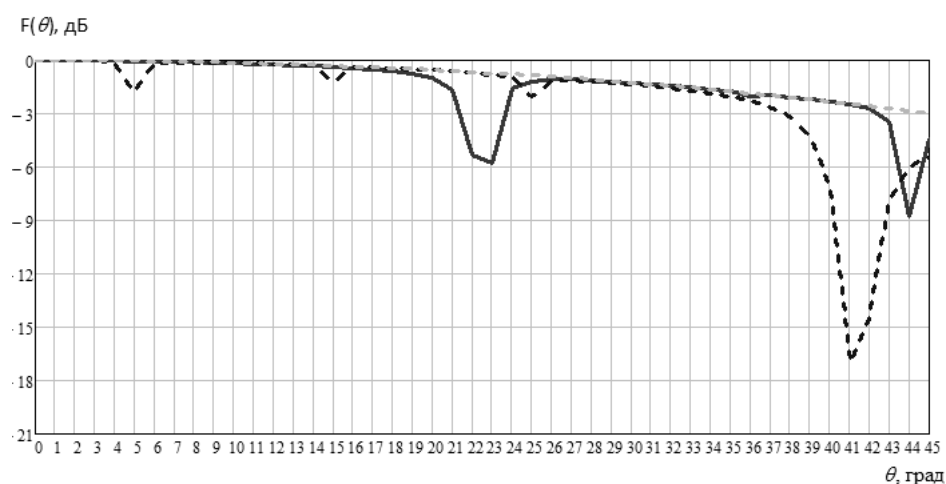
На рис. 2.28 представлены ДН для обеих гармоник в двух плоскостях, рассчитанные по формуле

$$F(\theta) = S_{12}(\theta)\sqrt{\cos(\theta)},$$

где $S_{12}(\theta)$ – зависимость коэффициента передачи от угла θ .



a)



б)

Рис. 2.28. ДН для обеих поляризаций (сплошная линия – горизонтальная поляризация; пунктирная линия – вертикальная поляризация):

a – в плоскости $\varphi = 0^\circ$; *б* – в плоскости $\varphi = 90^\circ$

Кроме непосредственного снижения КУ по горизонтальной и вертикальной поляризации, можно заметить, что это снижение разное, что приводит к дополнительному изменению коэффициента эллиптичности поля ФАР в секторе углов.

Таким образом, при моделировании элемента ФАР был обнаружен эффект снижения КУ на некоторых углах сканирования, отличающихся от «классических» углов, определяемых соотношением $\theta = \arcsin(\lambda/d - 1)$. Условно можно выделить следующие причины появления провалов в ДН:

- 1) плохое согласование приемных и передающих конусов;
- 2) резонансные эффекты внутри диэлектрического стержня;
- 3) падения, связанные с интерференционными побочными максимумами.

Качество согласования в интегрированных излучателях-фазовращателях зависит от сектора обзора ФАР и от технологии производства таких излучателей. Поэтому для обеспечения хороших характеристик ФАР требуется дальнейшее совершенствование технологии производства и согласования в таких излучателях.

Падение КУ на некоторых углах сканирования АР напрямую влияет на ОСШ на выходе ФАР, что также приводит к снижению точности пеленгования, поэтому важным условием при дальнейшей разработке интегрированного элемента проходной ФАР является минимизация числа таких провалов путем согласования приемного и передающего конусов и подбор длины элемента с учетом удовлетворения приведенным требованиям.

Глава 3. Точность пеленгования с использованием ФАР

В данной главе проводится подробный анализ точности пеленгования с помощью ФАР рассматриваемого типа с учетом их характеристик направленности.

3.1. Потенциальная точность определения угловых координат с использованием ФАР

В этом разделе приводятся сравнительные результаты потенциальной точности пеленгования с использованием цифровой N -канальной ФАР и четырехканальной ФАР такой же конфигурации, геометрии и размеров с моноимпульсным суммарно-разностным методом пеленгования, а также результаты расчета точности определения угловых координат для ряда конкретных ФАР.

Ранее было отмечено, что на точность пеленгования в сканирующих ФАР могут оказывать влияние следующие факторы:

- ОСШ на выходе каждого n -го излучателя ФАР;
- амплитудно-фазовые ошибки в требуемом амплитудно-фазовом распределении излучаемого (принимаемого) поля по раскрытию ФАР;
- в ФАР с круговой поляризацией поляризационные ошибки из-за отличия поляризационных ДН излучателей и ФАР в целом от поляризации принимаемого поля;
- взаимодействие излучателей в ФАР, приводящее к аномальной зависимости КУ ФАР в секторе сканирования;
- погрешности в алгоритме и системе управления фазовращателями ФАР;
- недостаточно хорошее согласование излучателей ФАР;
- погрешности в системе и алгоритме пеленгования;
- прочие ошибки.

Приведенные причины возникновения ошибок пеленгования в значительной степени являются независимыми и определяются достигнутым уровнем

нем технологии проектирования и изготовления как отдельных элементов ФАР, так и всей ФАР в целом. Поэтому естественным требованием к повышению реальной точности пеленгования является определение целесообразного уровня ошибок, при котором вклад каждого типа ошибок в ухудшение характеристик направленности ФАР примерно одинаков. Понятно, что главным источником информации при определении этого уровня ошибок является анализ предельно достижимой точности пеленгования, зависящей только от таких внешних факторов, как помехи и шумы.

Как известно [18], потенциальная точность определения каждой из угловых координат (θ_0, φ_0) однолучевого случайного сигнала $S(\theta_0, \varphi_0, t)$, падающего на N -элементную ФАР произвольной геометрии, в соответствии с неравенством Крамера–Рао характеризуется величиной среднеквадратической ошибки (СКО) оценки угла места и азимута:

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{\sqrt{-\frac{2E_c^{\text{ВЫХ}}(\theta_0, \varphi_0)}{N_0} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \rho(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.1a)$$

$$\sigma_{\varphi} = \frac{1}{\sqrt{-\frac{2E_c^{\text{ВЫХ}}(\theta_0, \varphi_0)}{N_0} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \rho(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.1б)$$

где $E_c^{\text{ВЫХ}}(\theta_0, \varphi_0)$ – энергия сигнала на выходе АР, принимаемого с направления максимума (θ_0, φ_0) ДН АР за интервал времени $0 \leq t < T$:

$$E_c^{\text{ВЫХ}}(\theta_0, \varphi_0) = \int_0^T |u_c^{\text{ВЫХ}}(\theta_0, \varphi_0, t)|^2 dt;$$

$u_c^{\text{ВЫХ}}(\theta_0, \varphi_0, t)$ – значение огибающей сигнала на выходе АР; $\rho(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)$ – нормированная относительно (θ_0, φ_0) автокорреляционная функция сигнала на выходе АР; N_0 – односторонняя спектральная плотность белого шума и помехи на выходе АР.

Соотношения (3.1) справедливы в предположении, что на выходе каждого излучателя имеются внешний принимаемый шум и помеха и пересчитанный на выход излучателя белый шум приемного канала, причем принимаемые каждым излучателем ФАР внешние шумы и помехи являются равномерно распределенными по окружающему пространству и в совокупности также представляют белый шум. Кроме того, предполагается, что сигнал имеет случайную начальную фазу с равномерной плотностью распределения на интервале $[0; 2\pi]$ и случайную амплитуду.

Обозначим через $F_H(\theta, \varphi)$ нормированную относительно направления (θ_0, φ_0) максимума ДН, определяемую на суммарном выходе АР, и

$$u_c^{\text{ВЫХ}}(\theta, \varphi, t) = c(t)F_H(\theta, \varphi),$$

где $c(t)$ – суммарная амплитуда сигнала на выходе АР.

Тогда выражения (3.1) можно представить в виде

$$\sigma_\theta = \frac{1}{\sqrt{-q_1^{\text{ВЫХ}} \frac{NK}{p} \frac{\Delta f}{f} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} F_H(\theta, \varphi) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.2a)$$

$$\sigma_\varphi = \frac{1}{\sqrt{-q_1^{\text{ВЫХ}} \frac{NK}{p} \frac{\Delta f}{f} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} F_H(\theta, \varphi) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.2б)$$

где $q_1^{\text{ВЫХ}} = q_n^{\text{ВЫХ}} = P_{cn}^{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ш}n}^{\text{ВЫХ}}$ – ОСШ на выходе каждого n -го излучателя АР (предполагается, что $q_n^{\text{ВЫХ}}$ не зависит от номера излучателя n); N – число излучателей в АР; f – частота несущего колебания сигнала; Δf – полоса пропускания фильтра; K – число временных выборок сигнала и шума за время наблюдения T , взятых с интервалом

$$\Delta T = \frac{1}{pf}; \quad (3.3)$$

p – число отсчетов на одном периоде частоты сигнала, которое в соответствии с теоремой Котельникова должно быть $p \geq 2$.

Для приближения спектральных свойств окрашенного шума (особенно при наличии распределенных помех), наблюдаемого в ограниченной полосе приема Δf , к спектральным свойствам белого шума время наблюдения (время отдельной выборки) должно удовлетворять неравенству

$$K \geq K_{\text{гр}} = \frac{pf}{\Delta f}, \quad (3.4)$$

где $K_{\text{гр}}$ – граничное число требуемых выборок при заданной полосе приема Δf .

Вводя обозначение

$$\alpha = \frac{K}{K_{\text{гр}}}, \quad (3.5)$$

соотношения (3.2) можно представить в виде

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{\sqrt{-q_1^{\text{ВЫХ}} N \alpha \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} F_{\text{Н}}(\theta, \varphi) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.6a)$$

$$\sigma_{\varphi} = \frac{1}{\sqrt{-q_1^{\text{ВЫХ}} N \alpha \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} F_{\text{Н}}(\theta, \varphi) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}]. \quad (3.6b)$$

При этом в [20] отмечено, что значение коэффициента α в соотношениях (3.6) обычно выбирается равным или более 1: $\alpha \geq 1$.

Воспользуемся приведенными выше соотношениями для определения СКО пеленгования рассматриваемой ФАР. В случае идеального фазирования в направлении (θ_0, φ_0) соотношения (3.6) преобразуются к виду

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{\sqrt{-q^{\text{ВЫХ}} \alpha \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} F_{\text{Н}}(\theta, \varphi) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.7a)$$

$$\sigma_{\varphi} = \frac{1}{\sqrt{-q^{\text{ВЫХ}} \alpha \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} F_{\text{Н}}(\theta, \varphi) \Big|_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0}}} \frac{180}{\pi} [\text{град}], \quad (3.7b)$$

где $q^{\text{ВЫХ}}$ – ОСШ на выходе ФАР, определяемое как

$$q^{\text{ВЫХ}} = q_1^{\text{ВЫХ}} N. \quad (3.8)$$

Рассмотрим сначала случай синфазного и равномерного амплитудного распределения по раскрытию ФАР. При этом амплитудная ДН ФАР при расстоянии между излучателями $d \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{\text{СК}}} (\lambda - \text{длина волны; } 2\theta_{\text{СК}} - \text{сектор ска-}$

нирования ФАР) и треугольной сетке размещения излучателей мало отличается ДН антенны с непрерывным возбуждением и может быть представлена в виде ДН плоской синфазной апертуры. Поэтому для круглой апертуры имеем

$$F_{\text{нкp}}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \Lambda_1(ka \sin \theta), \quad (3.9)$$

где $F_1(\theta, \varphi)$ – нормированная ДН отдельного излучателя ФАР; Λ_1 – λ -функции первого порядка; $k = 2\pi/\lambda$; a – радиус круглой апертуры.

Учитывая, что при $\theta \rightarrow 0$ $\Lambda_1(u) \approx 1 - u^2/8$, $F_1(\theta, \varphi) \approx 1$, получаем, что в направлении максимума ДН

$$F_{\text{нкp}}(\theta, \varphi) \approx 1 - \frac{(ka \sin \theta)^2}{8}. \quad (3.9a)$$

Соответственно при $\theta \rightarrow 0$

$$\frac{\partial^2 F_{\text{нкp}}(\theta, \varphi)}{\partial \theta^2} = -\frac{(ka)^2}{4}. \quad (3.10)$$

Аналогично для квадратного синфазного раскрытия с равномерным амплитудным распределением имеем в плоскостях xOz ($\varphi = 0$) и yOz ($\varphi = \pi/2$)

$$F_{\text{нкв}}(\theta, \varphi) \Big|_{\varphi=0, \varphi=\pi/2} = \frac{\sin(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta},$$

$$\frac{\partial^2 F_{\text{нкв}}(\theta, \varphi)}{\partial \theta^2} \Big|_{\substack{\theta=0, \\ \varphi=0, \varphi=\pi/2}} \approx -\frac{(ka)^2}{3} = 1,333 \frac{\partial^2 F_{\text{нкp}}(\theta, \varphi)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=0}. \quad (3.10a)$$

Подставляя (3.10) в (3.7a), получаем для круглого раскрытия

$$\sigma_{\theta_{\text{кр}}} \approx \frac{114,6}{ka\sqrt{q^{\text{ВЫХ}}}\alpha} [\text{град}]. \quad (3.11a)$$

Для антенны в виде квадратного синфазного раскрыва с размером $2a \times 2a$ находим

$$\sigma_{\theta_{\text{кв}}} \approx \frac{99,3}{ka\sqrt{q^{\text{ВЫХ}}}\alpha} [\text{град}]. \quad (3.11b)$$

Еще раз подчеркнем, что соотношения (3.11) определяют величину СКО только по одной координате при использовании оптимального алгоритма пеленгования в N -канальной ФАР, например, с помощью спектрально-корреляционного метода [20] и при условии, что вторая координата φ_0 известна точно. В общем случае определения обеих координат или при оптимальном пеленговании многолучевого сигнала минимальные ошибки пеленгования находятся с помощью информационной матрицы Фишера [83].

Величина фактической ошибки пеленгования зависит не только от величины σ_θ , но и от вероятности P_0 правильного пеленгования. В частности, для гауссовского закона распределения ошибок эти ошибки лежат в интервале $[-\sigma_\theta; \sigma_\theta]$ относительно истинного значения направления на цель с вероятностью $P_0 = 0,683$ и соответственно в интервалах $[-2\sigma_\theta; 2\sigma_\theta]$ при $P_0 = 0,955$ и $[-3\sigma_\theta; 3\sigma_\theta]$ при $P_0 = 0,997$.

В качестве примера на рис. 3.1 сплошными линиями представлены зависимости σ_θ от ОСШ на выходе ФАР с круглыми синфазными раскрывами для ряда значений $ka = 30; 40; 450$ при $\alpha = 1$.

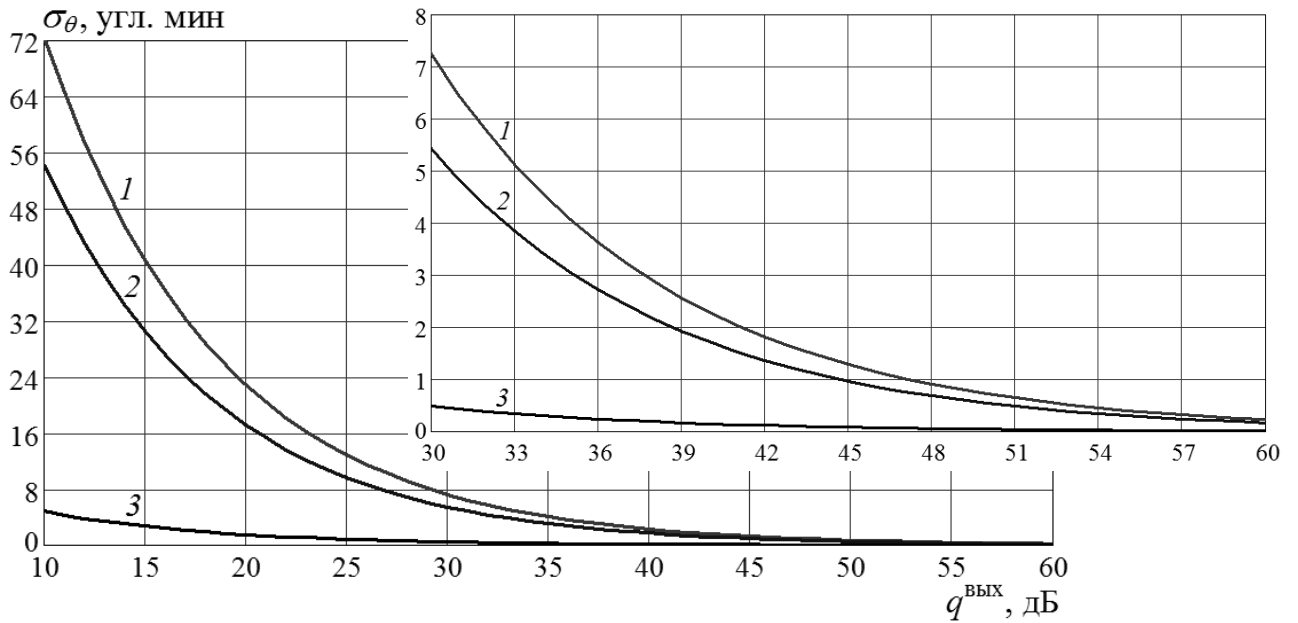


Рис. 3.1. Графики зависимости СКО оценки угловой координаты θ от ОСШ на выходе ФАР с различными размерами круглой апертуры:

$$1 - ka = 30; 2 - ka = 40; 3 - ka = 450$$

Рассмотрим теперь оценку СКО при пеленговании с помощью амплитудного суммарно-разностного метода в моноимпульсных схемах ФАР.

В [16] приведено выражение для СКО пеленгования $\tilde{\sigma}_\theta$ в суммарно-разностной моноимпульсной системе, которое в принятых обозначениях имеет вид

$$\tilde{\sigma}_\theta = \frac{1}{\mu \sqrt{q^{\text{ВЫХ}}}}, \quad (3.12)$$

где μ – крутизна пеленгационной характеристики при амплитудном суммарно-разностном пеленговании, которая определяется через суммарную ДН $F_\Sigma(\theta) = F_1(\theta) + F_2(\theta)$ и разностную ДН $F_\Delta(\theta) = F_1(\theta) - F_2(\theta)$ в направлении пеленга $\theta = 0^\circ$ ($F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ – соответственно ДН излучателей четырехэлементного облучателя относительно входов 1 и 2):

$$\mu = \frac{\left. \frac{\partial F_\Delta(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0}}{F_\Sigma(0)} = \frac{F_\Delta(\theta_0) \left. \frac{\partial F_\Delta^H(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0}}{F_\Sigma(0)}, \quad (3.13)$$

где $F_{\Delta}^H(\theta)$ – нормированная относительно своего максимума разностная ДН; θ_0 – направление максимума разностной ДН.

С другой стороны, в работе [84] вводится понятие крутизны разностной характеристики $\tilde{\mu}$ как производная от разностной ДН $G_{\Delta}(\theta)$ в масштабе КУ:

$$\tilde{\mu} = \left. \frac{\partial}{\partial \theta} \sqrt{G_{\Delta}(\theta)} \right|_{\theta=0} = \left. \frac{\partial F_{\Delta}^H(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} \sqrt{G_{\Delta}(\theta_0)}. \quad (3.14)$$

Из сравнения выражений (3.13) и (3.14) получаем

$$\mu = \frac{F_{\Delta}(\theta_0)}{F_{\Sigma}(0)} \frac{\tilde{\mu}}{\sqrt{G_{\Delta}(\theta_0)}}. \quad (3.15)$$

Известно [84, 85], что максимальная крутизна разностной характеристики $\tilde{\mu}_{\text{макс}}$ для антенны с круглым раскрывом электрического радиуса ka достигается при условии, что максимум разностной ДН находится в направлении θ_0 , определяемом из соотношения

$$ka \sin \theta_0 = 2,568. \quad (3.16)$$

При этом

$$\tilde{\mu}_{\text{макс}} = \frac{(ka)^2}{2}, \quad (3.17)$$

а максимальное значение КУ разностной ДН находится как

$$G_{\Delta \text{макс}}(\theta_0) = 0,566(ka)^2. \quad (3.18)$$

Соответственно оптимальное значение

$$\left(\frac{F_{\Delta}(\theta_0)}{F_{\Sigma}(0)} \right)_{\text{опт}} = 0,758. \quad (3.19)$$

Поэтому окончательно из (3.15)–(3.19) получаем

$$\mu_{\text{макс}} = \frac{(ka)^2}{2} \frac{1 \cdot 0,758}{\sqrt{0,566ka}} = 0,504ka \text{ [1/рад]}. \quad (3.20)$$

С учетом (3.12) и (3.20) имеем

$$\tilde{\sigma}_{\theta \text{мин}} = \frac{1,985}{ka} \frac{1}{\sqrt{q^{\text{ВЫХ}}}} \frac{180}{\pi} \approx \frac{113,7}{ka\sqrt{q^{\text{ВЫХ}}}} \text{ [град]}. \quad (3.21)$$

Сравнение выражений (3.11a) и (3.21) показывает, что для однолучевого сигнала точность пеленгования при оптимизации амплитудной суммарно-разностной пеленгационной системы практически совпадает с максимальной возможной точностью цифрового пеленгования.

С учетом возможных отклонений реальной суммарно-разностной системы от оптимальной точность пеленгования будет снижаться. Так, при реальных коэффициентах усиления круглой антенны G_{Δ} , реальной крутизны разностной характеристики $\tilde{\mu}$ и реальном отношении $\frac{F_{\Delta}(\theta_0)}{F_{\Sigma}(0)}$ проигрыш в значении $\tilde{\mu}$ определяется из соотношения

$$\frac{\mu}{\mu_{\max}} = \frac{\frac{F_{\Delta}(\theta_0)}{F_{\Sigma}(0)} \left. \frac{\partial F_{\Delta}^H(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0}}{0,758} \frac{\sqrt{0,566(ka)^2}}{(ka)^2} = \frac{F_{\Delta}(\theta_0)}{F_{\Sigma}(0)} \left. \frac{\partial F_{\Delta}^H(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} \frac{1,985}{ka}. \quad (3.22)$$

Величины, входящие в правую часть соотношения (3.22), определяются или из результатов моделирования, или экспериментально.

Рассмотрим теперь влияние амплитудного распределения по раскрыву круглой ФАР на потенциальную точность пеленгования при оптимальной N -канальной обработке сигнала, принимаемого ФАР, а также зависимость точности пеленгования в секторе сканирования ФАР.

Реальное осесимметричное амплитудное распределение $E(\rho, a)$ в раскрыве ФАР может быть аппроксимировано с помощью функции

$$E(\rho, a) = (1 - \Delta) + \Delta \left[1 - \left(\frac{\rho}{a} \right)^2 \right]^n, \quad (3.23)$$

где параметры Δ и n определяются из условия наилучшей аппроксимации распределения.

При этом реальная ДН по суммарному каналу $F_H^P(\theta, \varphi)$ определяется соотношением

$$F_{\text{H}}^{\text{p}}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \frac{(1-\Delta)\Lambda_1(ka \sin \theta) + \frac{\Delta}{n+1}\Lambda_{n+1}(ka \sin \theta)}{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1}}. \quad (3.24)$$

В предположении, что ДН отдельного излучателя $F_1(\theta, \varphi)$ слабонаправленная, вторая производная для ДН вида (3.24) определяется так:

$$\frac{\partial^2 F_{\text{H}}^{\text{p}}(\theta, \varphi)}{\partial \theta^2} = -\frac{(ka)^2}{4} \left[1 - \Delta \frac{(n+1)(n+2) - 2}{(n+1)(n+2)} \right] \left/ \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \right] \right. . \quad (3.25)$$

Соответственно КНД антенны уменьшается по закону

$$D(\Delta, n) = D(0, 0)v(\Delta, n), \quad (3.26)$$

где $v(\Delta, n)$ – КИП, определяемый как

$$v(\Delta, n) = \frac{1}{S_{\text{кр}}} \frac{\left| \int_{S_{\text{кр}}} E dS \right|^2}{\int_{S_{\text{кр}}} E^2 dS} = \frac{1}{\pi a^2} \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^a \left[(1-\Delta) + \Delta \left[1 - \left(\frac{\rho}{a} \right)^2 \right]^n \right] d\varphi \rho d\rho \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^a \left| (1-\Delta) + \Delta \left[1 - \left(\frac{\rho}{a} \right)^2 \right]^n \right|^2 d\varphi \rho d\rho}. \quad (3.27)$$

Отношение сигнал/шум на выходе ФАР зависит от ее КНД. В частности, при равномерно распределенных в окружающем пространстве шумах и помехах и незначительном уровне шумов приемника

$$q^{\text{ВЫХ}}(\Delta, n) = q^{\text{ВЫХ}}(0, 0)v(\Delta, n). \quad (3.28)$$

Подставляя (3.25), (3.28) в (3.7а), получаем выражение для СКО реальной ФАР с круглой апертурой:

$$\begin{aligned} \sigma_{\theta}^{\text{p}} &= \frac{2\sqrt{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1}}}{\sqrt{q^{\text{ВЫХ}}(0, 0)\alpha} \sqrt{v(\Delta, n)} ka \sqrt{1 - \Delta \frac{(n+1)(n+2) - 2}{(n+1)(n+2)}}} = \\ &= \sigma_{\theta} \frac{\sqrt{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1}}}{\sqrt{v(\Delta, n)} \sqrt{1 - \Delta \frac{(n+1)(n+2) - 2}{(n+1)(n+2)}}}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Из (3.29) следует, что спадающее амплитудное распределение приводит к увеличению СКО. Соответствующие зависимости σ_{θ}^p от $q^{\text{ВЫХ}}$ для ряда значений Δ и n при использовании ФАР с размером круглой апертуры $ka = 30$ приведены на рис. 3.2.

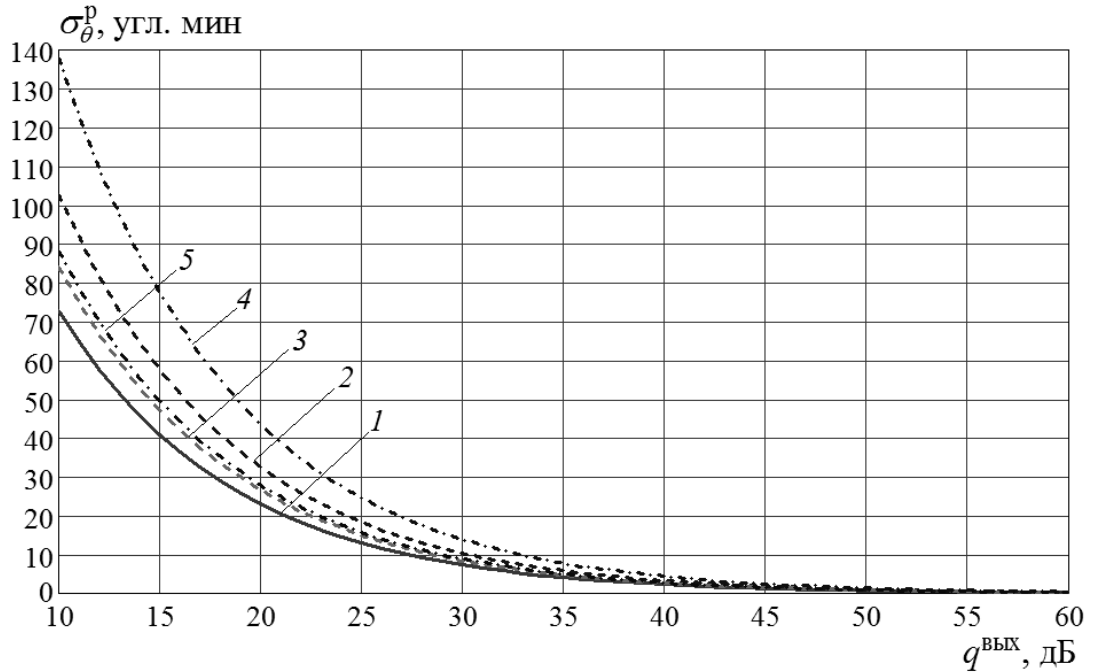


Рис. 3.2. Графики зависимости СКО оценки угловой координаты θ от ОСШ на выходе ФАР с размером круглой апертуры $ka = 30$ при различных значениях

Δ и n : 1 – $\Delta = 0, n = 0$; 2 – $\Delta = 1, n = 1$; 3 – $\Delta = 0,7, n = 1$; 4 – $\Delta = 1, n = 2$;

5 – $\Delta = 0,7, n = 2$

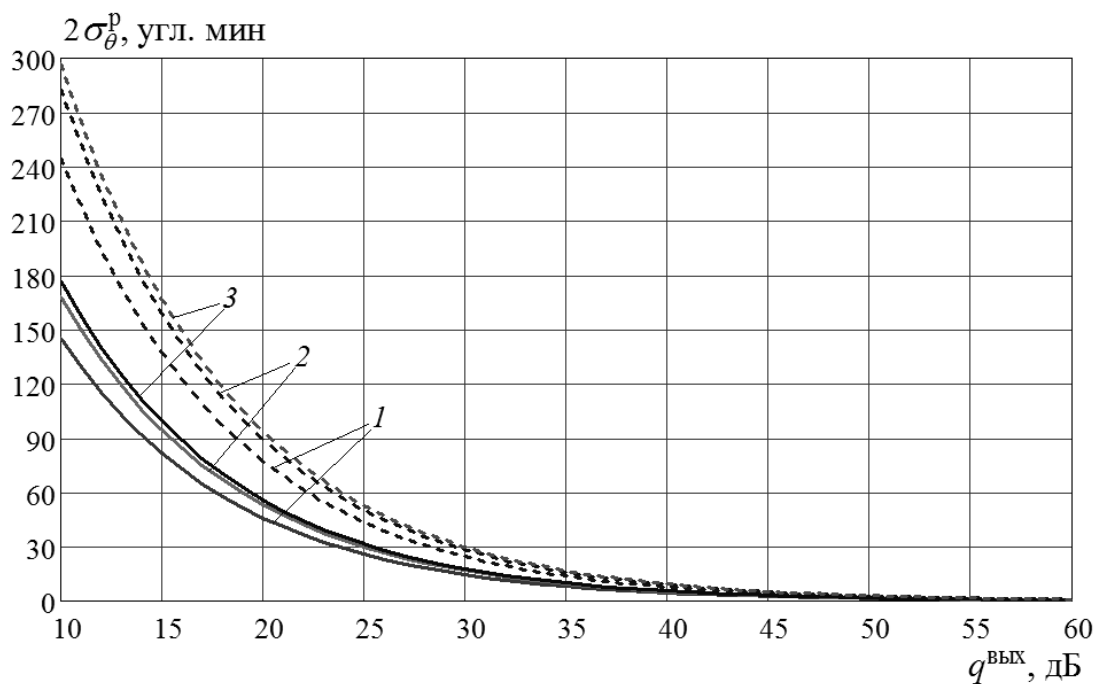
При отклонении луча ФАР от нормали на угол $\theta_{\text{СК}}$ ($\theta_{\text{СК}} \leq 50^\circ$) КНД апертурной антенны в первом приближении уменьшается пропорционально значению $\cos \theta_{\text{СК}}$, а

$\frac{\partial^2 F_{\text{H}}(\theta, \varphi)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\theta_{\text{СК}}}$ уменьшается пропорционально $\cos^2 \theta_{\text{СК}}$. Поэтому

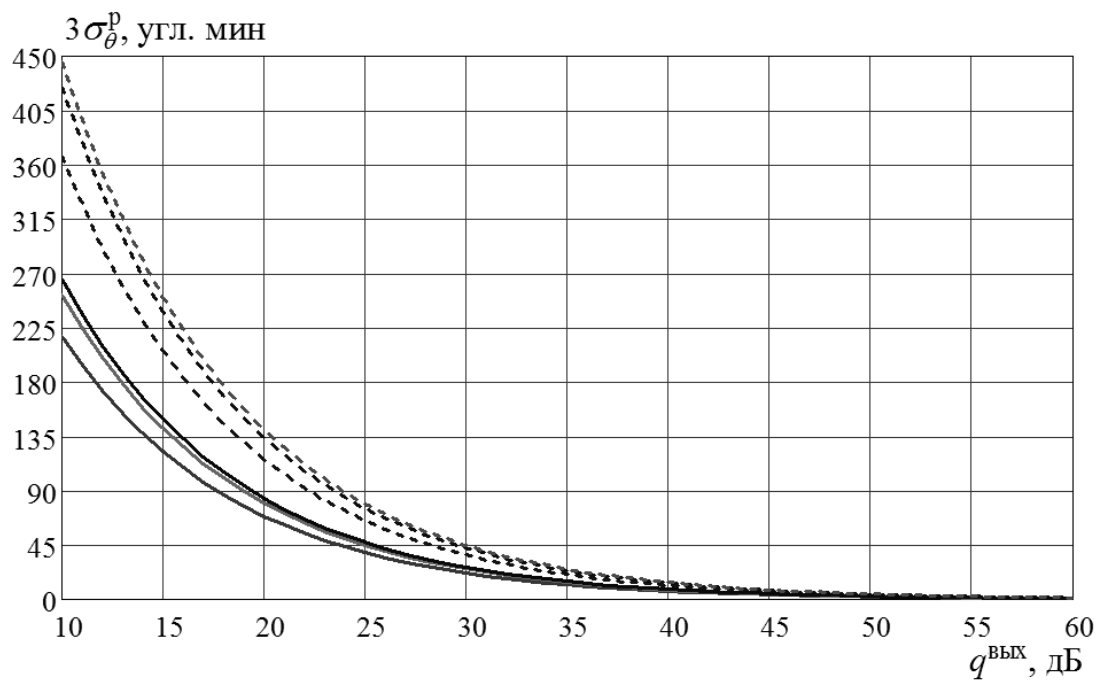
$$\sigma_{\theta}(\theta_{\text{СК}}) = \frac{\sigma_{\theta}(0)}{(\cos \theta_{\text{СК}})^{3/2}}. \quad (3.30)$$

Из соотношения (3.30), в частности, следует, что СКО пеленгования на границе сектора сканирования $\theta_{\text{СК}} = \pm 45^\circ$ примерно в 1,7 раза больше, чем при положении луча по нормали к апертуре ФАР.

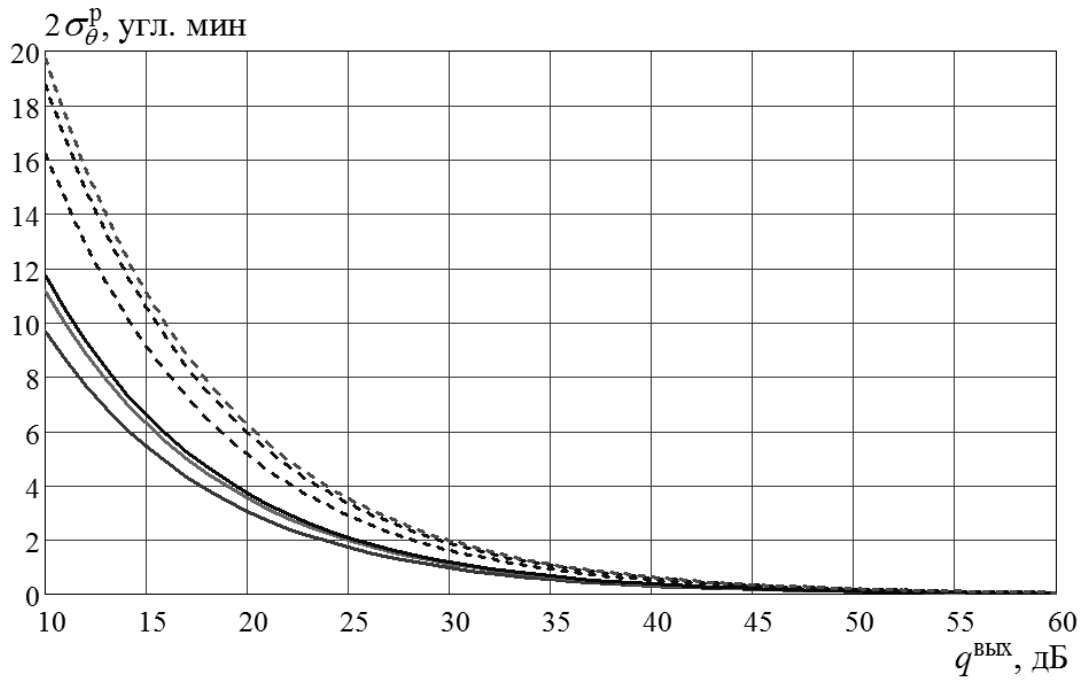
С учетом вышеизложенного на рис. 3.3 приведены зависимости $2\sigma_{\theta}^p$ ($P_0 = 0,955$) и $3\sigma_{\theta}^p$ ($P_0 = 0,997$) от $q^{\text{ВЫХ}}$ для различных значений ka , параметров амплитудного распределения и углов отклонения луча ДН (сплошные линии – $\theta_{\text{СК}} = 0^\circ$, пунктирные линии – $\theta_{\text{СК}} = 45^\circ$).



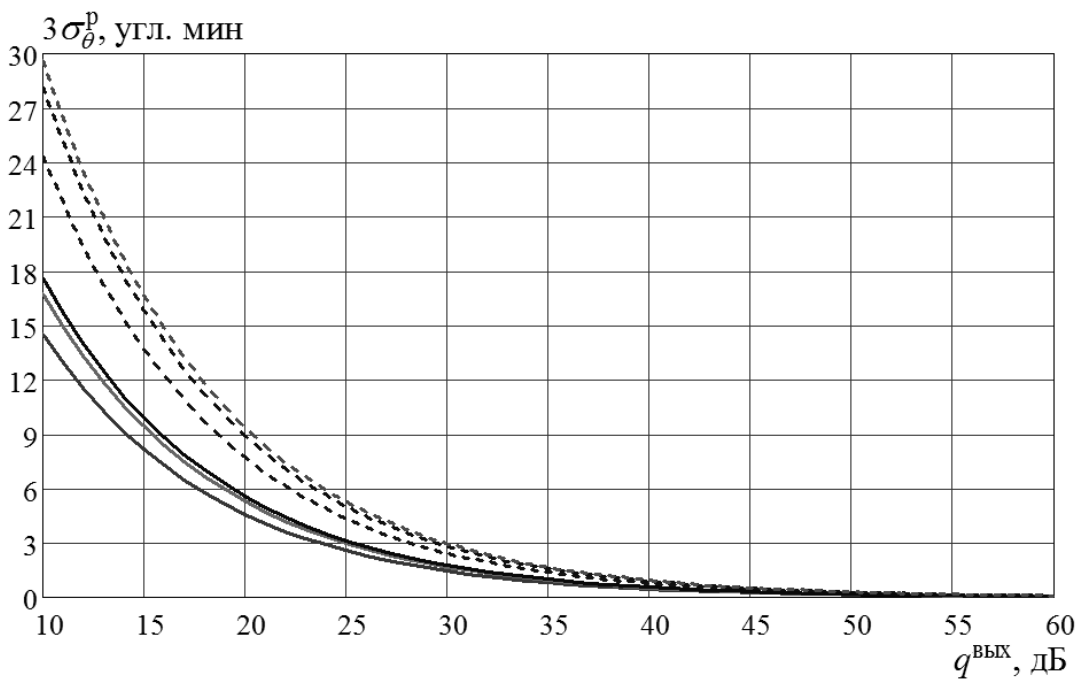
a)



б)



б)



з)

Рис. 3.3. Графики зависимости верхней границы фактической ошибки определения угловой координаты θ от ОСШ на выходе ФАР с различными размерами круглой апертуры ($1 - \Delta = 0, n = 0$; $2 - \Delta = 0,7, n = 1$; $3 - \Delta = 0,7, n = 2$):
 $a - ka = 30, P_0 = 0,955$; $б - ka = 30, P_0 = 0,997$; $в - ka = 450, P_0 = 0,955$;
 $з - ka = 450, P_0 = 0,997$

Таким образом, приведенные выше соотношения (3.11), (3.18), (3.25), (3.26) и результаты моделирования, представленные на рис. 3.1–3.3, позволяют определить предельную границу точности оптимального цифрового пеленгования, то есть точности пеленгования при отсутствии каких-либо ошибок в цифровой антенной решетке и алгоритме пеленгования. Кроме того, установлено, что точность определения угловых координат однолучевого сигнала с помощью моноимпульсного метода пеленгования (при оптимальной амплитудной суммарно-разностной пеленгационной системе) практически совпадает с предельной точностью пеленгования с использованием N -канальных цифровых АР.

3.2. Реальная точность пеленгования с использованием ФАР

В предыдущем разделе приведены результаты анализа потенциальной точности пеленгования целей с использованием ФАР, а также перечислены основные факторы, влияющие на реальную точность пеленгования в сканирующих ФАР. Вопросы точности определения угловых координат моноимпульсным методом достаточно широко обсуждаются в [16]. В данном разделе рассматривается влияние на точность пеленгования ошибок в амплитудно-фазовом распределении в облучателе и по раскрытию антенны в конкретных схемах проходных ФАР с моноимпульсным методом пеленгования. Для простоты дальнейшие соотношения показаны на примере 4-рупорного облучателя, но данный подход применим к любым 4-канальным облучателям, например к 12-рупорному.

Конфигурация ФАР с МИО представлена на рис. 3.4. МИО состоит из 2×2 волноводно-рупорных одномодовых излучателей с линейной поляризацией, фазовые центры которых смещены относительно начала системы координат O на расстояние x_{k_1} ($k_1 = 1, 2$) в плоскости xOz и на расстояние y_{k_2} ($k_2 = 1, 2$) в плоскости yOz . Полотно проходной ФАР состоит из $m_1 = 1, 2, \dots, M_1$, $m_2 = 1, 2$,

..., M_2 приемопередающих излучателей с расположенными внутри ФВ, образующих плоские верхний и нижний раскрывы.

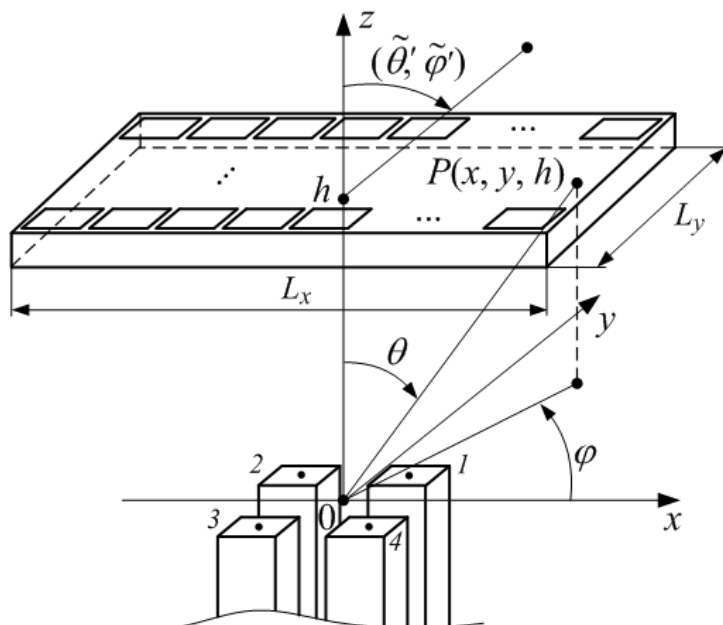


Рис. 3.4. Геометрия исследуемой АС

В режиме приема сигналы, поступающие в излучатели облучателя, проходят на некоторый многополюсник $S_{\text{обл}}$, имеющий два суммарных выхода (на передачу $\Sigma_{\text{прд}}$ и на прием $\Sigma_{\text{прм}}$) и два разностных выхода (на прием – в ортогональных плоскостях zOx (Δ_1) и zOy (Δ_2)).

Рассмотрим работу ФАР в режиме приема. Предполагается, что на верхнюю апертуру ФАР в плоскости xOz падает плоская волна с направления $(\tilde{\theta}_x, \tilde{\varphi} = 0)$ и с поляризацией, согласованной с поляризацией излучателей ФАР. Тогда при идеальном фазировании на нижней поверхности ФАР образуется поле, обеспечивающее фокусирование переизлучаемого нижней поверхностью ФАР поля в точку O (рис. 3.5). На суммарном и разностном приемных выходах многополюсника $S_{\text{обл}}$ формируются суммарная $F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_x, 0)$ и разностная $F_{\Delta_1}(\tilde{\theta}_x, 0)$ ДН. Аналогично, при падении плоской волны в плоскости yOz с направления $(\tilde{\theta}_y, \tilde{\varphi} = 90^\circ)$ на выходах многополюсника будут сформированы ДН вида $F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_y, 90^\circ)$ и $F_{\Delta_2}(\tilde{\theta}_y, 90^\circ)$.

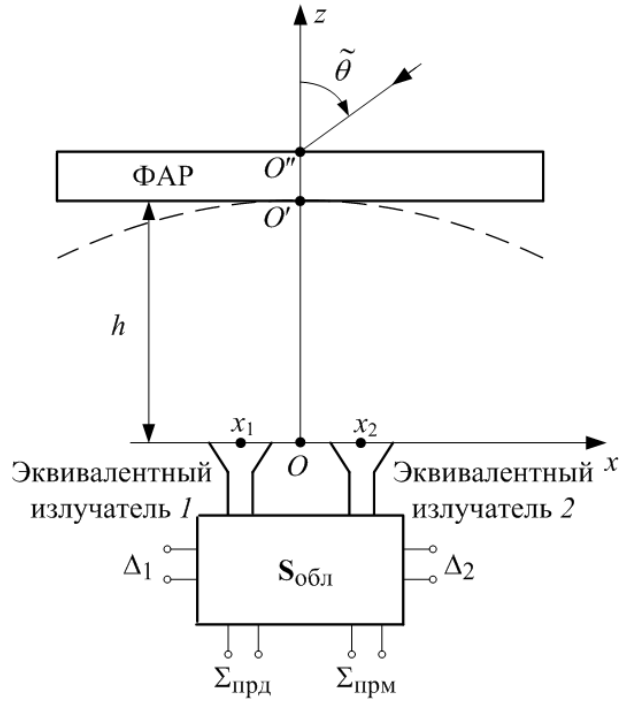


Рис. 3.5. Упрощенная схема ФАР

Плоскую волну, падающую с произвольного направления $(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}')$, можно представить в виде совокупности двух плоских волн, падающих в ортогональных плоскостях xOz и yOz с направлений $(\tilde{\theta}_x, 0)$ и $(\tilde{\theta}_y, 90^\circ)$ (рис. 3.6), и в дальнейшем независимо рассматривать особенности формирования суммарной и разностной ДН для каждого случая:

$$\bar{p}_{\text{пад}}(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}') = \alpha_1(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}') \bar{p}_{\text{пад},x}(\tilde{\theta}_x, 0) + \alpha_2(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}') \bar{p}_{\text{пад},y}(\tilde{\theta}_y, 90), \quad (3.31)$$

где $\alpha_1(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}')$, $\alpha_2(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}')$ – коэффициенты, рассчитываемые по следующим формулам:

$$\alpha_1(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}') = \frac{\sqrt{(\text{tg } \tilde{\theta}' \cos \tilde{\varphi}')^2 + 1}}{\sqrt{(\text{tg } \tilde{\theta}')^2 + 1}}, \quad \alpha_2(\tilde{\theta}', \tilde{\varphi}') = \frac{\sqrt{(\text{tg } \tilde{\theta}' \sin \tilde{\varphi}')^2 + 1}}{\sqrt{(\text{tg } \tilde{\theta}')^2 + 1}};$$

$\tilde{\theta}_x$, $\tilde{\theta}_y$ – углы, характеризующие направления падения двух независимых волн в ортогональных плоскостях:

$$\text{tg } \tilde{\theta}_x = \text{tg } \tilde{\theta}' \cos \tilde{\varphi}', \quad \text{tg } \tilde{\theta}_y = \text{tg } \tilde{\theta}' \sin \tilde{\varphi}'.$$

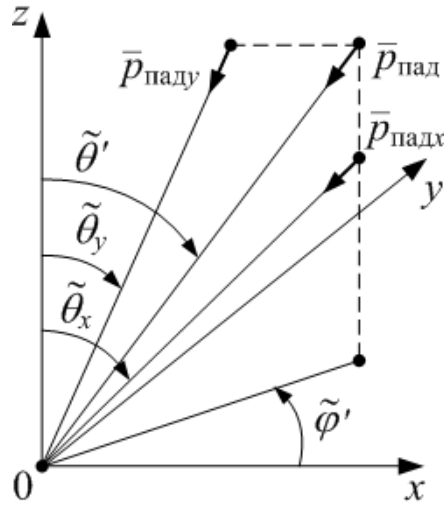


Рис. 3.6. Представление плоской волны в виде совокупности двух плоских волн в ортогональных плоскостях

Итак, остановимся на случае падения плоской волны с направления $(\tilde{\theta}_x, 0)$ при условии, что облучатель состоит из двух эквивалентных излучателей, фазовые центры которых смещены относительно начала координат O вдоль оси Ox на Δx_k . Каждый эквивалентный излучатель образован двумя излучателями в виде открытых концов прямоугольных волноводов, симметрично расположенными относительно оси Ox . Обозначим через $F_{\Sigma}(\theta)$ нормированную ДН по полю облучателя, состоящего из двух эквивалентных излучателей и расположенного в фокальной точке O , которая имеет максимум в равносигнальном направлении $\tilde{\theta}_0$, а через $F_{\Sigma 1}(\theta)$ и $F_{\Sigma 2}(\theta)$ – аналогичные ДН эквивалентных излучателей, находящихся в точках 1 и 2, смещенных относительно точки O на $\Delta x_1 = -\Delta x_2$. Смещение эквивалентных излучателей приводит к отклонению максимумов ДН $F_{\Sigma 1}(\theta)$ и $F_{\Sigma 2}(\theta)$ на углы $\pm\theta_0$ относительно равносигнального направления $\tilde{\theta}_0$ без существенного изменения формы ДН. Поэтому

$$F_{\Sigma 1}(\theta) = F_{\Sigma}(\theta - \theta_0), \quad F_{\Sigma 2}(\theta) = F_{\Sigma}(\theta + \theta_0). \quad (3.32)$$

При этом углы смещения $\pm\theta_0$ при $\Delta x \leq \lambda/2 \dots \lambda$ определяются из соотношения

$$\sin \theta_0 \approx \theta_0 = \frac{\pm \Delta x}{h}, \quad (3.33)$$

где $h = OO'$ – фокусное расстояние (рис. 3.5).

Взаимное расположение ДН эквивалентных излучателей и обозначения углов показаны на рис. 3.7.

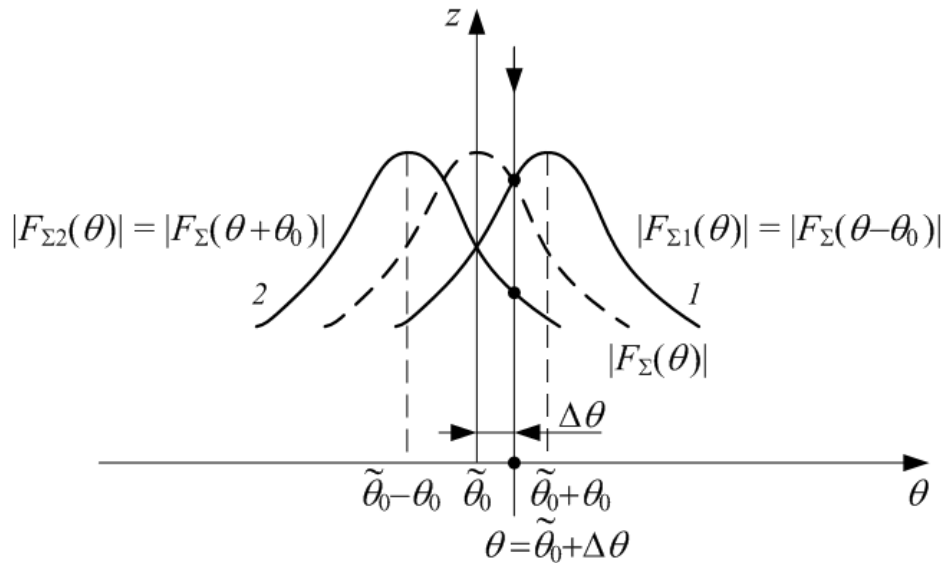


Рис. 3.7. ДН по полю эквивалентных излучателей, разнесенных в плоскости xOz

При идеальном фазировании относительного равносигнального направления $\tilde{\theta}_0$ и при падении плоской волны с направления $\tilde{\theta}_0$ поля, принятые эквивалентными излучателями 1 и 2, равны. При смещении направления падения волны на угол $\Delta\theta$ относительно равносигнального направления поля сигналов, принятых эквивалентными излучателями 1 и 2, не равны, и на разностном выходе Δ_1 возникает сигнал ошибки $E_{\Delta_1}(\theta)$, который с точностью до некоторой константы c определяется соотношением

$$E_{\Delta_1}(\theta) = c(A_1 F_{\Sigma 1}(\theta) - A_2 F_{\Sigma 2}(\theta)), \quad (3.34)$$

где A_1, A_2 – комплексные коэффициенты, зависящие от элементов матрицы облучателя $\mathbf{S}_{\text{обл}}$, ДН отдельных излучателей, краевых эффектов, взаимодействия излучателей и прочих факторов и определяющие возможную погрешность вычитания полей облучателя в разностном канале. При идеальном облучателе $A_1 = A_2$.

Разложим ДН $F_{\Sigma 1}(\theta)$ в ряд Тейлора в окрестности точки $\theta = \tilde{\theta}_0 + \theta_0$. Учитывая (3.32), получаем для первых трех членов разложения:

$$\begin{aligned}
F_{\Sigma 1}(\theta) &= F_{\Sigma 1}(\tilde{\theta}_0 + \theta_0) + \frac{\partial F_{\Sigma 1}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0+\theta_0} (\theta - \tilde{\theta}_0 - \theta_0) + \\
&+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{\Sigma 1}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0+\theta_0} (\theta - \tilde{\theta}_0 - \theta_0)^2 = \\
&= F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0) + \frac{\partial F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta\theta - \theta_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta\theta - \theta_0)^2, \tag{3.35}
\end{aligned}$$

где $\Delta\theta$ – отклонение угла прихода плоской волны от равносигнального направления:

$$\Delta\theta = \theta - \tilde{\theta}_0. \tag{3.36}$$

Учитывая, что $\frac{\partial F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} = 0$, получаем

$$F_{\Sigma 1}(\theta) = F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta\theta - \theta_0)^2. \tag{3.37}$$

Аналогично в окрестности точки $\theta = \tilde{\theta}_0 - \theta_0$ имеем

$$F_{\Sigma 2}(\theta) = F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta\theta + \theta_0)^2. \tag{3.38}$$

Подставляя (3.37), (3.38) в (3.34), получаем

$$E_{\Delta 1}(\theta) = (A_1 - A_2) F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} [A_1 (\Delta\theta - \theta_0)^2 - A_2 (\Delta\theta + \theta_0)^2]. \tag{3.39}$$

При суммарно-разностном методе пеленгования направление прихода сигнала определяется по направлению $\theta_{\text{мин}}$, при котором достигается минимум функции $|E_{\Delta 1}(\theta)|$. В частности, при $A_1 = A_2$, как следует из (3.36), (3.39), величина $\Delta\theta = 0$, $\theta_{\text{мин}} = \tilde{\theta}_0$ и $E_{\Delta 1}(\theta_{\text{мин}}) = 0$.

Аналогично можно показать, что при реальных значениях коэффициентов A_1 , A_2 и $A_1 \neq A_2$ в направлении прихода сигнала $|E_{\Delta 1}(\theta_{\text{мин}})| = 0$, а уравнение для определения направления прихода сигнала записывается в следующей форме:

$$(A_1 - A_2) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} [A_1(\Delta\theta - \theta_0)^2 - A_2(\Delta\theta + \theta_0)^2] = 0. \quad (3.40)$$

Решение уравнения (3.40) относительно $\Delta\theta$ имеет вид

$$\Delta\theta = \frac{A_1 + A_2}{A_1 - A_2} \theta_0 \left[1 - \sqrt{1 - \frac{(A_1 - A_2)^2}{(A_1 + A_2)^2} - \frac{2}{\frac{\partial^2 F_{\Sigma}(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0}} \frac{(A_1 - A_2)^2}{(A_1 + A_2)^2} \frac{1}{\theta_0^2}} \right]. \quad (3.41)$$

В частности, при условии

$$\frac{(A_1 - A_2)^2}{(A_1 + A_2)^2} \ll 1 \quad (3.42)$$

соотношение (3.41) можно преобразовать так:

$$\Delta\theta \approx \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{2 \frac{1 + \frac{A_2}{A_1}}{A_1}} \theta_0 \left[1 + \frac{2}{\theta_0^2 \frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0}} \right]. \quad (3.43)$$

Полагая, что угол смещения разностной ДН ФАР с квадратным раскрытием $\theta_{0\text{КВ}}$ зависит от ширины ДН $2\theta_{0,7}$ следующим образом [17]:

$$\theta_{0\text{КВ}} = 0,715\theta_{0,7} = \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0}, \quad (3.44)$$

и учитывая, что для суммарной ДН квадратной ФАР с апертурой $2a \times 2a$ и с равномерным амплитудным распределением по раскрытию

$$\frac{\partial^2 |F_{\Sigma\text{КВ}}(\theta)|}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} = -\frac{(ka \cos \tilde{\theta}_0)^2}{3}, \quad (3.45)$$

из (3.43)–(3.45) получим

$$\Delta\theta_{\text{КВ}} = \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{2 \frac{1 + \frac{A_2}{A_1}}{A_1}} \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0} \left[1 + \frac{2}{\frac{1}{(ka \cos \tilde{\theta}_0)^2} \left(-\frac{1}{3}\right) (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2} \right] =$$

$$= -\frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \frac{2,5}{ka \cos \tilde{\theta}_0} [\text{рад}], \quad (3.46)$$

или в угловых минутах

$$\Delta \theta_{\text{кв}} = -8595 \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0} [\text{угл. мин}]. \quad (3.47)$$

Соответственно для круглой апертуры с равномерным амплитудным распределением имеем

$$\theta_{0\text{кр}} = 1,175 \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0}, \quad (3.48)$$

$$\left. \frac{\partial^2 |F_{\Sigma\text{кр}}(\theta)|}{\partial \theta^2} \right|_{\theta=\tilde{\theta}_0} = 0,75 \left. \frac{\partial^2 |F_{\Sigma\text{кв}}(\theta)|}{\partial \theta^2} \right|_{\theta=\tilde{\theta}_0} = -\frac{0,75}{3} (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2, \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} \Delta \theta_{\text{кр}} &= \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \frac{1,175}{ka \cos \tilde{\theta}_0} \left[1 + \frac{2}{\frac{1,175^2}{(ka \cos \tilde{\theta}_0)^2} \left(-\frac{0,75}{3} \right) (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2} \right] = \\ &= -\frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \frac{2,82}{ka \cos \tilde{\theta}_0} [\text{рад}], \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\Delta \theta_{\text{кр}} = -9695 \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0} [\text{угл. мин}]. \quad (3.51)$$

Для круглой ФАР с амплитудным распределением по раскрытию вида

$$E_S(\rho, a) = (1 - \Delta) + \Delta \left[1 - \left(\frac{\rho}{a} \right)^2 \right]^n, \quad (3.52)$$

где Δ , n – параметры амплитудного распределения ($0 \leq \Delta \leq 1$; n – некоторое положительное число), имеем

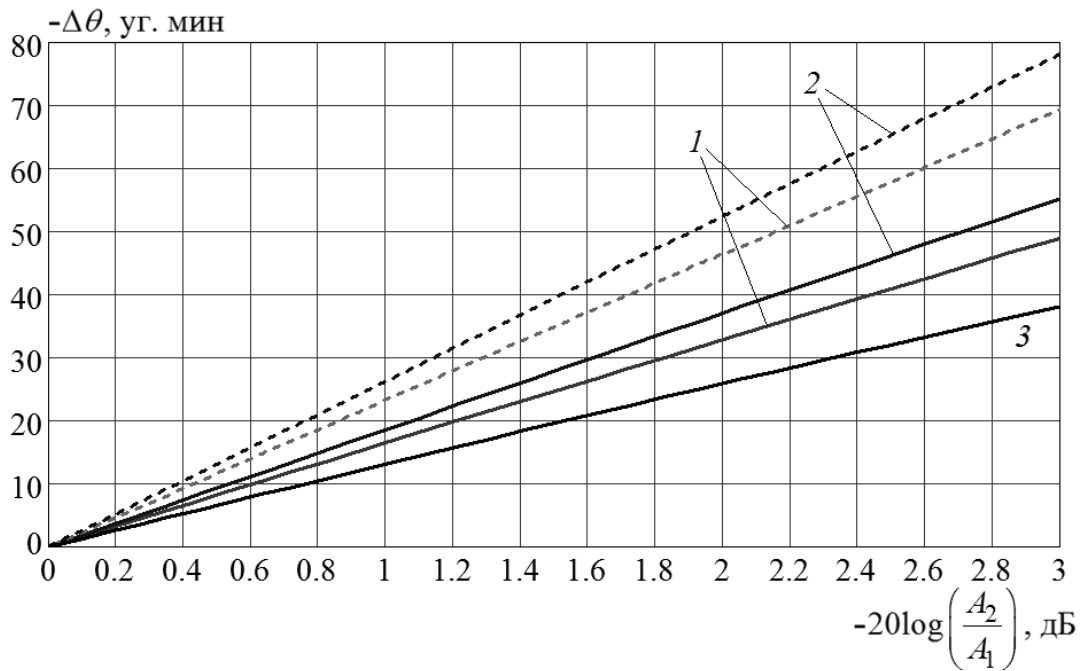
$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 |F_{\Sigma_{\text{кр}}}(\theta, \Delta, n)|}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} &= \left(-\frac{0,75}{3} \right) (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2 \frac{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2}}{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1}} = \\ &= \frac{\partial^2 |F_{\Sigma_{\text{кр}}}(\theta, 0, 0)|}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \frac{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2}}{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1}}. \end{aligned} \quad (3.53)$$

Кроме того, ширина ДН $2\theta_{0,7}(\Delta, n)$ увеличивается в $\gamma(\Delta, n)$ раз, где $\gamma(\Delta, n)$ – коэффициент расширения луча ДН. Для ряда значений параметров Δ и n значения $\gamma(\Delta, n)$ приведены в [86]. Поэтому в соответствии с (3.43) получаем

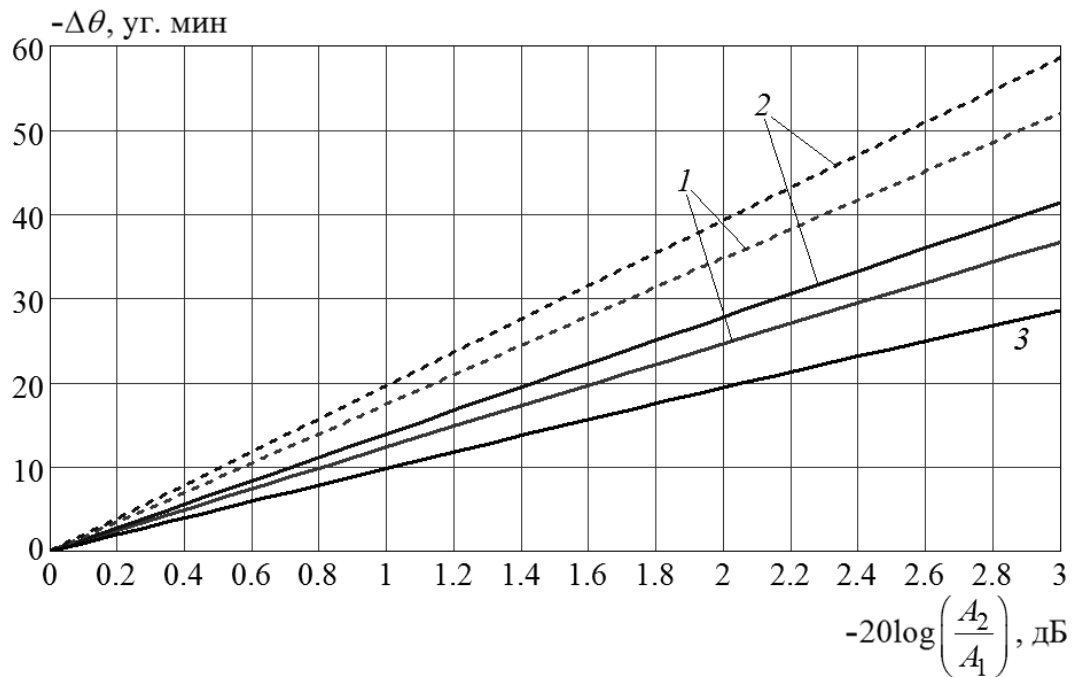
$$\begin{aligned} \Delta \theta_{\text{кр}}(\Delta, n) &= \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{2} \frac{1,175}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \frac{1,175}{ka \cos \tilde{\theta}_0} \gamma(\Delta, n) \times \\ &\times \left[1 + \frac{2 \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \right]}{1,175^2 \left(-\frac{0,75}{3} \right) \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2} \right] \gamma^2(\Delta, n)} \right] = \\ &= \gamma(\Delta, n) \frac{0,59}{ka \cos \tilde{\theta}_0} \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \left[1 - \frac{5,8 \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \right]}{\left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2} \right] \gamma^2(\Delta, n)} \right] [\text{рад}] = \\ &= \gamma(\Delta, n) \frac{2020}{ka \cos \tilde{\theta}_0} \frac{1 - \frac{A_2}{A_1}}{1 + \frac{A_2}{A_1}} \left[1 - \frac{5,8 \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \right]}{\left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2} \right] \gamma^2(\Delta, n)} \right] [\text{угл. мин}]. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Соответствующие зависимости $\Delta \theta$ от A_2/A_1 для квадратного и круглого раскрытов с равномерным амплитудным распределением приведены на рис. 3.8 для ФАР с различными размерами: $a - ka = 30$; $b - ka = 40$; $v - ka = 450$.

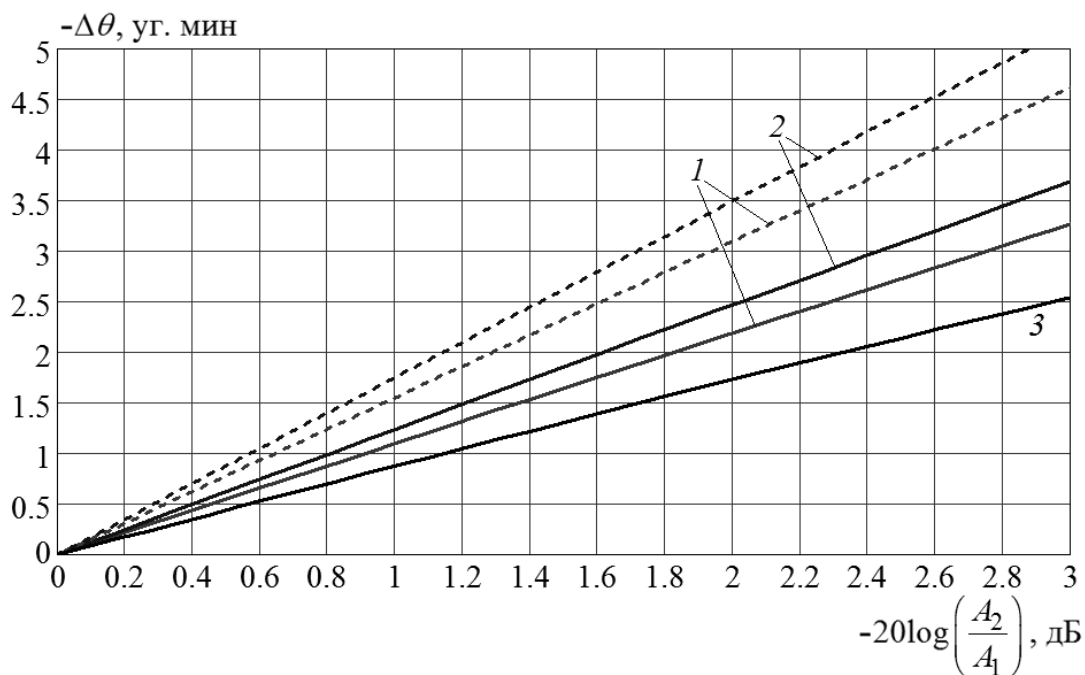
На рис. 3.9 представлены аналогичные зависимости для ФАР с круглым раскрывом размера $ka = 30$ с различными вариантами амплитудного распределения.



a)



b)



в)

Рис. 3.8. Графики зависимости отклонения $\Delta\theta$ от A_2/A_1

(сплошные линии – $\tilde{\theta}_0 = 0^\circ$; пунктирные линии – $\tilde{\theta}_0 = 45^\circ$):

1 – квадратный раскрыв, расчет по (3.47); 2 – круглый раскрыв, расчет по (3.51);

3 – квадратный раскрыв, расчет по (3.71)

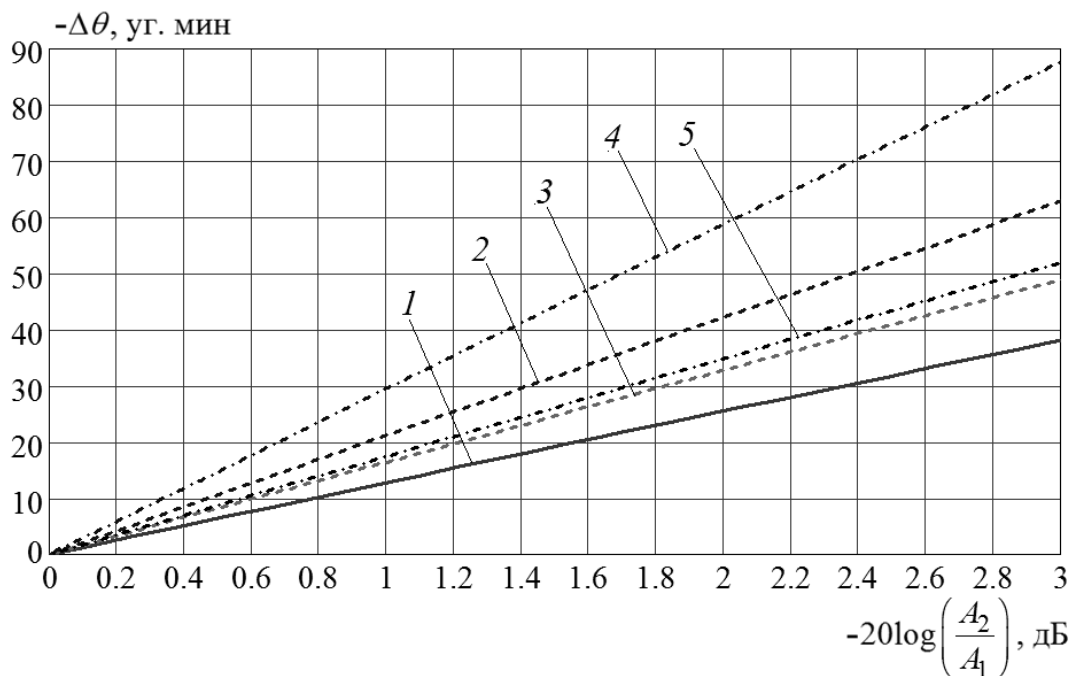


Рис. 3.9. Графики зависимости отклонения $\Delta\theta$ от A_2/A_1 для ФАР с круглой апертурой размера $ka = 30$ при различных амплитудных распределениях по раскрыву:

$$1 - \Delta = 0, n = 0; 2 - \Delta = 1, n = 1; 3 - \Delta = 0,7, n = 1;$$

$$4 - \Delta = 1, n = 2; 5 - \Delta = 0,7, n = 2$$

Рассмотрим теперь влияние фазовых ошибок в сумматоре облучателя. Для простоты предположим, что

$$A_1 = e^{i\varphi_1}, A_2 = e^{-i\varphi_1}. \quad (3.55)$$

В этом случае

$$|E_\Delta(\theta)| = \left\{ \left(2 \frac{\partial^2 F_\Sigma(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \Delta \theta \theta_0 \cos \varphi_1 \right)^2 + \left(2 \sin \varphi_1 + \frac{\partial^2 F_\Sigma(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta \theta^2 \sin \varphi_1 + \theta_0^2 \sin \varphi_1)^2 \right)^2 \right\}^{1/2}, \quad (3.56)$$

и минимальное значение $|E_\Delta(\theta)|$ достигается из уравнения

$$\frac{\partial |E_\Delta(\theta)|}{\partial \Delta \theta} = 0. \quad (3.57)$$

Из (3.56), (3.57) можно установить, что минимум $|E_\Delta(\theta)|$ лежит в направлении

$$\Delta \theta = 0, \quad (3.58)$$

причем

$$|E_\Delta(\theta_{\min})| = 2 \sin \varphi_1. \quad (3.59)$$

То есть наличие фазовых ошибок в каналах облучателя не приводит к изменению равносигнального направления. Однако уровень сигнала, принимаемого с равносигнального направления, отличен от нуля и увеличивается при увеличении φ_1 по закону (3.59), что приводит к сглаживанию зависимости $|E_\Delta(\theta)|$ в окрестности θ_{\min} , а следовательно, к возрастанию ошибки пеленгования.

Рассмотрим теперь энергетический способ пеленгования, при котором сравниваются мощности сигнала P_1 и P_2 , приходящего на независимые выходы

эквивалентных излучателей 1 и 2 (рис. 3.10). В этом случае мощности сигналов на выходах 1 и 2 с точностью до некоторой константы P_0 , равной мощности принимаемого сигнала, приходящего с направления максимума ДН эквивалентного излучателя, находящегося в фокальной точке O , определяются из соотношений

$$P_1(\theta) = P_0 |A_1|^2 |F_{\Sigma 1}(\theta)|^2, \quad P_2(\theta) = P_0 |A_2|^2 |F_{\Sigma 2}(\theta)|^2, \quad (3.60)$$

где $|A_1|^2$, $|A_2|^2$ – амплитудные множители, учитывающие возможное различие в коэффициентах прохождения (по мощности) на выходы излучателей сигнала, принимаемого излучателями 1 и 2; θ – направление прихода сигнала; $|F_{\Sigma 1}(\theta)|^2$, $|F_{\Sigma 2}(\theta)|^2$ – ДН по мощности эквивалентных излучателей 1 и 2.

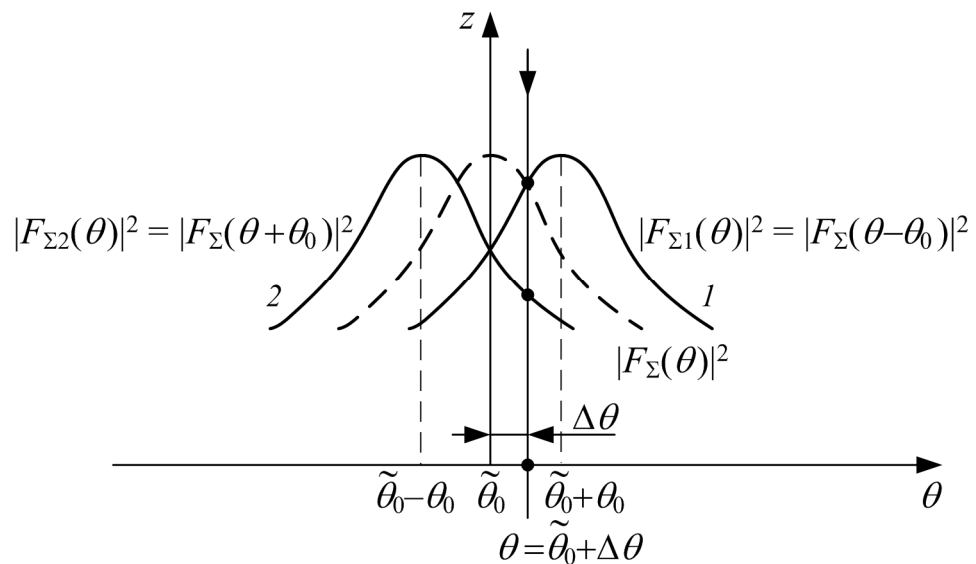


Рис. 3.10. ДН по мощности эквивалентных излучателей, разнесенных в плоскости xOz

Подобный подход для анализа ошибок пеленгования предложен в [17]. Понятно, что практически реализовать автоматизированную систему пеленгования при сравнении мощностей сигналов, поступающих на высокочастотные выходы многополюсника $S_{\text{обл}}$, затруднительно и, как отмечается в [17], энергетический подход можно рассматривать лишь как способ получения некоторых градуировочных результатов для разомкнутой системы определения угловых

координат, которые позволяют установить границы в ошибке определения угловых координат из-за ошибок в антенне. Поэтому представляет практический интерес сравнить результаты определения угловых координат, полученные с использованием энергетического метода и с помощью суммарно-разностного метода пеленгования, рассмотренного выше и изображенного на рис. 3.5 и 3.7.

Обозначим через $|F_{\Sigma}(\theta)|^2$ нормированную ДН по мощности эквивалентного излучателя, находящегося в фокальной точке O . Раскладывая $P_1(\theta)$ и $P_2(\theta)$ в ряд Тейлора в окрестности точек $\theta = \tilde{\theta}_0 + \theta_0$ и $\theta = \tilde{\theta}_0 - \theta_0$ соответственно, аналогично (3.35)–(3.38) имеем

$$\begin{aligned}
 P_1(\theta) &= P_0 |A_1|^2 |F_{\Sigma}(\theta - \theta_0)|^2 = \\
 &= P_0 |A_1|^2 \left[|F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0)|^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta\theta - \theta_0)^2 \right], \\
 P_2(\theta) &= P_0 |A_2|^2 |F_{\Sigma}(\theta + \theta_0)|^2 = \\
 &= P_0 |A_2|^2 \left[|F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0)|^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} (\Delta\theta + \theta_0)^2 \right].
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

Поэтому из (3.61) получаем

$$\begin{aligned}
 \frac{P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta) - P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)}{P_0} &= (|A_1|^2 - |A_2|^2) |F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0)|^2 + \\
 &+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \left[|A_1|^2 (\Delta\theta - \theta_0)^2 - |A_2|^2 (\Delta\theta + \theta_0)^2 \right] = (|A_1|^2 - |A_2|^2) + \\
 &+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \left[\Delta\theta^2 (|A_1|^2 - |A_2|^2) - 2\Delta\theta\theta_0 (|A_1|^2 + |A_2|^2) + \theta_0^2 (|A_1|^2 - |A_2|^2) \right] = \\
 &= (|A_1|^2 + |A_2|^2) \left\{ \frac{|A_1|^2 - |A_2|^2}{|A_1|^2 + |A_2|^2} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \times \right. \\
 &\left. \times \left[\Delta\theta^2 \frac{|A_1|^2 - |A_2|^2}{|A_1|^2 + |A_2|^2} - 2\Delta\theta\theta_0 + \theta_0^2 \frac{|A_1|^2 - |A_2|^2}{|A_1|^2 + |A_2|^2} \right] \right\}.
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

Введем обозначения

$$B = \frac{|A_1|^2 - |A_2|^2}{|A_1|^2 + |A_2|^2}, \quad C = \frac{1}{\frac{1}{2} \frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta = \tilde{\theta}_0}} \quad (3.63)$$

и перепишем (3.62) в виде

$$\frac{P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta) - P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)}{P_0} = (|A_1|^2 + |A_2|^2) \left[B + \frac{1}{C} (\Delta\theta^2 B - 2\Delta\theta\theta_0 + \theta_0^2 B) \right]. \quad (3.64)$$

Направление на цель в данном случае определяется из условия $P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta) = P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)$, что в соответствии с (3.64) приводит к уравнению относительно ошибки пеленгования $\Delta\theta$ вида

$$\Delta\theta^2 B - 2\Delta\theta\theta_0 + \theta_0^2 B + BC = 0. \quad (3.65)$$

Решение уравнения (3.65) при $B \neq 0$ (при $B = 0$ из (3.65) следует $\Delta\theta = 0$) имеет вид

$$\Delta\theta = \frac{\theta_0 - \theta_0 \sqrt{1 - \frac{B^2(\theta_0^2 + C)}{\theta_0^2}}}{B}. \quad (3.66)$$

При условии

$$B^2 \ll 1 \quad (3.67)$$

решение (3.66) можно преобразовать к виду

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{2} \theta_0 B \left(1 + \frac{C}{\theta_0^2} \right) = \frac{1}{2} \theta_0 \frac{1 - \frac{|A_2|^2}{|A_1|^2}}{1 + \frac{|A_2|^2}{|A_1|^2}} \left[1 + \frac{1}{\frac{1}{2} \theta_0^2 \frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta = \tilde{\theta}_0}} \right]. \quad (3.68)$$

Подставляя в (3.68) значение θ_0 для квадратного раскрытия из (3.44) и учитывая, что

$$\frac{\partial^2 |F_{\Sigma_{\text{КВ}}}(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta = \tilde{\theta}_0} = -\frac{2}{3} (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2, \quad (3.69)$$

получаем

$$\Delta\theta_{\text{КВ}} = -\frac{1 - \left|\frac{A_2}{A_1}\right|^2}{1 + \left|\frac{A_2}{A_1}\right|^2} \frac{1}{ka \cos\tilde{\theta}_0} [\text{рад}], \quad (3.70)$$

или в угловых минутах

$$\Delta\theta_{\text{КВ}} = -3438 \frac{1 - \left|\frac{A_2}{A_1}\right|^2}{1 + \left|\frac{A_2}{A_1}\right|^2} \frac{1}{ka \cos\tilde{\theta}_0} [\text{угл. мин}]. \quad (3.71)$$

Зависимость $\Delta\theta_{\text{КВ}}$ от $|A_2/A_1|$, рассчитанная по соотношению (3.71) для ряда размеров квадратной апертуры с равномерным амплитудным распределением, представлена на рис. 3.8, а. Сравнение этих зависимостей с результатами расчета по формуле (3.47) показывает, что в представляющих практический интерес пределах изменения $|A_2/A_1|$ оба метода дают результаты, отличающиеся друг от друга в пределах примерно 20%.

Таким образом, оба метода могут быть использованы для оценки влияния различных ошибок в структуре и возбуждении ФАР на точность пеленгования.

Рассмотренные выше ошибки ($A_1 \neq A_2$) в каналах возбуждения облучателя ФАР полагались детерминированными (это предположение близко к действительности в рассматриваемой схеме ФАР, так как параметры облучателя практически остаются неизменными при сканировании ФАР).

Предположим теперь, что $A_1 = A_2$, а $P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)$ и $P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)$ являются случайными величинами, распределенными по нормальному закону. Случайность величин P_1 и P_2 связана со случайными амплитудными и фазовыми ошибками, возникающими в поле на нижней части раскрыва ФАР при работе антенны в режиме приема. Эти ошибки в основном вызваны случайными ошибками фазовращателей. При $A_1 = A_2$ соотношение (3.64) имеет вид

$$\frac{P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta) - P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)}{P_0} = - \frac{2\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial\theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \Delta\theta\theta_0, \quad (3.72)$$

или

$$\Delta\theta = - \frac{P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta) - P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)}{2P_0 \frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial\theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \theta_0}. \quad (3.73)$$

Полагая, что $\Delta\theta$, P_1 и P_2 являются случайными величинами, распределенными по нормальному закону, найдем дисперсию этих величин. Возведя левую и правую части (3.73) в квадрат и взяв их средние значения, получаем

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = (\overline{\Delta\theta})^2 = \frac{\overline{P_1 - P_2}}{4P_0^2} \frac{1}{\left(\frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial\theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \theta_0 \right)^2}. \quad (3.74)$$

Полагая, что

$$\overline{\frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial\theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \theta_0} = \frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial\theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \theta_0 e^{-\sigma_\varphi^2}, \quad (3.75)$$

где σ_φ^2 – дисперсия амплитудно-фазовых ошибок в раскрыве ФАР, из (3.74) находим

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = \frac{\overline{P_1 - P_2}}{4P_0^2} \frac{1}{\left[\frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial\theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \right]^2 \theta_0^2 e^{-2\sigma_\varphi^2}}. \quad (3.76)$$

Для дальнейшего введем обозначения

$$P_1 = \bar{P}_1 + \Delta P_1, \quad P_2 = \bar{P}_2 + \Delta P_2, \quad (3.77)$$

где \bar{P}_1 , \bar{P}_2 – средние значения, а ΔP_1 , ΔP_2 – случайные отклонения от средних значений, и определим среднеквадратическое значение $\overline{P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta) - P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)}^2$.

При условии, что $P_1(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)$ и $P_2(\tilde{\theta}_0 + \Delta\theta)$ распределены по нормальному зако-

ну, а апертура ФАР выполнена в виде квадрата с размерами $2a \times 2a$, и при условии равномерного распределения поля по раскрытию в отсутствие ошибок для вычисления $\overline{|P_1 - P_2|}^2$ можно использовать соотношение, приведенное в [17, соотношение (10.38)]:

$$\frac{\overline{|P_1 - P_2|}^2}{P_0^2} = \frac{\sigma_\varphi^2}{2} \left(\frac{\sin \psi_1}{\psi_1} \right)^2 \text{Int}(C, \psi_1), \quad (3.78)$$

где σ_φ^2 – дисперсия случайных фазовых (или амплитудно-фазовых) ошибок на нижней апертуре ФАР, возникающих из-за случайных ошибок фазирующих устройств; C – нормированный коэффициент корреляции фазовых (или амплитудно-фазовых) ошибок:

$$C = \frac{2\rho_\varphi}{2a} = \frac{\rho_\varphi}{a}; \quad (3.79)$$

ρ_φ – радиус корреляции фазовых (или амплитудно-фазовых) ошибок; ψ_1 – параметр, зависящий от смещения Δx_1 облучателя из фокуса O (рис. 3.5) и определяющий положение θ_0 максимума его ДН:

$$\psi_1 = \frac{k2a\Delta x_1}{2h} = \frac{\pi 2a}{\lambda} \sin \theta_0; \quad (3.80)$$

$$\text{Int}(C, \psi_1) = \text{I}(C, 0, 0) [\text{I}(C, \psi_1, \psi_1) - \text{I}(C, \psi_1, -\psi_1)], \quad (3.81)$$

где $\text{I}(C, 0, 0)$, $\text{I}(C, \psi_1, \psi_1)$, $\text{I}(C, \psi_1, -\psi_1)$ – некоторые определенные интегралы, приведенные в [17].

Или, подставляя в (3.76) соотношение (3.78), получаем

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = \frac{\sigma_\varphi^2}{4 \cdot 2} \left(\frac{\sin \psi_1}{\psi_1} \right)^2 \frac{\text{Int}}{\left[\frac{\partial^2 |F_\Sigma(\theta)|^2}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tilde{\theta}_0} \theta_0 e^{-\sigma_\varphi^2} \right]^2}, \quad (3.82)$$

откуда

$$\sigma_{\Delta\theta} = \frac{\sigma_{\varphi}}{2\sqrt{2}} \left| \frac{\sin\psi_1}{\psi_1} \right| \left| \frac{\text{Int}^{1/2}}{\frac{\partial^2 |F_{\Sigma}(\tilde{\theta}_0)|^2}{\partial\theta^2} \theta_0 e^{-\sigma_{\varphi}^2}} \right|. \quad (3.83)$$

Соответствующие зависимости величины $\text{Int}(C, \psi_1)$, рассчитанной по (3.81) для квадратного раскрыва при различных значениях параметра ψ_1 , от нормированного коэффициента корреляции C приведены на рис. 3.11. Как следует из приводимых кривых, зависимость Int от C , лежащей в интервале от 0 до 0,2, почти линейная. Так как при треугольной сетке размещения элементов расстояние $d_{\text{ЭКВ}}$ в эквивалентном раскрыве в разных плоскостях меняется от $d/2$ до $\sqrt{3}/2d$, то для оценки точности пеленгования в ФАР с треугольной сеткой расположения излучателей в качестве расстояния между излучателями целесообразно подставлять $d_{\text{ЭКВ}} = \sqrt{3}/2d$.

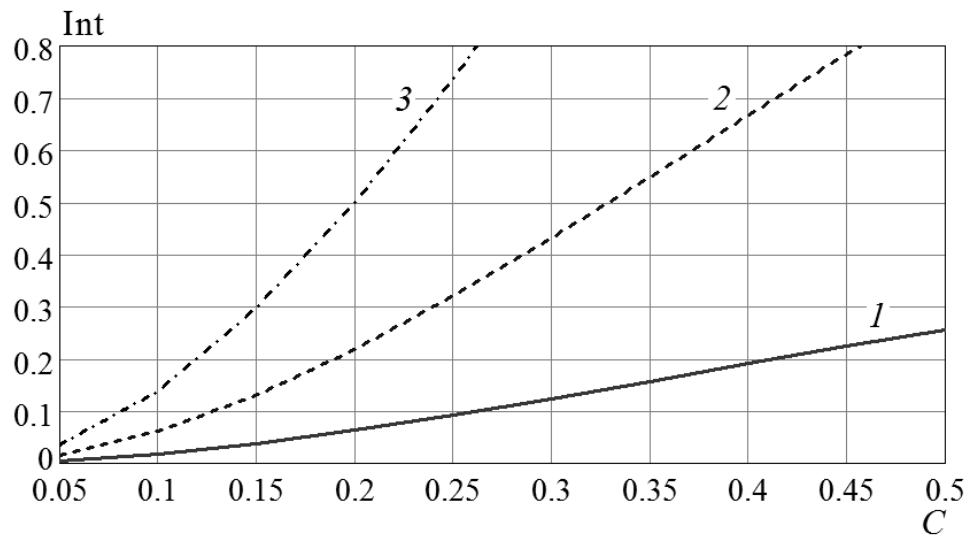


Рис. 3.11. График зависимости величины Int от нормированного коэффициента корреляции C при различных значениях параметра ψ_1 :

$$1 - \psi_1 = 0,5; \quad 2 - \psi_1 = 1; \quad 3 - \psi_1 = 2$$

Зависимость Int для квадратного раскрыва от коэффициента корреляции C при параметре $\psi_1 = 1$ приведена в [17]. Параметр $\psi_1 = 1$ соответствует пересечению ДН по полю при формировании разностной ДН на уровне примерно

0,7 от максимального значения. В самом деле, из (3.80) при $\psi_1 = \frac{\pi 2a}{\lambda} \sin \theta_0 = 1$ получаем

$$\sin \theta_0 \approx \theta_0 = \frac{\lambda \psi_1}{\pi 2a} = \frac{0,89\lambda}{2a} \frac{1}{0,89\pi} = \frac{2\theta_{0,7}}{2,795} = 0,715\theta_{0,7}, \quad (3.84)$$

где $2\theta_{0,7}$ – ширина ДН по полю.

Соответственно, $\sin \psi_1 / \psi_1 = 0,841$.

Обычно в ФАР полагают, что радиус корреляции ρ равен расстоянию d между соседними излучателями. Поэтому нормированный коэффициент корреляции можно определить как

$$C = \frac{2d}{2a} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \frac{1}{ka}. \quad (3.85)$$

Кроме того, для квадратной ФАР с равномерным амплитудным распределением зависимость $\frac{\partial^2 |F_{\Sigma_{\text{КВ}}}(\tilde{\theta}_0)|^2}{\partial \theta^2}$ определяется соотношением (3.69).

Подставляя (3.69), (3.84) в (3.83), находим для ФАР с квадратным раскрывом

$$\sigma_{\Delta\theta_{\text{КВ}}} = \frac{\sigma_\varphi}{2\sqrt{2}} 0,841 \frac{\sqrt{\text{Int}}}{\frac{2}{3} (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2 0,715\theta_{0,7} e^{-\sigma_\varphi^2}}. \quad (3.86)$$

Учитывая, что выраженная в радианах ширина ДН квадратного раскрыва с равномерным амплитудным распределением в плоскости xOz записывается как

$$2\theta_{0,7} = 51 \frac{\lambda}{2a} \frac{\pi}{180} \frac{1}{\cos \tilde{\theta}_0} = \frac{51}{180} \frac{\pi^2}{ka} \frac{1}{\cos \tilde{\theta}_0} = 2,79 \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0}, \quad (3.87)$$

из (3.86) получаем

$$\sigma_{\Delta\theta_{\text{КВ}}} = \frac{\sigma_\varphi}{2\sqrt{2}} 0,841 \frac{\sqrt{\text{Int}}}{\frac{2}{3} (ka \cos \tilde{\theta}_0)^2 0,715 \frac{2,79}{2} \frac{1}{ka \cos \tilde{\theta}_0} e^{-\sigma_\varphi^2}} =$$

$$= 0,447 \frac{\sigma_{\varphi} \sqrt{\text{Int}}}{ka \cos \tilde{\theta}_0 e^{-\sigma_{\varphi}^2}} [\text{рад}] = 1537 \frac{\sigma_{\varphi} \sqrt{\text{Int}}}{ka \cos \tilde{\theta}_0 e^{-\sigma_{\varphi}^2}} [\text{угл. мин}]. \quad (3.88)$$

Получим оценку $\sigma_{\Delta\theta_{\text{кр}}}$ для ФАР в виде круглого раскрыва. Учитывая, что выраженная в радианах ширина ДН круглого раскрыва с амплитудным распределением вида (3.52) записывается как

$$2\theta_{0,7\text{кр}} = 60 \frac{\lambda}{2a} \frac{\pi}{180} \frac{\gamma(\Delta, n)}{\cos \tilde{\theta}_0} = \frac{1}{3} \pi^2 \frac{\gamma(\Delta, n)}{ka \cos \tilde{\theta}_0}, \quad (3.89)$$

а производная $\frac{\partial^2 F_{\Sigma_{\text{кр}}}(\tilde{\theta}_0)}{\partial \theta^2}$ в соответствии с (3.49) и (3.53) составляет

$$0,75 \frac{\partial^2 F_{\Sigma_{\text{кр}}}(\tilde{\theta}_0)}{\partial \theta^2} \frac{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2}}{(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1}}, \text{ и, полагая, что величина } \sqrt{\text{Int}} \text{ при одном и}$$

том же диаметре (размере) слабо зависит от формы раскрыва, получаем

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\theta_{\text{кр}}} &= 1537 \frac{\sigma_{\varphi} [\text{рад}] \sqrt{\text{Int}} \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \right]}{ka \cos \tilde{\theta}_0 e^{-\sigma_{\varphi}^2} 0,75 \frac{60}{51} \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2} \right] \gamma(\Delta, n)} = \\ &= 1742 \frac{\sigma_{\varphi} [\text{рад}] \sqrt{\text{Int}} \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \right]}{ka \cos \tilde{\theta}_0 \left[(1-\Delta) + \frac{\Delta}{n+1} \frac{2}{n+2} \right] \gamma(\Delta, n) e^{-\sigma_{\varphi}^2}} [\text{угл. мин}]. \end{aligned} \quad (3.90)$$

Рассмотрим частный случай круглого и квадратного раскрывов ФАР с $ka = 30$. В соответствии с графиком [17, рис. 10.10] при $ka = 30$, $d_{\text{экр}} = 0,6\lambda$ и $C = 0,14$ для квадратного раскрыва имеем

$$\sqrt{\text{Int}} = \frac{0,2}{0,6} = 0,33.$$

Графики зависимостей величины $\sigma_{\Delta\theta_{\text{кр}}}$ для квадратного раскрыва с равномерным амплитудным распределением и величины $\sigma_{\Delta\theta_{\text{кр}}}$ для круглого рас-

крыва с различными амплитудными распределениями от величины СКО σ_φ ошибок фазовращателей для ФАР с $ka = 30$ представлены на рис. 3.12.

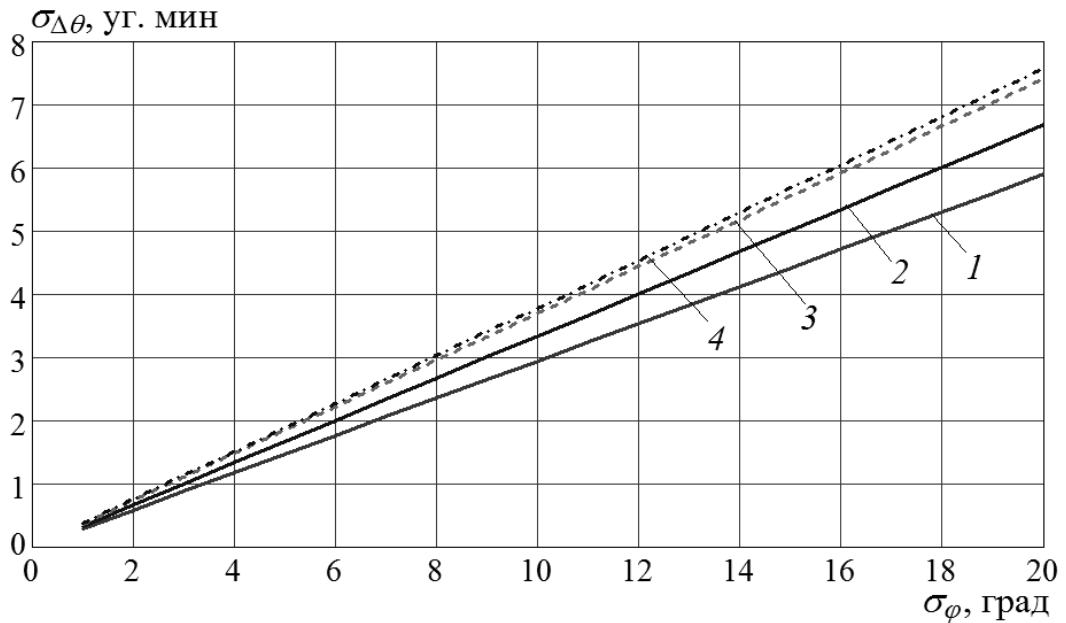


Рис. 3.12. Графики зависимости $\sigma_{\Delta\theta_{\text{кв}}}$ и $\sigma_{\Delta\theta_{\text{кр}}}$ при $\psi_1 = 1$ от σ_φ

для ФАР с $ka = 30$ и различными параметрами амплитудного распределения:
 1 – квадратная апертура; 2 – круглая апертура, $\Delta = 0, n = 0$; 3 – круглая апертура, $\Delta = 0,7, n = 1$; 4 – круглая апертура, $\Delta = 0,7, n = 2$

Величина $\sqrt{\text{Int}}$ существенно зависит от нормированного коэффициента корреляции $C(a)$, который в свою очередь зависит от размера (диаметра) антенны. В соответствии с данными, приведенными на рис. 3.11, можно установить, что для квадратного и круглого раскрытий при $C \leq 0,2 \dots 0,3$ справедливо выражение

$$\text{Int}^{1/2}(ka) = \text{Int}^{1/2}(30) \frac{30}{ka}. \quad (3.91)$$

Поэтому с учетом (3.91) для квадратной и круглой ФАР произвольного размера получаем

$$\sigma_{\Delta\theta_{\text{кв}}}(ka) = \sigma_{\Delta\theta_{\text{кв}}}(30) \frac{1}{(ka/30)^2}, \quad (3.92)$$

$$\sigma_{\Delta\theta_{кр}}(ka) = \sigma_{\Delta\theta_{кр}}(30) \frac{1}{(ka/30)^2}. \quad (3.93)$$

Случайные ошибки в раскрыве АР возникают не только из-за случайных амплитудно-фазовых ошибок, обусловленных, например, дискретностью фазовращателей с дисперсией σ_{φ} , но и из-за нестабильности и нелинейности трактов отдельных излучателей-фазовращателей с дисперсией $\sigma_{и}$ и прочих причин с дисперсией $\sigma_{пр}$. Так как эти ошибки практически независимы, то суммарная дисперсия ошибок в раскрыве АР может быть определена следующим образом:

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_{\varphi}^2 + \sigma_{и}^2 + \sigma_{пр}^2}. \quad (3.94)$$

Поэтому при определении $\sigma_{\Delta\theta}$ по графикам на рис. 3.12 вместо σ_{φ} следует использовать σ_{Σ} . При этом величина ошибок $\sigma_{пр}$ обсуждается в разделе 1.3. Ошибки, связанные с первой и второй группами факторов, могут быть сведены к минимуму. Поэтому их величина меньше, чем две других указанных в (3.94) компоненты.

Таким образом, полученные в данном разделе результаты позволяют определить максимально допустимую детерминированную ошибку пеленгования из-за неточности суммирования полей в матрице облучателя из соотношения (3.54), а соотношение (3.90) можно использовать для формирования требований к допустимым случайным ошибкам фазирования, обеспечивающим заданную погрешность пеленгования при известных размерах антенны.

Глава 4. Результаты теоретико-экспериментального исследования малогабаритной ФАР Ка-диапазона

Полученные в предыдущих разделах теоретические соотношения для определения детерминированных и случайных ошибок пеленгования требуют знания определенного набора экспериментальных данных (КУ ФАР в секторе сканирования, уровней максимумов разностных ДН, дисперсии случайных ошибок и др.). Поэтому далее приводится описание условий проведения экспериментальных исследований макетов проходной ФАР (рис. 4.1) и анализируются результаты, полученные в процессе обработки необходимых экспериментальных данных.

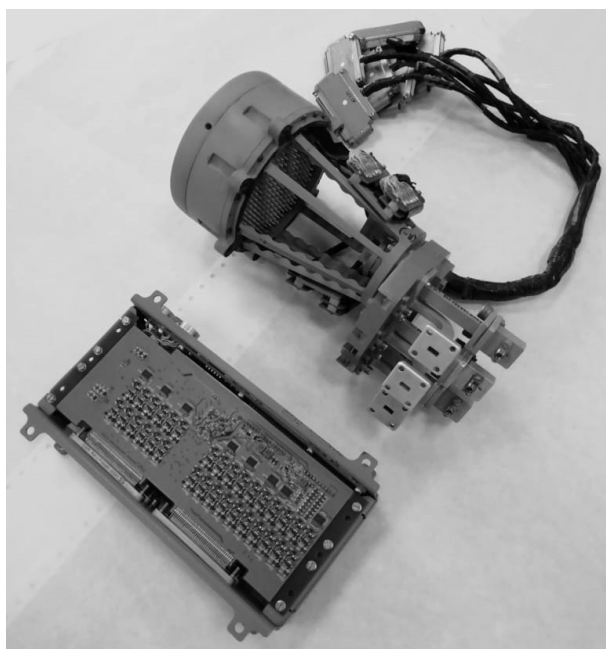


Рис. 4.1. Фото макета малогабаритной проходной ФАР Ка-диапазона

Исследуемая ФАР работала в приемном режиме. В качестве передающей антенны выступала коническая рупорная антенна с круглым раскрытием диаметром 92 мм, обеспечивающая излучение волн круговой поляризации. Расстояние между приемной ФАР и передающим коническим рупором составляло 410 см (расстояние до дальней зоны для этих антенн равно примерно 192 см).

Схема измерительной установки приведена на рис. 4.2. На выходах всех приемных каналов ФАР установлены маломощные усилители (МШУ), к вы-

ходам которых посредством волноводно-коаксиального перехода и СВЧ-кабеля подключается спектроанализатор (СА) Keysight E4447A для измерения уровня мощности на выходе ФАР. В процессе обработки экспериментальных данных предполагалось, что используемые МШУ полностью идентичны и не вносят дополнительных искажений в результаты измерения.

Для измерения характеристик направленности ФАР в рабочем секторе углов ФАР установлена на опорно-поворотном устройстве (ОПУ). Ошибка установки угла поворотного устройства, обусловленная погрешностью округления индикаторного прибора стенда и погрешностью установки углового положения антенны оператором, не превышала $\pm 1'$.

Перед началом измерений с помощью ОПУ производилась настройка положения антенны по нулям ее разностных ДН. Угловое положение нулей по шкале стенда составляло $\theta_{0\text{ст аз}}$ в азимутальной плоскости и $\theta_{0\text{ст ум}}$ в угломестной плоскости для случая формирования луча ДН по нормали к полотну ФАР, то есть когда угол сканирования θ_0 равен 0° . При отклонении луча на угол сканирования θ_0 в одной из плоскостей для определения положения максимума ДН антенна поворачивалась на угол $-\theta_0 + \Delta\theta$, где $\Delta\theta = \theta_0 - \theta_{0\text{факт}}$ – ошибка установки луча ДН. Здесь $\theta_{0\text{факт}} = \theta_{0\text{ст}}(\theta_0) - \theta_{0\text{ст}}(0^\circ)$ – фактическое положение нуля разностной ДН; $\theta_{0\text{ст}}(\theta_0)$ – угол, соответствующий положению минимума разностной ДН по шкале ОПУ стенда. При $\theta_0 > 0$ поворот антенны производился против часовой стрелки, а при $\theta_0 < 0$ – по часовой стрелке.

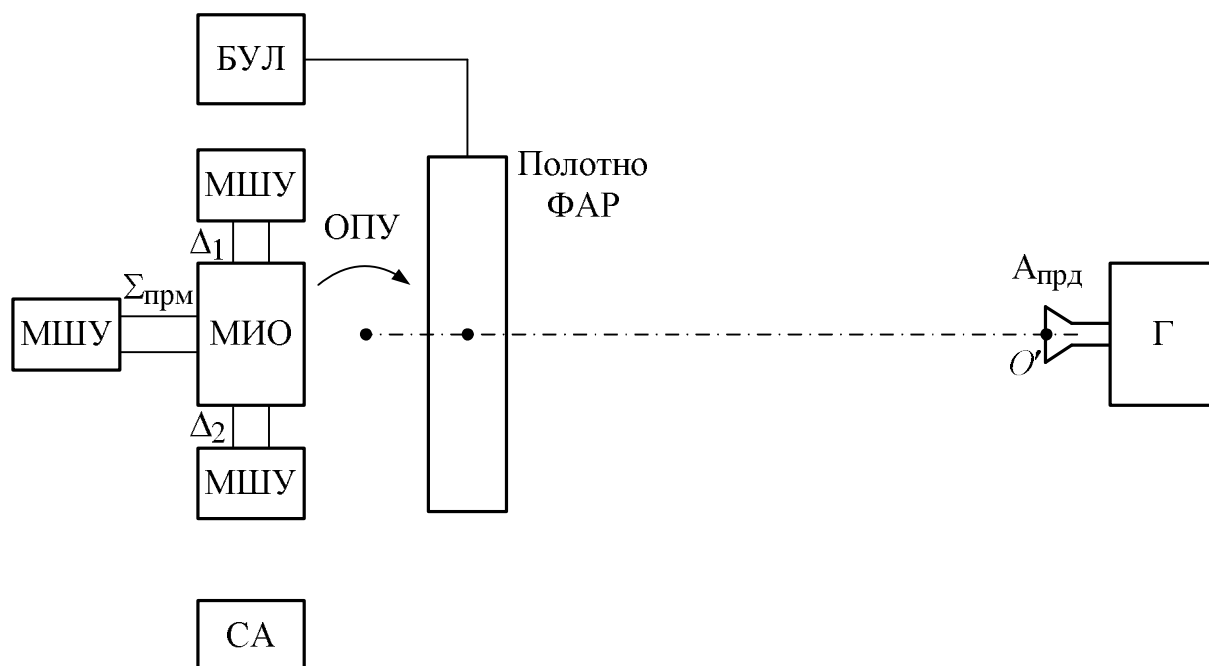


Рис. 4.2. Схема измерительной установки:

$A_{\text{прд}}$ – излучающая рупорная (эталонная) антенна; $\Sigma_{\text{прм}}$ – вход по суммарному приемному каналу; Δ_1 – вход по разностному приемному каналу в азимутальной плоскости; Δ_2 – вход по разностному приемному каналу в угломестной плоскости; БУЛ – блок управления лучом; Г – генератор

В данной главе представлены результаты исследования для двух макетов ФАР, в которых были использованы разные интегрированные ИФ. В остальном конфигурация и элементная база исследуемых макетов были одинаковыми (табл. 4.1).

Таблица 4.1. Характеристики исследуемых макетов ФАР

| Параметр ФАР | Значение |
|------------------------|-----------------------|
| Диапазон частот | Ка |
| Геометрия полотна ФАР | Круглая |
| Диаметр ФАР, мм | $10\lambda_0$ |
| Число излучателей | 187 |
| Тип излучателей | Проходные, ферритовые |
| Диаметр излучателя, мм | $0,54\lambda_0$ |

| | |
|--|---|
| Диапазон изменения фаз ФВ, град, не менее | 384 |
| Поляризация | Круговая |
| Тип облучателя | Моноимпульсный, волноводный, 4-канальный |
| Фокусное расстояние (от МИО до апертуры ФАР), мм | $8,95\lambda_0$ |
| Коэффициент шума МШУ, дБ | 4 |
| КУ МШУ, дБ | 15 |
| Динамический диапазон МШУ, дБ, не менее | 100 |

В следующих разделах представлены результаты измерения уровней мощности на суммарном и разностных выходах МИО, которые в дальнейшем использовались для определения ряда параметров ДН, необходимых для оценки величины как детерминированной, так и случайной составляющей полной ошибки пеленгования.

На рис. 4.3 схематично изображены ДН по суммарному и разностному каналам, а также показаны параметры, которые используются для оценки ошибки установки луча: $P_{\Delta\text{мин}}$ – уровень мощности в направлении минимума РДН; $\theta_{0\text{факт}}$ – фактическое положение минимума РДН; $P_{\Delta\text{макс1}}$, $P_{\Delta\text{макс2}}$ – уровни мощности в направлении максимумов РДН; $\theta_{\Delta\text{макс1}}$, $\theta_{\Delta\text{макс2}}$ – угловые положения максимумов РДН; $P_{\Sigma\text{макс}}$ – уровень мощности в направлении максимума СДН.

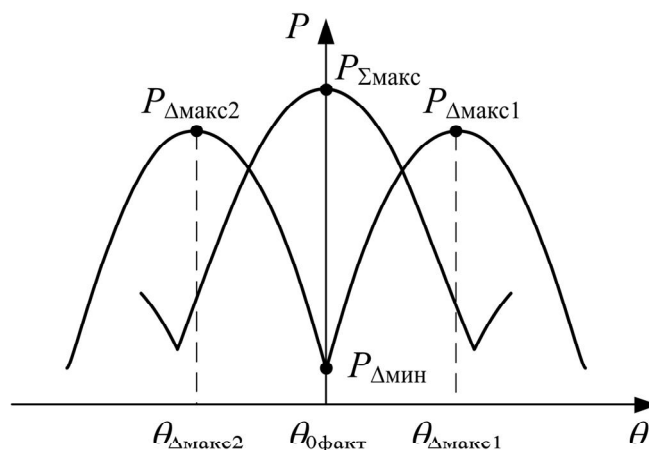


Рис. 4.3. Схематичное изображение ДН по суммарному и разностному каналам

В главе 4 приведена лишь небольшая часть результатов, полученных в процессе экспериментальных исследований характеристик направленности макетов ФАР в азимутальной ($\varphi = 0^\circ$) и угломестной ($\varphi = 90^\circ$) плоскостях как при формировании луча по нормали к раскрытию ($\theta_0 = 0^\circ$), так и при его отклонении на угол $\theta_0 = 0^\circ \dots 45^\circ$. Данные измерений, анализируемые в следующих разделах, получены для средней частоты рабочего диапазона f_0 .

4.1. Анализ результатов измерения ДН ФАР

В данном разделе приводятся результаты измерения суммарных и разностных ДН макета ФАР № 1 в азимутальной ($\varphi = 0^\circ$) плоскости лишь для двух случаев отклонения луча ФАР (в действительности измерения проводились во всем секторе сканирования с шагом 1°):

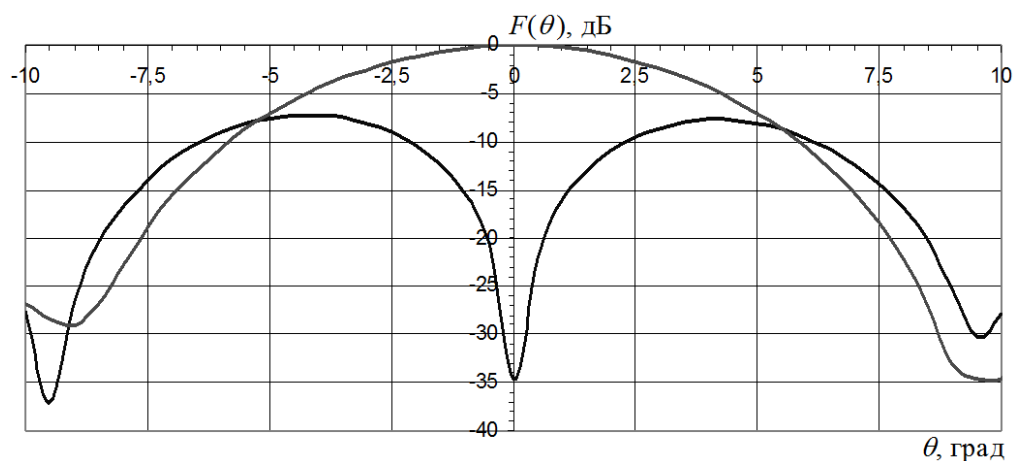
- 1) луч формируется по нормали к раскрытию излучающего полотна $\theta_0 = 0^\circ$;
- 2) луч отклоняется в азимутальной плоскости на $\theta_0 = 45^\circ$.

При снятии ДН был выбран шаг изменения угловых координат $0,5^\circ$. Интервал углов, в котором измерялись ДН, определялся из следующих соображений:

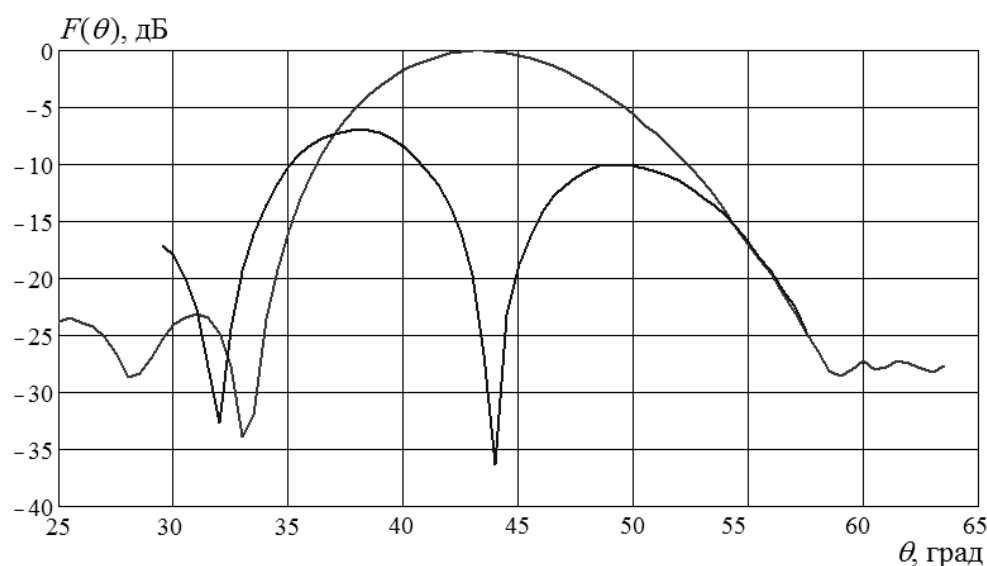
на суммарной ДН должны быть видны ближайшие боковые лепестки (их уровень и угловое положение);

на разностной ДН должны быть видны угловые положения и уровни максимумов ДН.

На рис. 4.4 приведены нормированные экспериментальные ДН (в масштабе КУ) по суммарному и разностному каналам в азимутальной плоскости для двух угловых положений луча в этой плоскости: $\theta_0 = 0^\circ$ и $\theta_0 = 45^\circ$. Нормировка представленных ДН выполнена относительно уровня мощности, измеренного относительно максимума суммарной ДН ($-32,84$ дБм).



a)



б)

Рис. 4.4. Нормированные экспериментальные суммарная и разностная ДН ФАР в азимутальной плоскости: $a - \theta_0 = 0^\circ$; $b - \theta_0 = 45^\circ$

Отношение сигнал/шум, измеренное в суммарном канале при формировании луча по нормали, составляет примерно 45 дБ. Ширина ДН ФАР по суммарному каналу в азимутальной плоскости равна примерно $6,4^\circ$, а УБЛ не превышает -24 дБ. Отношение сигнал/шум, измеренное в суммарном канале при отклонении луча в азимутальной плоскости на 45° , равно 42,8 дБ. Ширина ДН ФАР по суммарному каналу в азимутальной плоскости составляет примерно $9,1^\circ$, а УБЛ не превышает значения -23,1 дБ.

В табл. 4.2 и 4.3 приведены параметры ДН макета ФАР № 1 по суммарному и разностному каналам в азимутальной ($\varphi = 0^\circ$) и угломестной ($\varphi = 90^\circ$) плоскостях при формировании луча ДН под углами 0° и 45° относительно нормали к раскрытию в азимутальной плоскости. Через косую черту представлены соответствующие значения для левого и правого боковых лепестков суммарной ДН (левого и правого максимумов разностной ДН).

Таблица 4.2. Параметры ДН макета ФАР № 1 по суммарному и разностным каналам при формировании луча по нормали к раскрытию

| Параметр | Значение | |
|--|---------------------|----------------------|
| | $\varphi = 0^\circ$ | $\varphi = 90^\circ$ |
| Уровень максимума ДН по Σ каналу, дБм / его отклонение от направления формирования луча, град | -32,84/0 | -32,87/0 |
| Ширина ДН по Σ каналу по уровню -3 дБ, град | 6,4 | 6,1 |
| УБЛ ДН по Σ каналу, дБ | -26,24/-24,25 | -24,5/-20,2 |
| Разность уровней боковых лепестков ДН по Σ каналу, дБ | 1,99 | 4,3 |
| Угловые положения боковых лепестков ДН по Σ каналу, град | -11/14,5 | -9,5/10,5 |
| Глубина провала ДН по Δ каналу, дБм / его отклонение от направления формирования луча, град | -67,42/0 | -64,38/0 |
| Угловые положения максимумов ДН по Δ каналу, град | -4/4 | -4/4,25 |
| Разность уровней максимумов ДН по Δ каналу, дБ | 0,42 | 1,09 |

Таблица 4.3. Параметры ДН макета ФАР №1 по суммарному и разностным каналам при формировании луча под углом 45° относительно нормали к раскрыву в азимутальной плоскости

| Параметр ДН | Значение | |
|--|---------------------|----------------------|
| | $\varphi = 0^\circ$ | $\varphi = 90^\circ$ |
| Уровень максимума ДН по Σ каналу, дБм / его отклонение от направления формирования луча, град | -35,13/0,25 | -34,88/1,5 |
| Ширина ДН по Σ каналу по уровню -3 дБ, град | 9,1 | 8,9 |
| УБЛ ДН по Σ каналу, дБ | -27,22/-23,16 | -21,17/-26,32 |
| Разность уровней боковых лепестков ДН по Σ каналу, дБ | 4,06 | 5,15 |
| Угловые положения боковых лепестков ДН по Σ каналу, град | -16,5/12,5 | -12,5/16 |
| Глубина провала ДН по Δ каналу, дБм / его отклонение от направления формирования луча, град | -72,47/0,5 | -66,93/1,5 |
| Угловые положения максимумов ДН по Δ каналу, град | -6/5,5 | -4,5/7,5 |
| Разность уровней максимумов ДН по Δ каналу, дБ | 3,07 | 0,43 |

Измеренные ДН ФАР могут быть использованы для определения обобщенных ДН интегрированных излучателей-фазовращателей, по которым можно судить о качестве изготовления используемых элементов. На рис. 4.5 представлена ДН интегрированного элемента полотна ФАР (сплошная линия) и ее аппроксимация с помощью функции косинуса, возведенной в степень $n = 0,82$ (пунктирная линия). Величина степени определялась по минимуму суммы квадратов разности значений построенной ДН и функции $(\cos\theta)^n$ для ряда значений углов сканирования. На этом рисунке также показан график зависимости

$(\cos \theta)^{0,5}$ для идеализированного излучателя в составе решетки (штрихпунктирная линия).

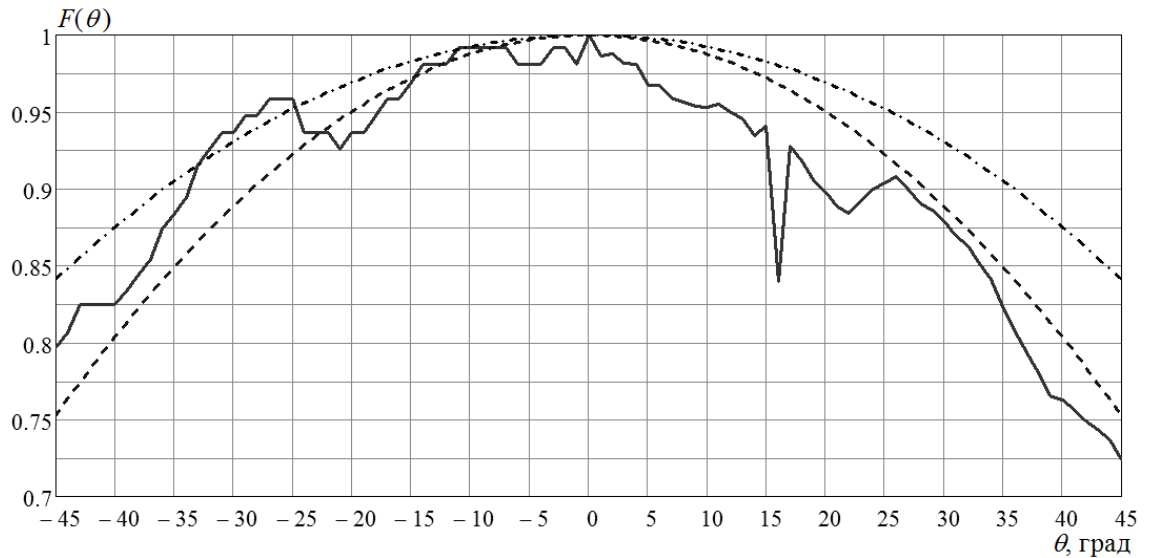


Рис. 4.5. Нормированная ДН интегрированного элемента

Как следует из рис. 4.5, в измеренной ДН наблюдаются резкие провалы в направлениях, гораздо меньших, чем направления возникновения интерференционных максимумов ДН АР (см. рис. 2.27). Эти провалы, скорее всего, связаны как с эффектами взаимодействия соседних излучателей, так и с возможными резонансными эффектами внутри интегрированных излучателей-фазовращателей, физическая природа которых рассмотрена в разделе 2.4.

На основании проведенных исследований, в частности, представленных выше, можно сделать вывод, что при классическом управлении фазовым распределением по элементам полотна ФАР при формировании луча в направлении на границу сектора сканирования 45° фактические углы отклонения максимума суммарной ДН и минимумов разностных ДН отличаются от требуемых на величину, достигающую $100' \dots 120'$.

Одним из вариантов повышения точности установки луча является коррекция фазового распределения по раскрытию АР (для устранения квазидетерминированных составляющих ошибок), для чего нужно проводить дополни-

тельные исследования причин отличия фактического фазового распределения по раскрыву АР от требуемого.

4.2. Краевые эффекты и их влияние на точность пеленгования

Из литературы [76] известно, что наличие краевых эффектов в антенной решетке конечного размера может приводить к отклонению главного лепестка суммарной ДН и минимума разностной ДН от задаваемого направления сканирования. Рассмотрим влияние этого эффекта на примере двух линейных антенных решеток:

- 1) щелевая антенная решетка;
- 2) антенная решетка из диэлектрических стержневых излучателей, оканчивающихся усеченными конусами.

В первом случае рассматривается излучение линейной системы щелей, расположенных на проводящей полуплоскости на заданном расстоянии D от ее края. В [76] приведены соотношения, позволяющие рассчитать характеристику направленности такой антенной решетки с различными геометрическими размерами и вариантами возбуждения.

Предположим, что исследуемая АР имеет следующие геометрические параметры: длина АР $L = 10\lambda$; шаг расположения щелей $\lambda/2$; число щелей 20; расстояние от первой щели АР до ребра полуплоскости равно $D = 0$.

Рассматривается случай равномерного амплитудного распределения. На рис. 4.6 представлен график зависимости ошибки установки луча $\Delta\theta_0 = \theta_0 - \theta_{0\text{факт}}$ от угла сканирования для рассмотренной АР при отклонении луча вплоть до 60° от нормали к излучающей апертуре.

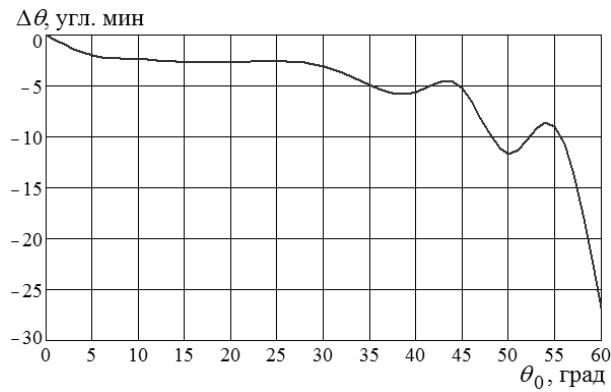


Рис. 4.6. График зависимости ошибки установки луча от угла сканирования

На рис. 4.7 приведены рассчитанные нормированные ДН антенны для ряда значений θ_0 . По горизонтальной оси графика откладывается величина угла θ , выраженная в угловых минутах. Шаг изменения угла θ выбирался равным $1'$.

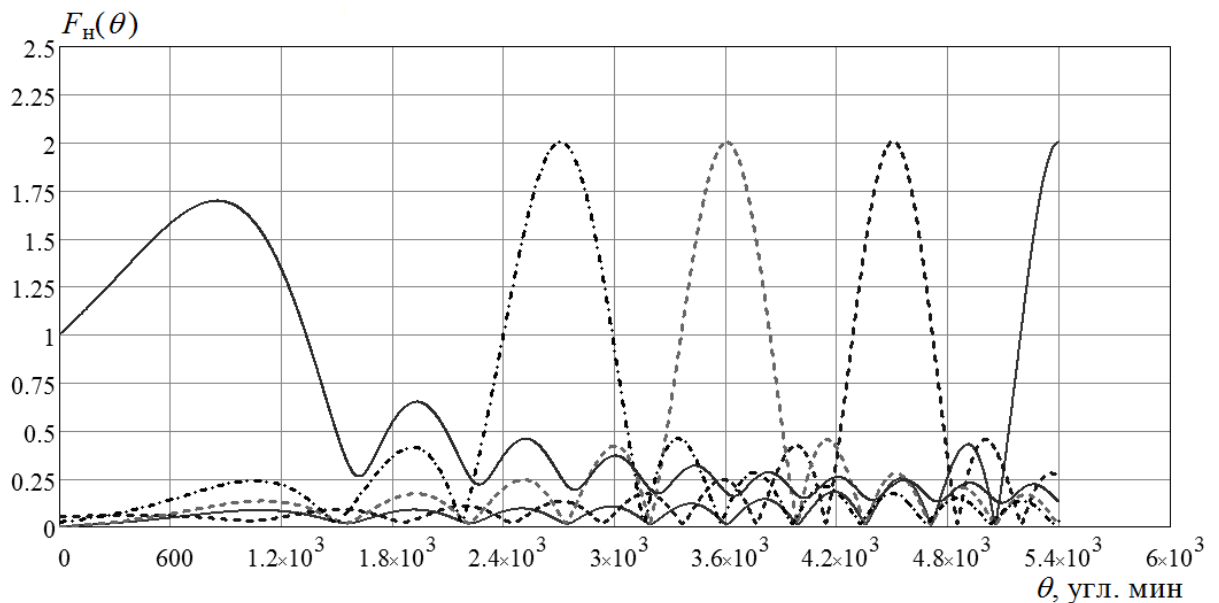


Рис. 4.7. Нормированные ДН 20-элементной щелевой АР на полуплоскости при различных значениях угла отклонения луча

На рис. 4.8 показаны нормированные ДН антенны, рассчитанные для фиксированного значения $\theta_0 = 0^\circ$ при разных значениях параметра D , характеризующего удаленность первого элемента АР от края полуплоскости. По горизонтальной оси графика откладывается величина угла θ , выраженная в угловых минутах, с шагом $1'$. Из приведенных графиков следует, что увеличение рас-

стояния от первой щели АР до ребра полуплоскости приводит к снижению ошибки установки луча ДН.

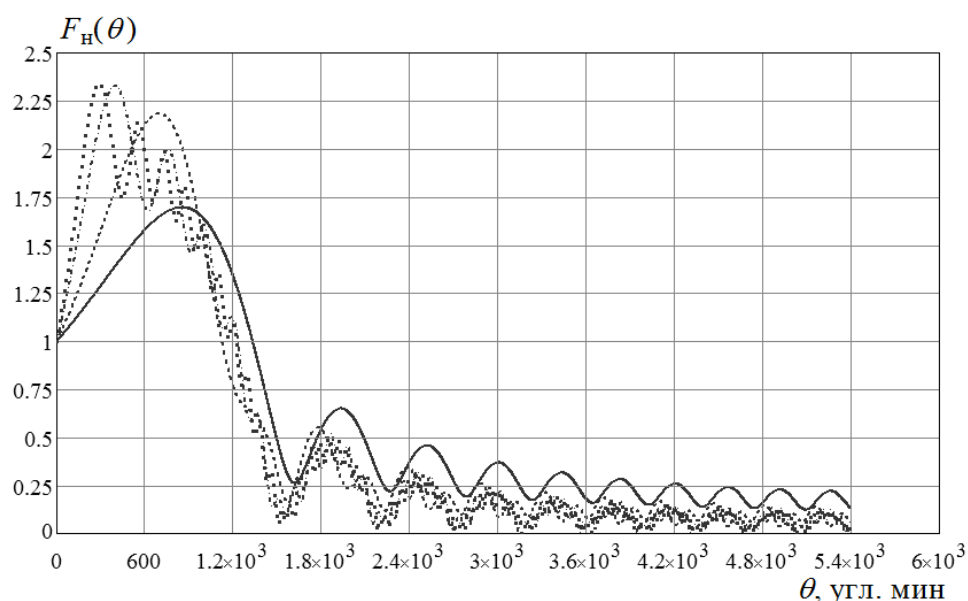


Рис. 4.8. Нормированные ДН 20-элементной щелевой АР на полуплоскости при формировании луча в направлении $\theta_0 = 0^\circ$ при различных значениях D :

сплошная линия – $D = 0$; пунктирная линия – $D = 1L$;

штрихпунктирная линия – $D = 5L$; точечная линия – $D = 10L$

Наибольший практический интерес представляет исследование характеристик направленности ФАР в виде круглого раскрыва из 187 излучателей. Однако моделирование такой решетки является достаточно трудоемкой задачей. Поэтому для выявления основных закономерностей в краевых эффектах рассматривалась модель линейной антенной решетки, состоящей из диэлектрических стержневых излучателей. В известной литературе для подобных излучателей, в отличие от щелей, не приводится математический аппарат для расчета характеристик направленности с учетом влияния краевых эффектов. Поэтому было проведено электродинамическое моделирование характеристики направленности ФАР на примере 15-элементной АР, расположенной над конечным проводящим экраном квадратной формы с размером стороны примерно 14λ (рис. 4.9). Каждый излучатель представляет собой диэлектрический стержень диаметром $0,56\lambda$ и длиной 3λ .

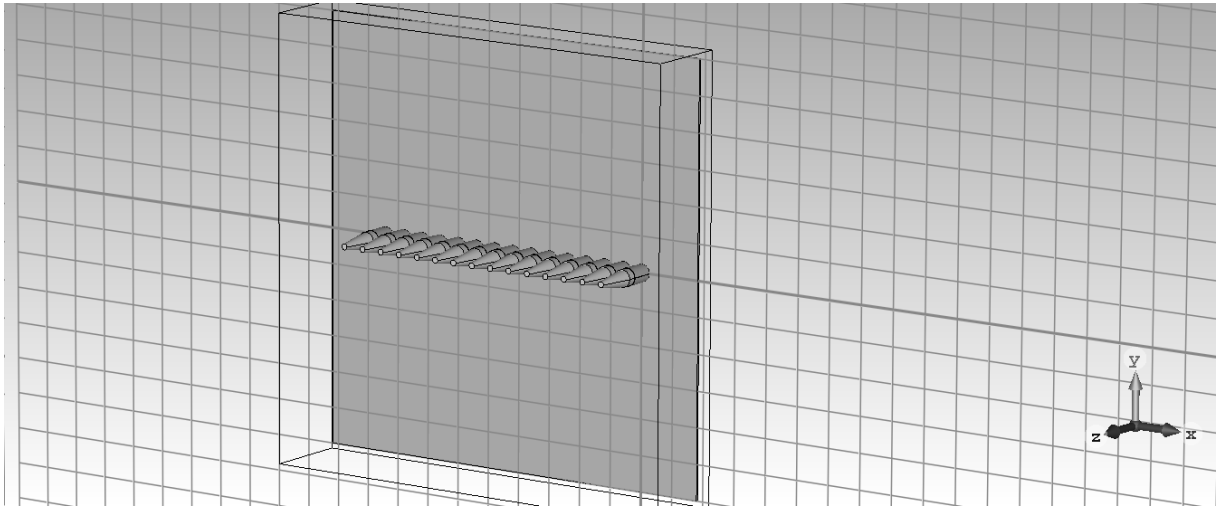


Рис. 4.9. Модель исследуемой 15-элементной АР из диэлектрических стержневых излучателей над плоским проводящим экраном

Результаты электродинамического моделирования характеристики направленности указанной АР в масштабе КНД представлены на рис. 4.10. Угол сканирования менялся в диапазоне углов от 0° до 45° с шагом 5° .

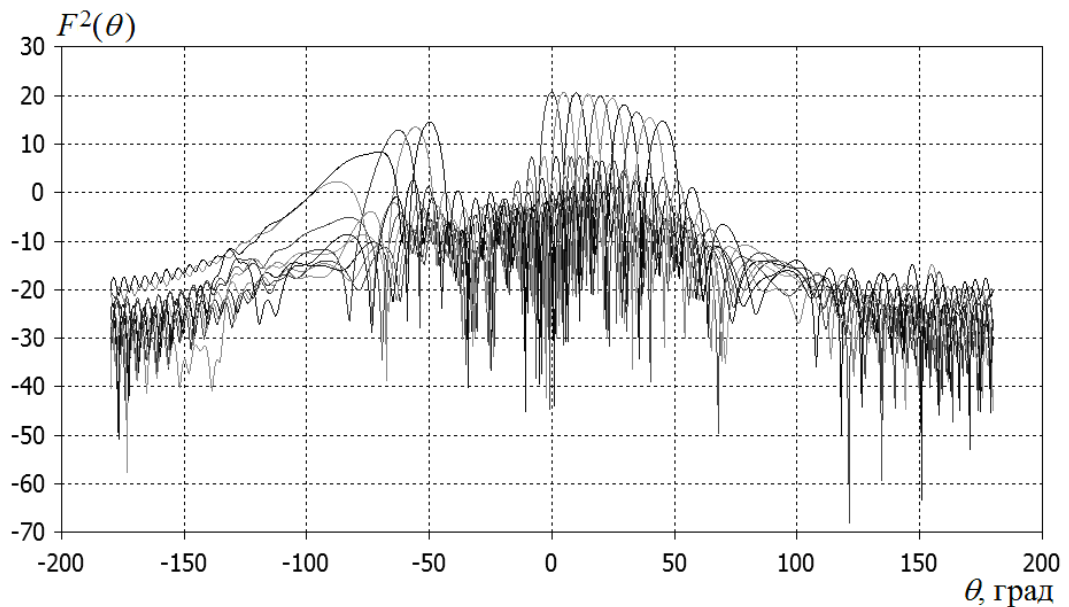


Рис. 4.10. ДН исследуемой антенны при отклонении луча на разные углы

Анализ полученных ДН показал, что при формировании ДН для заданного угла сканирования θ_0 наблюдается ошибка установки луча $\Delta\theta_{0\text{кр.эф}} = \theta_0 - \theta_{0\text{факт}}$, где $\theta_{0\text{факт}}$ – значение угла, определенное по рассчитан-

ной в программе ДН. График зависимости ошибки установки луча $\Delta\theta_0$ от угла θ_0 изображен на рис. 4.11.

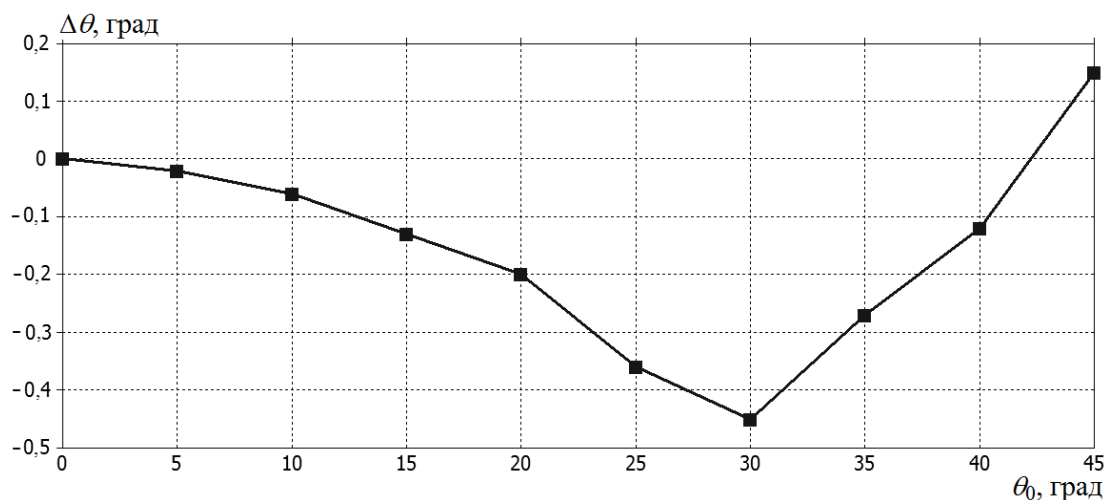


Рис. 4.11. График зависимости ошибки установки луча от величины угла отклонения луча

Из представленных результатов следует, что ошибка установки луча в такой АР при сканировании в секторе углов с верхней границей 45° может достигать почти $0,5^\circ$. Эту ошибку можно считать детерминированной и учитывать ее при введении корректировочной поправки для повышения точности пеленгования с помощью АР подобного типа.

Как видно из приводимых выше кривых, величина краевого эффекта ко всему прочему существенно зависит от типа используемых излучателей. Если для волноводно-щелевых АР эта зависимость от угла сканирования более слабая, то для АР из диэлектрических стержневых излучателей эта зависимость имеет экстремальный по углу сканирования характер, что существенно изменяет точность пеленгования.

4.3. Анализ детерминированных ошибок установки луча в сканирующих ФАР

Как следует из приводимых ниже результатов экспериментальных исследований, зависимость точности установки луча в секторе ФАР имеет детерминированную и случайную составляющие, причем значения каждой составляющей зависят от направления фазирования θ_0 .

Детерминированные ошибки, обусловленные различием максимумов разностных ДН и ошибкам краевых эффектов, имеют схожую физическую природу. Поэтому суммарная детерминированная ошибка установки минимума разностной ДН $\Delta\theta_d$ определяется суммой этих ошибок:

$$\Delta\theta_d = \Delta\theta_{0\text{кр}} + \Delta\theta_{0\text{кр.эф}}, \quad (4.1)$$

где $\Delta\theta_{0\text{кр}}$ – ошибка из-за различия максимумов разностных ДН для ФАР в виде круглой апертуры с соответствующим амплитудным распределением; $\Delta\theta_{0\text{кр.эф}}$ – ошибка из-за краевых эффектов.

Полная ошибка пеленгования $\Delta\theta_\Sigma$ состоит из детерминированной $\Delta\theta_d$ и случайной $\Delta\theta_{\text{сл}}$ ошибок:

$$\Delta\theta_\Sigma = \Delta\theta_d + \Delta\theta_{\text{сл}}. \quad (4.2)$$

И если первая ошибка в (4.2) имеет физическую природу и достаточно устойчива по отношению к технологии производства, то случайная составляющая в (4.2) определяется уровнем технологии производства отдельных узлов и элементов ФАР (в первую очередь технологией изготовления интегрированных излучателей-фазовращателей), а также их сборкой.

Детерминированная составляющая в (4.1) может быть аппроксимирована (в простейшем случае линейной функцией) из условия минимизации величины $\sum_j [\Delta\theta_\phi(\theta_j) - \Delta\theta_d(\theta_j)]^2$, где $\Delta\theta_\phi(\theta_j)$ – фактическая ошибка установки луча при угле сканирования θ_j ;

$$\Delta\theta_{\text{д}} = \alpha\theta_0. \quad (4.3)$$

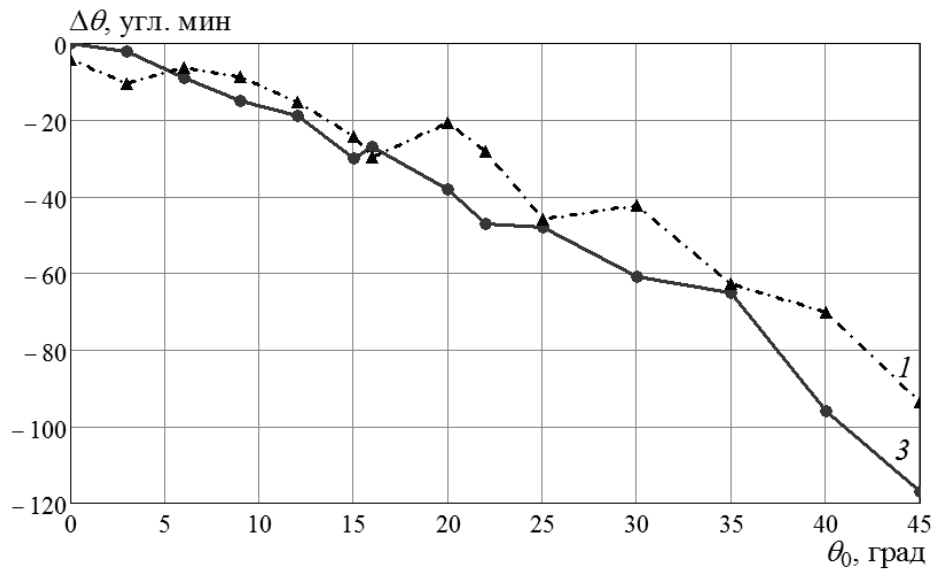
Дисперсия случайной составляющей $\sigma_{\text{сл}}$ может быть определена экспериментально с помощью усреднения $\Delta\theta_{\Sigma}$ по всем фазовым подставкам $\delta_i = 0^\circ, 30^\circ, \dots, 330^\circ$ для каждого значения угла фазирования θ_0 :

$$\sigma_{\text{сл}}^2 = \sum_i \Delta\theta_{\text{ср}i}^2, \quad (4.4)$$

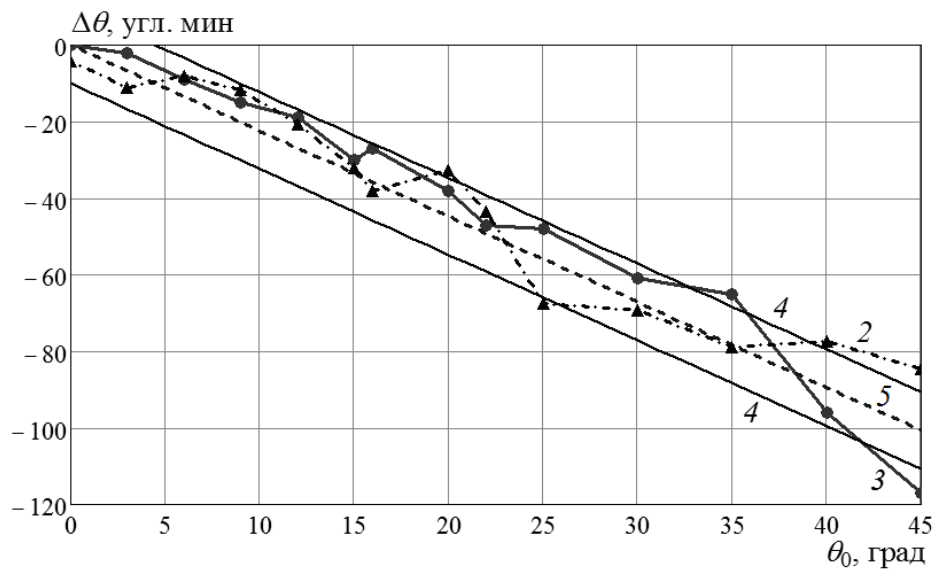
где $\Delta\theta_{\text{ср}i}$ – среднее значение ошибки установки луча при i -й фазовой подставке δ_i .

Операцию выделения детерминированной составляющей $\Delta\theta_{\text{д}}$ и дисперсии ошибок пеленгования $\sigma_{\text{сл}}$ целесообразно проводить на каждой средней частоте ω_k k -го поддиапазона частот, на которые разбивается весь рабочий диапазон ФАР.

На рис. 4.12 представлены экспериментально-теоретические зависимости детерминированных ошибок в азимутальном секторе сканирования из-за разности максимумов разностной ДН. Здесь обозначено: кривая 1 – зависимость, рассчитанная по соотношению (3.54), в котором использованы значения A_1, A_2 , полученные из экспериментальных исследований; кривая 2 – теоретическая суммарная зависимость $\Delta\theta_{\text{д}}$ с учетом краевых эффектов, рассчитанная по соотношению (4.1); кривая 3 – экспериментально измеренная зависимость (соотношение (4.2)) от угла фазирования θ_0 . Понятно, что использование кривой на рис. 4.11 в определении суммарной ошибки (4.1) является не вполне корректным, так как $\Delta\theta_{0\text{кр.эф}}$ рассчитана для излучателей, изображенных на рис. 4.9. Однако соотношение (4.1) показывает правильную качественную закономерность в необходимости учета краевых эффектов при пеленговании с помощью малоразмерных ФАР в секторе сканирования.



a)



б)

Рис. 4.12. Графики зависимости ошибки установки луча в рабочем секторе углов сканирования

Как видно из представленного рисунка, во-первых, кривые $\Delta\theta_{\text{д}}$ существенно зависят от угла фазирования θ_0 в секторе $0 \dots 45^\circ$ и близки к линейной зависимости (кривая 5 на рис. 4.12). Во-вторых, экспериментальная $\Delta\theta_{\text{дэксп}}$ (кривая 3) и теоретическая $\Delta\theta_{\text{дтеор}}$ (кривая 2) зависимости детерминированной составляющей достаточно хорошо совпадают друг с другом. Кроме того, случайные отклонения расчетной и экспериментальной кривых 2 и 3 в значительной

части сектора сканирования лежат примерно в интервале $\pm\sigma$ (прямые сплошные линии 4 на рис. 4.12, б), которая в соответствии с представленными в разделах 4.3 и 4.4 в худшем случае составляет 8,5', и лишь в секторе углов, близких к 45°, границы интервала ошибок возрастают.

Процедура определения коэффициента α в соотношении (4.3) и дисперсии σ изложена в разделе 4.4. Суть этой процедуры заключается в том, что для каждого угла фазирования θ_0 меняется начальное фазовое распределение по апертуре при сохранении общего закона распределения между излучателями. Начальное фазовое распределение меняется в секторе значений начальных фаз $[0^\circ, 330^\circ]$ с шагом $\delta = 30^\circ$. При этом измерение характеристик ФАР проводится для каждого значения начальной фазы δ_n ($\delta_n = \delta \cdot n$, $n = 0, 1, \dots, 11$) и каждого угла фазирования θ_0 .

4.4. Исследование влияния фазовой подставки на точность пеленгования

Нелинейность и нестабильность амплитудно-фазовых характеристик исследуемых макетов можно оценить по зависимости характеристик направленности ФАР от начальной фазы δ каждого интегрированного ИФ. Понятно, что при изменении начальной фазы δ и при сохранении требуемого закона фазирования характеристики ФАР должны быть неизменными. Однако экспериментальные результаты показали существенную зависимость характеристик ФАР от величины начальной фазы δ (в дальнейшем δ названа фазовой подставкой).

Изменение характеристик ФАР от фазовой подставки существенно зависит от «качества» используемых излучателей-фазовращателей. Поэтому для оценки случайных компонентов ошибки установки луча проводилась серия исследований, связанных с особенностями формирования в БУЛ начального фазового распределения, которое с помощью интегрированных ИФ трансформируется в линейный фазовый фронт волны на выходе антенны.

Для определения вклада случайных ошибок ФВ были проведены эксперименты по влиянию начальной фазы δ в каждом ФВ на ДН ФАР в суммарном и разностных каналах. При проведении этих экспериментов начальная фаза используемых ФВ δ изменялась дискретно в интервале от 0° до 330° с шагом 30° .

В качестве примера в табл. 4.4 приведены измеренные параметры разностной ДН в азимутальной плоскости ($\varphi = 0^\circ$) для разных значений δ . Уровень мощности, измеренный в направлении максимума суммарной ДН, составил $P_{\Sigma\text{макс}} = -32,84$ дБм (при $\delta = 30^\circ$).

Таблица 4.4. Параметры ДН ФАР № 1 по разностному каналу в плоскости $\varphi = 0^\circ$ при формировании луча по нормали к раскрытию для разных значений δ

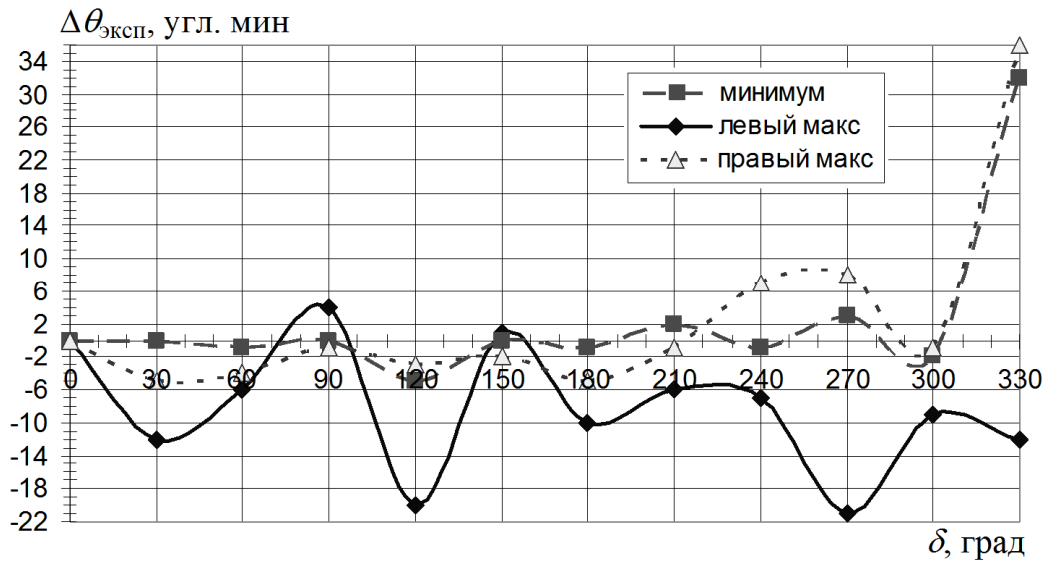
| δ , град | $P_{\Delta\text{мин}}$, дБм | $\theta_{\text{факт}}$ | $P_{\Delta\text{макс1}}$, дБм | $\theta_{\text{макс1}}$ | $P_{\Delta\text{макс2}}$, дБм | $\theta_{\text{макс2}}$ |
|-----------------|------------------------------|------------------------|--------------------------------|-------------------------|--------------------------------|-------------------------|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 0 | -70,27 | 67°02' | -41,18 | 62°58' | -41,58 | 71°08' |
| 30 | -68,75 | 67°02' | -41,09 | 62°46' | -41,58 | 71°03' |
| 60 | -67,51 | 67°01' | -41,02 | 62°52' | -41,38 | 71°04' |
| 90 | -66,84 | 67°02' | -41,16 | 63°02' | -41,28 | 71°07' |
| 120 | -67,71 | 66°57' | -41,26 | 62°38' | -41,46 | 71°05' |
| 150 | -69,37 | 67°02' | -41,35 | 62°59' | -41,59 | 71°06' |
| 180 | -69,17 | 67°01' | -41,32 | 62°48' | -41,63 | 71°03' |
| 210 | -68,84 | 67°04' | -41,26 | 62°52' | -41,56 | 71°07' |
| 240 | -67,82 | 67°01' | -41,21 | 62°51' | -41,54 | 71°15' |
| 270 | -68,43 | 67°05' | -41,26 | 62°37' | -41,58 | 71°16' |
| 300 | -69,00 | 67°00' | -41,23 | 62°49' | -41,57 | 71°07' |
| 330 | -70,46 | 67°34' | -41,25 | 62°46' | -41,62 | 71°44' |

Для наглядности и удобства анализа степени влияния подставки δ на параметры разностной ДН (изменение исследуемых величин, представленных в столбцах № 2–7 табл. 4.4) все кривые на приведенных ниже графиках рассчитаны относительно своих опорных значений, наблюдаемых при $\delta = 0^\circ$. Экспериментальные результаты измерения представлены для двух случаев положения

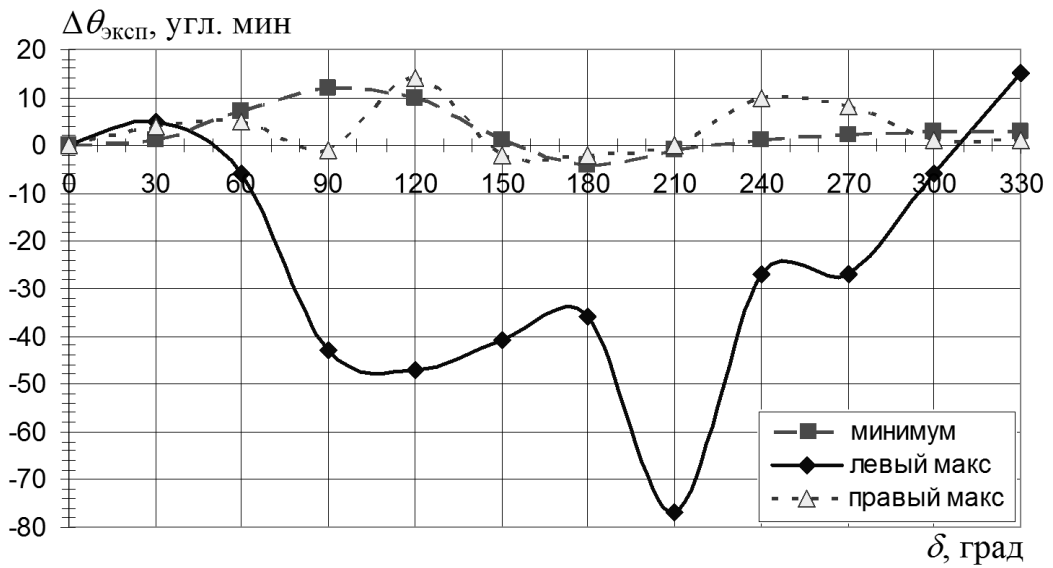
луча суммарной ДН: 1) луч формируется по нормали к раскрытию излучающего полотна $\theta_0 = 0^\circ$; 2) луч отклоняется в азимутальной плоскости на $\theta_0 = 45^\circ$.

На рис. 4.13 показаны экспериментальные зависимости значений отклонения минимума $\theta_{0\text{факт}}$ и максимумов $\theta_{\Delta\text{макс}1}$ и $\theta_{\Delta\text{макс}2}$ разностной ДН от величины фазовой подставки δ . При этом за нулевое значение отклонения минимума или максимумов РДН принималось отклонение при $\delta = 0^\circ$, то есть

$$\Delta\theta_{\text{эксп}}(\delta_n) = \theta_0(\delta_n) - \theta_0(0^\circ), n = 1, 2, \dots, N.$$



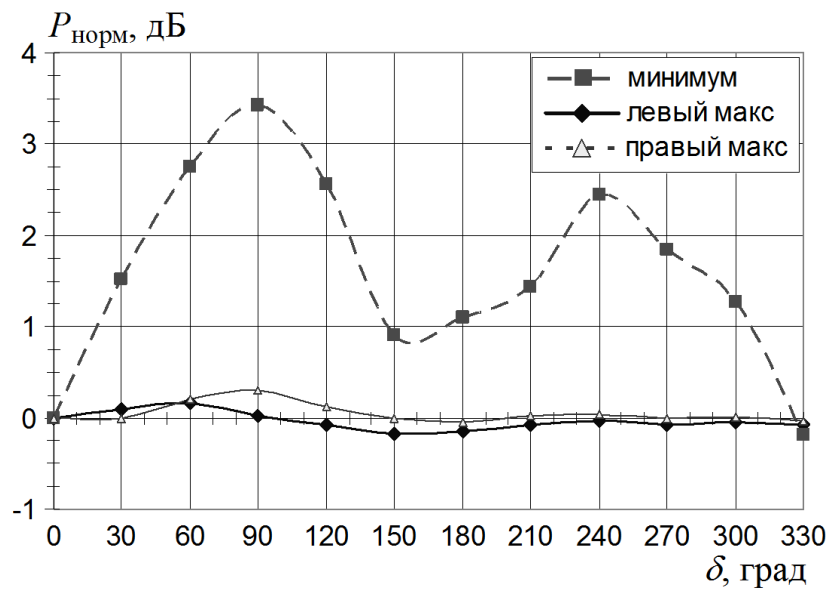
a)



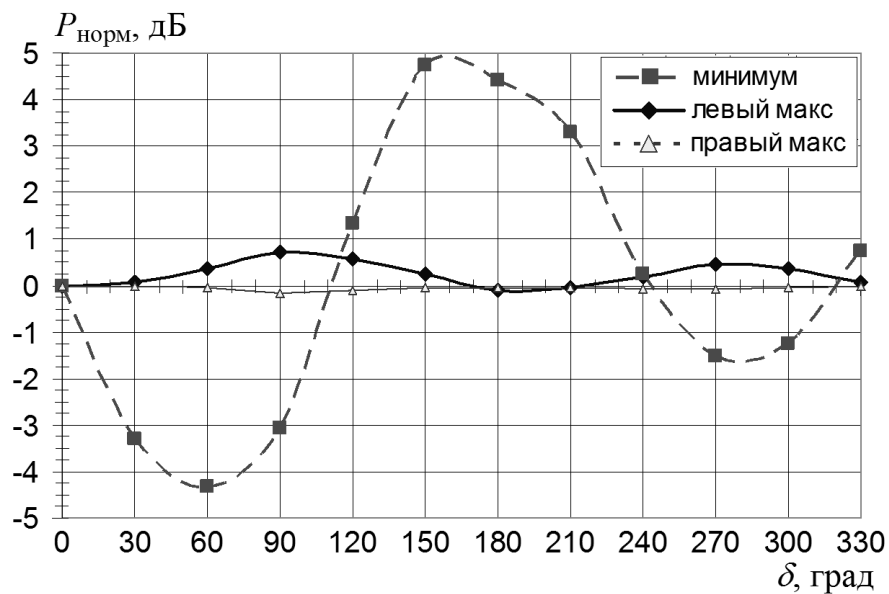
б)

Рис. 4.13. Графики зависимости изменения угловых положений минимума и максимумов разностной ДН ФАР №1 от величины фазовой подставки δ в азимутальной плоскости: $a - \theta_0 = 0^\circ$; $b - \theta_0 = 45^\circ$

На рис. 4.14 представлены зависимости измеренного уровня мощности в направлениях минимума и максимумов разностной ДН, нормированного относительно значения мощности для фазовой подставки $\delta = 0^\circ$, от величины фазовой подставки δ .



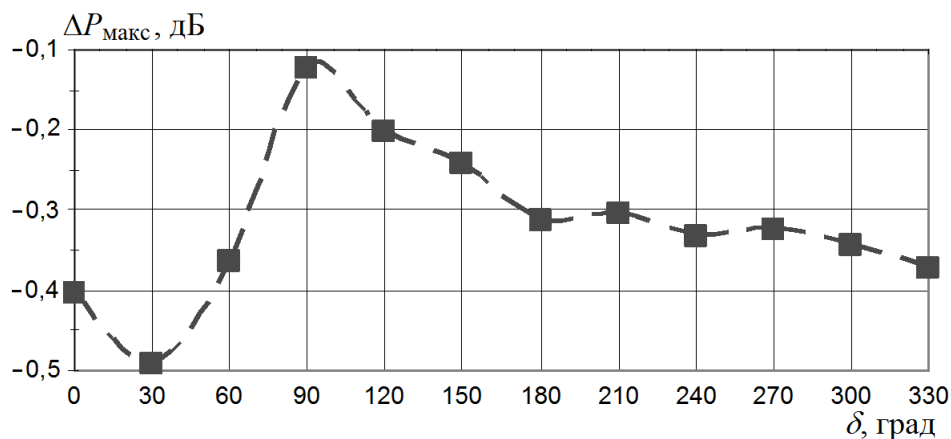
a)



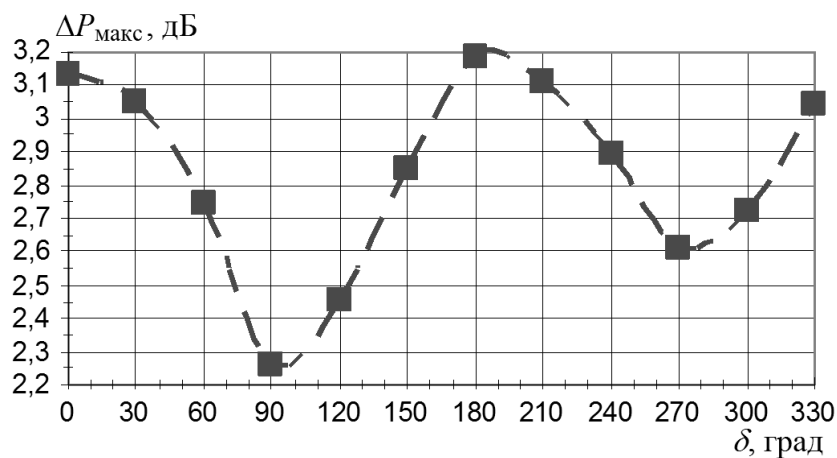
b)

Рис. 4.14. Графики зависимости нормированного уровня мощности минимума и максимумов разностной ДН ФАР №1 от величины фазовой подставки δ в азимутальной плоскости: $a - \theta_0 = 0^\circ$; $b - \theta_0 = 45^\circ$

На рис. 4.15 показана зависимость величины разности между максимумами разностной ДН в азимутальной плоскости от величины фазовой подставки δ .



а)



б)

Рис. 4.15. Графики зависимости величины разности между максимумами РДН ФАР №1 от величины фазовой подставки δ в азимутальной плоскости:

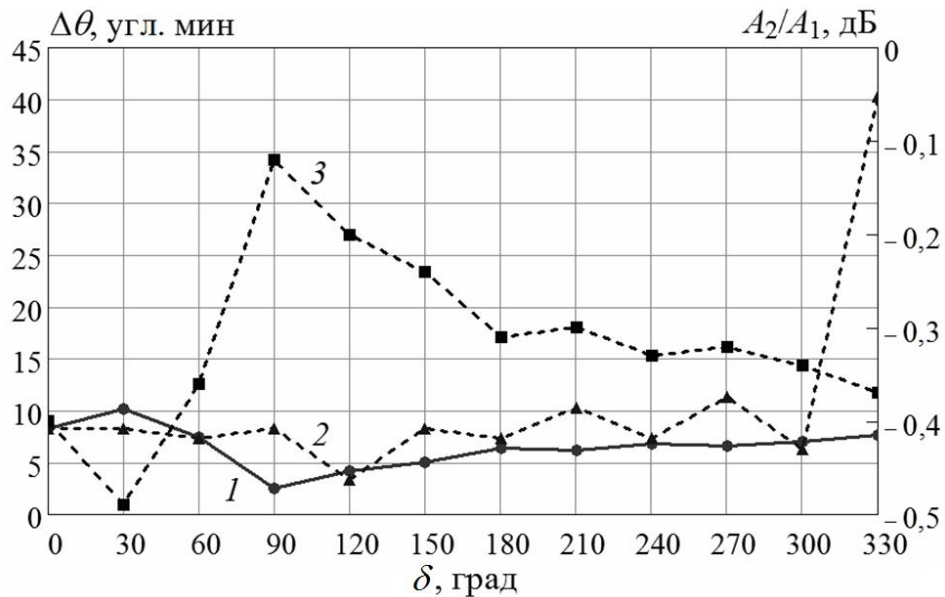
$$a - \theta_0 = 0^\circ; b - \theta_0 = 45^\circ$$

Как следует из представленных результатов, величина фазовой подставки δ , задающей начальную фазу на всех элементах ФАР, значительно влияет на параметры ДН ФАР по разностным каналам: глубину минимума ДН, величину

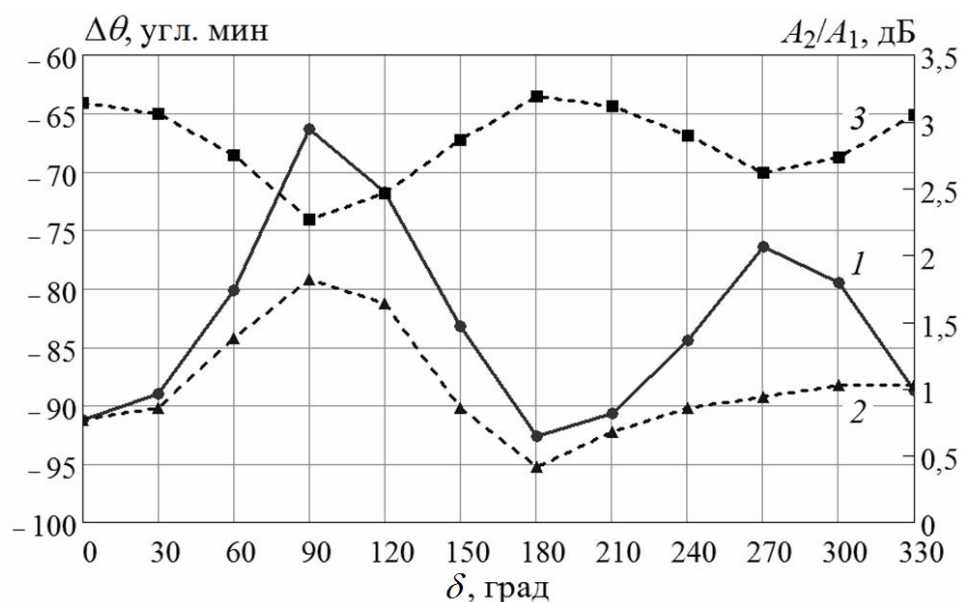
падения уровней максимума ДН по разностному каналу относительно максимума ДН по суммарному каналу, разность уровней максимумов ДН.

На рис. 4.16 представлены совмещенные графики зависимости измеренных значений отношений максимумов разностной ДН A_2/A_1 (кривые 3) и зависимости ошибки установки луча, рассчитанной по теоретическому соотношению (3.54) для найденных значений A_2/A_1 , (кривые 1) от величины δ .

Из кривой 3 следует, что при фазовой подставке $\delta = 0^\circ$ экспериментальное значение разности максимумов разностной ДН составляет -0,4 дБ при $\theta_0 = 0^\circ$ и 3,16 дБ при $\theta_0 = 45^\circ$. Для указанных значений A_2/A_1 теоретическая оценка положения минимума разностной ДН равна соответственно $8'$ и $-92'$. Далее с учетом полученной оценки можно провести корректировку углового положения оптической оси антенны на величины $-8'$ и $92'$. В результате на рис. 4.16 показаны получившиеся скорректированные экспериментальные зависимости (кривые 2).



a)



б)

Рис. 4.16. Графики теоретической (кривая 1) и скорректированной экспериментальной (кривая 2) зависимости отклонения минимума разностной ДН ФАР в азимутальной плоскости при $\theta_0 = 0^\circ$ (а) и $\theta_0 = 45^\circ$ (б) от величины δ

Из рис. 4.16 видно, что при изменении величины фазовой подставки δ происходит изменение разности максимумов разностной ДН, и поведение скорректированной экспериментальной кривой 2 достаточно хорошо согласуется с поведением кривой 1.

Таким образом, сравнение экспериментальных и теоретических кривых с учетом внесенной коррекции показывает достаточно хорошую общую закономерность в их поведении даже при проведении коррекции экспериментальных кривых на величину в одной точке при $\delta = 0^\circ$.

4.5. Корректировка результатов экспериментальных исследований в соответствии с теоретическими оценками

Проведенная в предыдущем разделе коррекция экспериментальных результатов справедлива в том случае, когда для каждой ошибки определения пеленга смещение фактической оптической оси антенны неизменно и не зависит от величины фазовой подставки. В реальности для каждой фазовой подставки

оказывается различным отношение максимумов A_2/A_1 разностных ДН, и в соответствии формулой (3.54) наблюдаются различные смещения оптической оси (рис. 4.17). Поэтому логично ввести некоторое среднее $\Delta\theta_{\text{ср теор}}$ (по всем фазовым подставкам) смещение оптической оси и определить значение СКО этого смещения $\sigma_{\text{теор}}$. Соответствующие выражения и кривые, полученные по этим формулам, приведены далее.

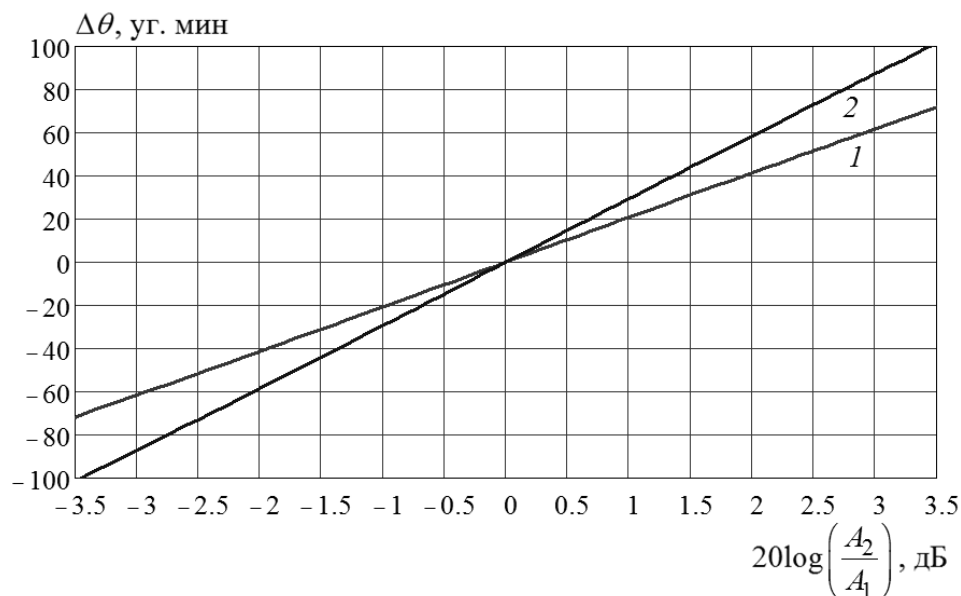


Рис. 4.17. Графики расчетной зависимости смещения оптической оси антенны от A_2/A_1 для круглой апертуры с размером $ka = 30$: 1 – $\theta_0 = 0^\circ$; 2 – $\theta_0 = 45^\circ$

На рис. 4.18 и 4.19 приведены следующие графики для макета ФАР № 1: на рисунках, обозначенных *a*), изображены известные кривые при условии проведенной коррекции экспериментальных данных при фазовой подставке $\delta = 0^\circ$ (на этих рисунках кривая 1 – расчет отклонения минимума разностной ДН по теоретической формуле на основе экспериментальных данных о разности максимумов разностной ДН; кривая 2 – измеренные значения отклонения минимума разностной ДН, скорректированные на величину $\Delta\theta_{\text{теор}}$ при фазовой подставке $\delta = 0^\circ$);

на рисунках, обозначенных *б*), изображены кривые при условии проведенной коррекции экспериментальных данных относительно среднего смеще-

ния $\Delta\theta_{\text{ср теор}}$, полученного по всем фазовым подставкам (на этих рисунках кривая 1 – расчет отклонения по теоретической формуле на основе экспериментальных данных о разности максимумов разностной ДН; кривая 2 – измеренные значения отклонения минимума разностной ДН, скорректированные на величину $\Delta\theta_{\text{ср теор}}$; кривые 3 и 4 – границы возможного отклонения минимума разностной ДН, рассчитанные относительно среднего значения $\Delta\theta_{\text{ср теор}}$ как $\pm 3\sigma_{\text{теор}}$). При построении кривой 2, показывающей зависимость скорректированных экспериментальных данных $\Delta\theta_{\text{кор эксп } n}$ от величины δ , использовались следующие соотношения:

$$\Delta\theta_{\text{кор эксп } n} = \Delta\theta_{\text{эксп } n} + \Delta\theta_{\text{ср теор}}, \quad (5.1)$$

где $\Delta\theta_{\text{эксп } n}$ – экспериментальное значение отклонения минимума разностной ДН, измеренное при n -м значении фазовой подставки δ_n ; $\Delta\theta_{\text{ср теор}}$ – среднее значение отклонения минимума разностной ДН, рассчитанное по теоретической кривой 1 следующим образом:

$$\Delta\theta_{\text{ср теор}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \Delta\theta_{\text{теор } n}, \quad (5.2)$$

где N – число точек измерения (число исследуемых фазовых подставок); $\Delta\theta_{\text{теор } n}$ – значение отклонения минимума разностной ДН, рассчитанное по теоретической формуле на основе экспериментальных данных о разности максимумов разностной ДН при n -м значении фазовой подставки δ_n .

Величина СКО $\sigma_{\text{теор}}$ рассчитывалась по соотношению

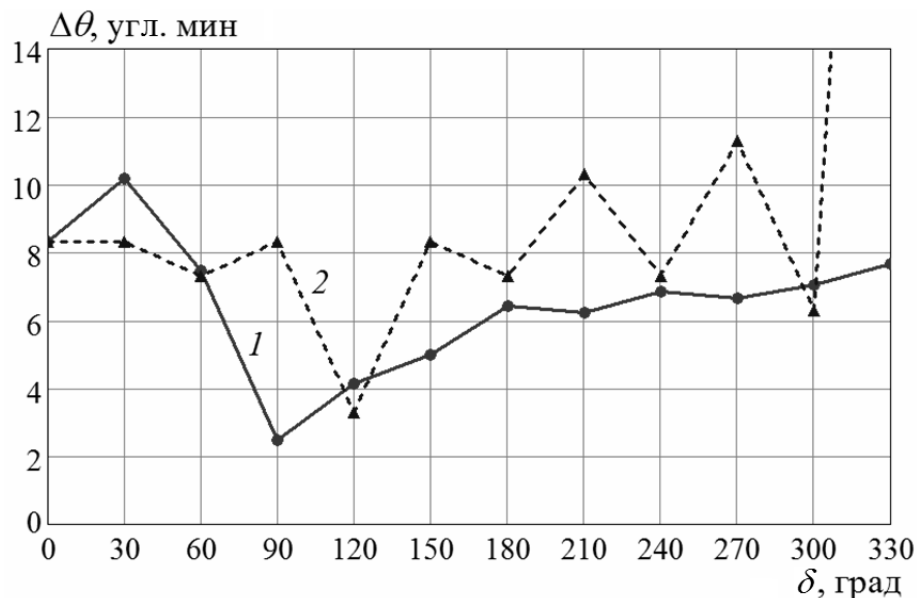
$$\sigma_{\text{теор}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\Delta\theta_{\text{теор } n} - \Delta\theta_{\text{ср теор}})^2}. \quad (5.3)$$

В соответствии с формулами (5.2) и (5.3) для двух направлений формирования луча ДН ФАР ($\theta_0 = 0^\circ$ и 45°) в азимутальной плоскости $\varphi = 0^\circ$ были определены величины среднего значения отклонения оптической оси антенны и СКО этого смещения:

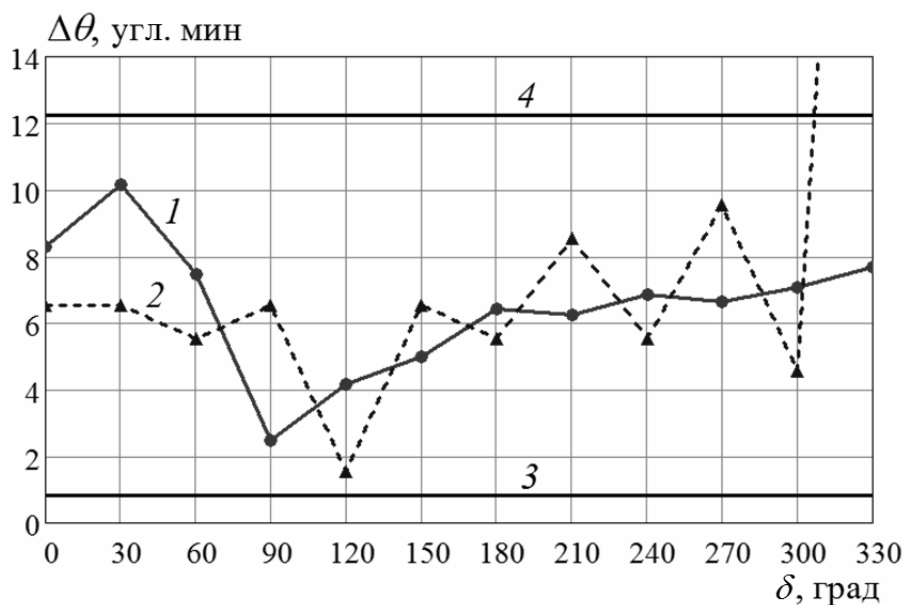
для случая $\theta_0 = 0^\circ$ находим $\Delta\theta_{\text{ср теор}} = 6,5'$, $\sigma_{\text{теор}} = 1,9'$ (рис. 4.18);

для случая $\theta_0 = 45^\circ$ имеем $\Delta\theta_{\text{ср теор}} = -82,8'$, $\sigma_{\text{теор}} = 8'$ (рис. 4.19).

Как видно из представленных на рис. 4.18 и 4.19 графиков, реальные ошибки в рассмотренных случаях устойчиво находятся в пределах $\pm 3\sigma_{\text{теор}}$ (кривые 3 и 4).

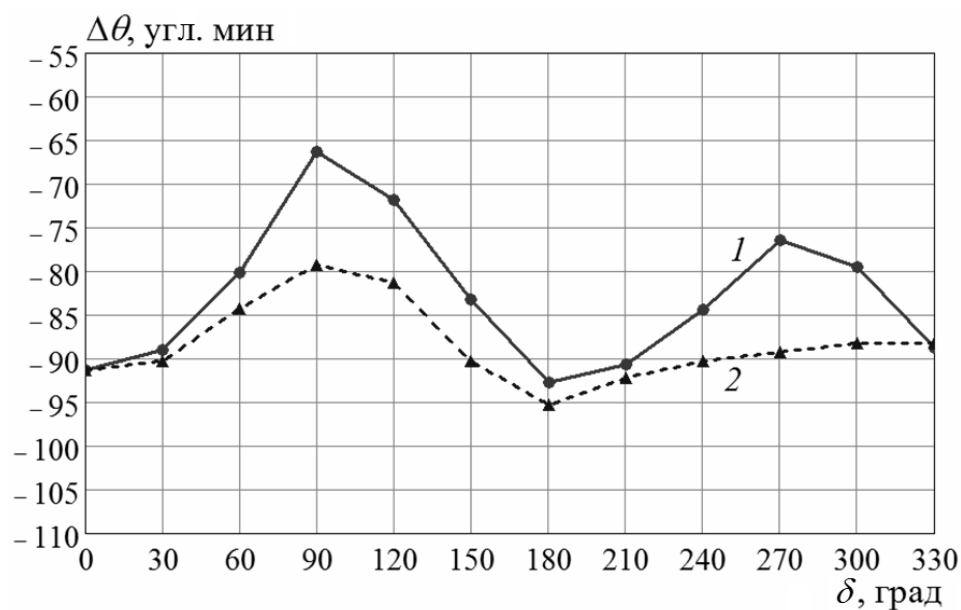


a)

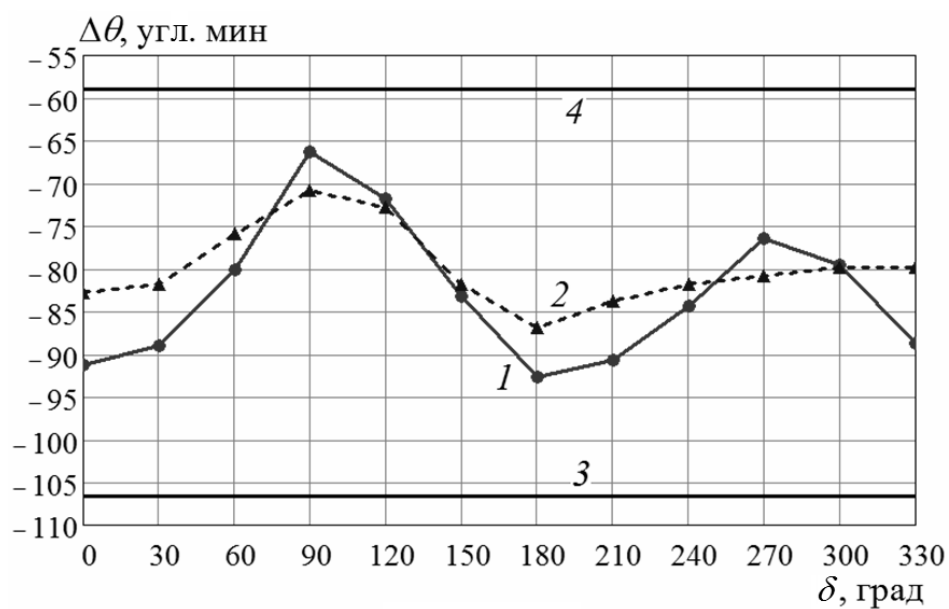


b)

Рис. 4.18. Графики теоретической (кривая 1) и скорректированной экспериментальной (кривая 2) зависимостей отклонения минимума разностной ДН ФАР №1 в азимутальной плоскости при формировании луча ДН по нормали от δ



a)



б)

Рис. 4.19. Графики теоретической (кривая 1) и скорректированной экспериментальной (кривая 2) зависимостей отклонения минимума разностной ДН ФАР №1 в азимутальной плоскости при отклонении луча на 45° в этой плоскости от δ

В табл. 4.5 (столбцы 4 и 5) приведены итоговые данные по результатам «усредненной корректировки» экспериментальных данных. В столбце 6 представлены максимальные отличия $\Delta\theta_{\text{макс}}$ для кривых 1 и 2, показанных на рис. 4.18, б и 4.19, б. В столбце 8 приведены значения СКО $\sigma_{\Delta\theta_{\text{ОСШ}}}$ отклонения

минимума разностной ДН, рассчитанные в соответствии с графиками на рис. 4.20 для измеренного значения ОСШ (столбец 7). В столбцах 9 и 10 приведены оценочные значения СКО $\sigma_{\Delta\theta_{ФВ}}$ отклонения минимума разностной ДН, связанные с ошибками ФВ (рис. 4.21), и оценочные значения СКО σ_{φ} самих ФВ. Эти значения определяются в соответствии с ниже изложенным алгоритмом (соотношения (4.4)–(4.7), а также кривые на рис. 4.20 и 4.21).

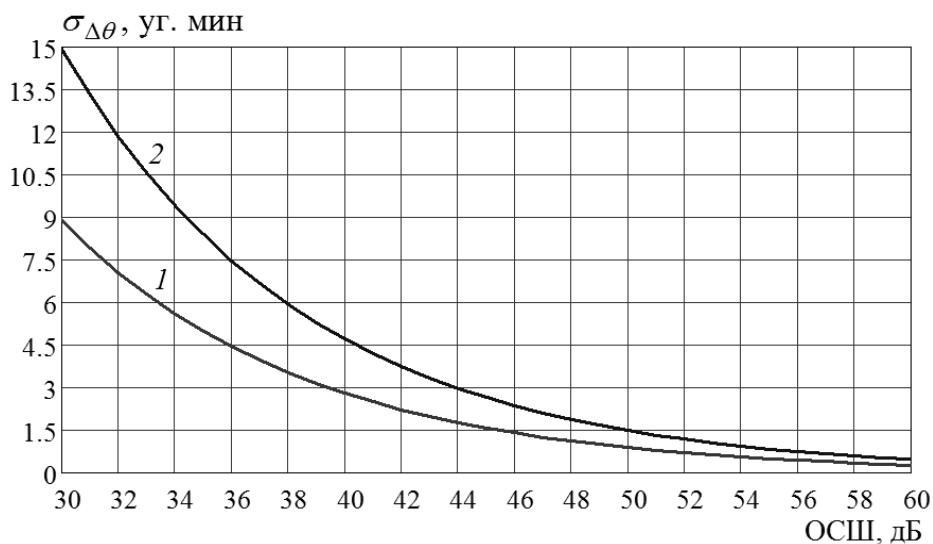


Рис. 4.20. Графики расчетной зависимости СКО отклонения минимума разностной ДН от ОСШ на выходе ФАР с круглой апертурой $ka = 30$:

$$1 - \theta_0 = 0^\circ; 2 - \theta_0 = 45^\circ$$

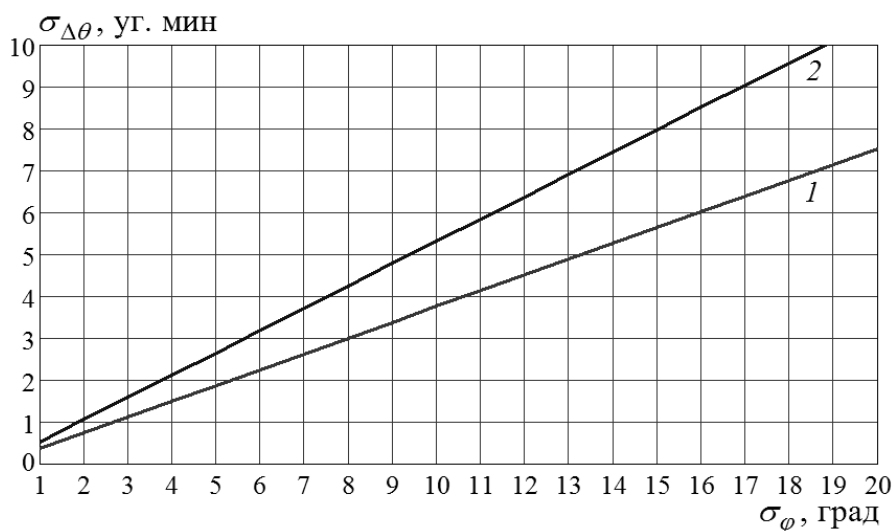


Рис. 4.21. Графики расчетной зависимости СКО отклонения минимума разностной ДН от СКО ФВ для круглой апертуры с $ka = 30$: $1 - \theta_0 = 0^\circ$; $2 - \theta_0 = 45^\circ$

В предположении, что наибольшее значение величин СКО $\sigma_{\text{теор}}$ обязано вкладу дисперсии фазовращателей $\sigma_{\Delta\theta\text{ФВ}}^2$, дисперсии ошибок из-за шумов $\sigma_{\Delta\theta\text{ОСШ}}^2$ и дисперсии других причин $\sigma_{\Delta\theta\text{др}}^2$, то есть

$$\sigma_{\text{теор}}^2 = \sigma_{\Delta\theta\text{ФВ}}^2 + \sigma_{\Delta\theta\text{ОСШ}}^2 + \sigma_{\Delta\theta\text{др}}^2, \quad (5.4)$$

можно получить оценку величины $\sigma_{\Delta\theta\text{ФВ}}$:

$$\sigma_{\Delta\theta\text{ФВ}} = \sqrt{\sigma_{\text{теор}}^2 - \sigma_{\Delta\theta\text{ОСШ}}^2 - \sigma_{\Delta\theta\text{др}}^2} \quad (5.5)$$

Значение $\sigma_{\Delta\theta\text{ОСШ}}$ зависит от ОСШ на выходе ФАР. В частности, в случае измерения ОСШ в плоскости $\varphi = 90^\circ$ при отклонении луча ДН ФАР на 45° в этой плоскости получаем ОСШ, равное 40,7 дБ. По рис. 4.20 находим $\sigma_{\Delta\theta\text{ОСШ}} = 4,3'$.

В итоге при условии $\sigma_{\Delta\theta\text{др}}^2 = 0$ для макета ФАР № 1 получаем

$$\sigma_{\Delta\theta\text{ФВ1}} \leq \sqrt{8,5^2 - 4,3^2} \approx 7,3'.$$

Соответственно для макета ФАР № 2 находим

$$\sigma_{\Delta\theta\text{ФВ2}} \leq \sqrt{11,5^2 - 6,1^2} \approx 9,8'.$$

Поэтому по графику на рис. 4.21 можно найти дисперсию σ_φ разброса фаз ФВ, использованных в макетах ФАР № 1 и № 2: $\sigma_{\varphi 1} \leq 13,7^\circ$ и $\sigma_{\varphi 2} \leq 18,4^\circ$.

Величина σ_φ – ошибка фазовращателя, обязанная разным причинам, в частности дискретности фазовращателя и нелинейности его фазо-временной характеристики. Так как эти ошибки также можно считать практически независимыми, то ее значение представим следующим образом:

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\sigma_{\text{нелин}}^2 + \sigma_{\text{дискр}}^2}, \quad (4.6)$$

где $\sigma_{\text{нелин}}$ – СКО ошибки фазовращателя из-за нелинейности ФВХ; $\sigma_{\text{дискр}}$ – СКО ошибки фазовращателя из-за дискретности задания фазы (при использовании фазовращателей ФВФН1-30М дискрет установки фазы $\delta = 5,625^\circ$ при разрядности ФВ, равной 6, и соответствует $\sigma_{\text{дискр}}^2 = \delta^2/12 = 2,64^\circ$).

Из соотношения (4.6) следует, что ошибка ФВ из-за нелинейности ФЧХ:

$$\sigma_{\text{нелин}} = \sqrt{\sigma_{\varphi}^2 - \sigma_{\text{дискр}}^2} \cdot \quad (4.7)$$

В частности, при $\delta = 5,625^\circ$ $\sigma_{\text{нелин}} = \sqrt{13,7^2 - 1,6^2} = 13,6^\circ$, то есть практически совпадает с полной СКО фазовращателя.

Таким образом, на основе экспериментально-теоретических исследований установлено, что основной составляющей СКО фазовращателя является $\sigma_{\text{нелин}}$. Последняя связана с технологическими и другими причинами при изготовлении фазовращателей. Для ее уменьшения необходимо улучшать технологию изготовления используемых в ФАР интегрированных излучателей-фазовращателей. Выявленные закономерности могут быть использованы для повышения точности пеленгования с помощью рассмотренной ФАР за счет уменьшения случайных ошибок фазовращателей, то есть величины $\sigma_{\text{нелин}}$.

Таблица 4.5. Итоговые данные по результатам «усредненной корректировки» экспериментальных данных для ФАР №1 и ФАР №2

| Макет ФАР | φ , град | θ_0 , град | $\Delta\theta_{\text{ср теор}}$, угл. мин | $\sigma_{\text{теор}}$, угл. мин | $\Delta\theta_{\text{макс}}$, угл. мин | ОСШ, дБ | $\sigma_{\Delta\theta\text{ОСШ}}$, угл. мин | $\sigma_{\Delta\theta\text{ФВ}}$, угл. мин | σ_{φ} , град |
|-----------|------------------|-------------------|--|-----------------------------------|---|----------|--|---|---------------------------|
| <i>1</i> | <i>2</i> | <i>3</i> | <i>4</i> | <i>5</i> | <i>6</i> | <i>7</i> | <i>8</i> | <i>9</i> | <i>10</i> |
| №1 | 90 | 45 | 85,9 | 8,5 | 10,2 | 40,7 | 4,3 | 7,3 | 13,7 |
| | 90 | 0 | -17,6 | 3,2 | 8,3 | 45 | 1,6 | – | – |
| | 0 | 0 | 6,5 | 1,9 | 4 | 45 | 1,6 | – | – |
| | 0 | 45 | -82,8 | 8 | 8,8 | 43,1 | 3,3 | – | – |
| №2 | 90 | 45 | 176,8 | 11,5 | 32 | 37,8 | 6,1 | 9,8 | 18,4 |
| | 90 | 0 | 8,2 | 4,8 | 10,7 | 43,2 | 1,9 | – | – |
| | 0 | 0 | 6,6 | 2,5 | 6,3 | 43,2 | 1,9 | – | – |
| | 0 | 45 | -108 | 5,6 | 26,4 | 36,5 | 7 | – | – |

Как видно из табл. 4.5, фазовращатели, используемые в макете ФАР №2, имеют худшие характеристики по величине СКО. Кроме того, из столбца 7 следует, что активные потери в интегрированных излучателях-фазовращателях макета ФАР № 2 значительно превышают потери в интегрированных излучателях-фазовращателях макета ФАР № 1.

4.6. Анализ точности установки луча ФАР на различных частотах

Экспериментальные исследования характеристик направленности проходной ФАР проводились на трех разных частотах: $f_0 - 0,4$ ГГц, f_0 , $f_0 + 0,4$ ГГц. На рис. 4.22 построены графики зависимости измеренной ошибки установки луча для указанных частот при фиксированном значении фазовой подставки, равной 0° .

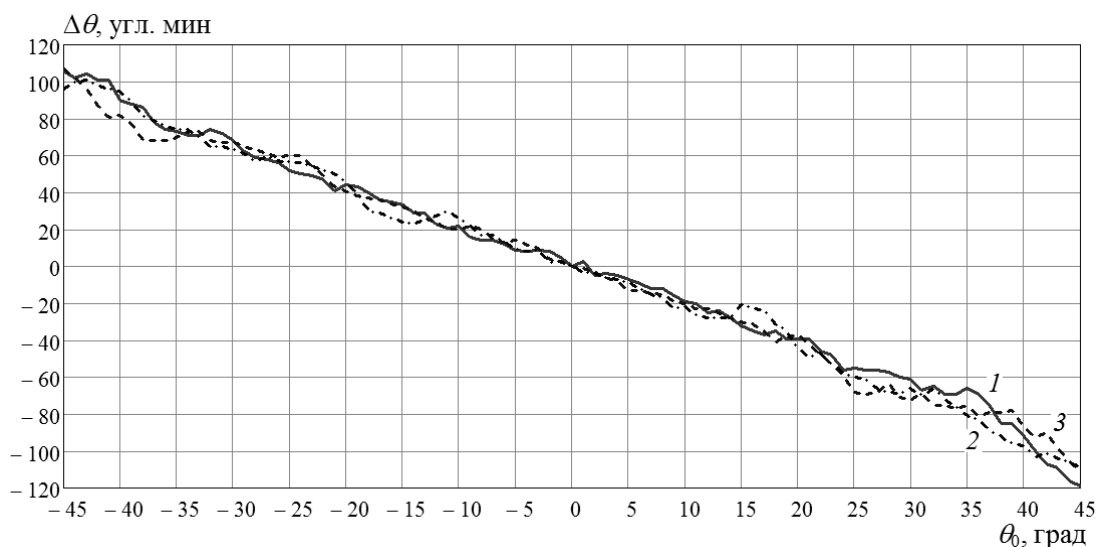
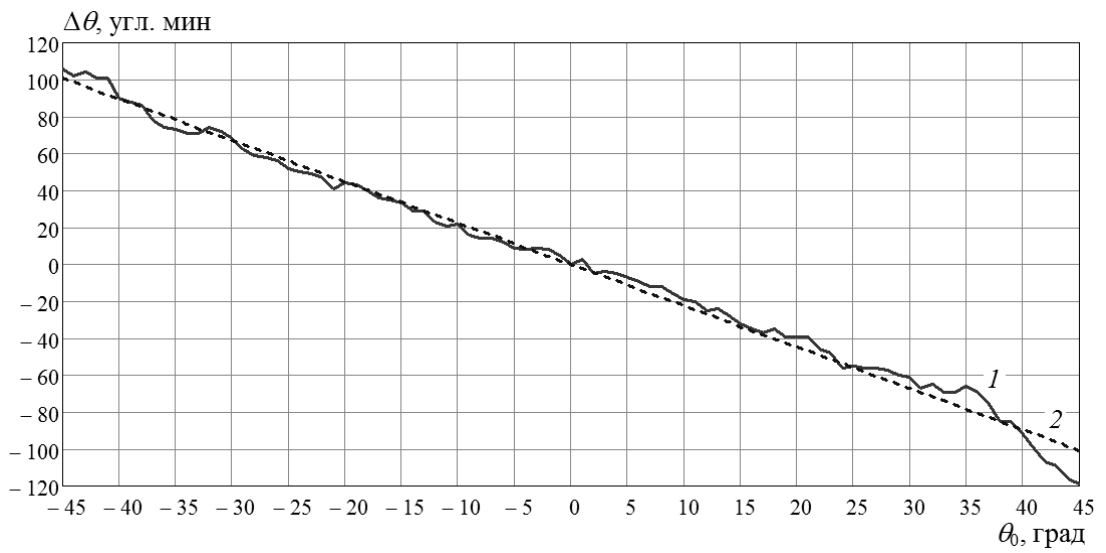
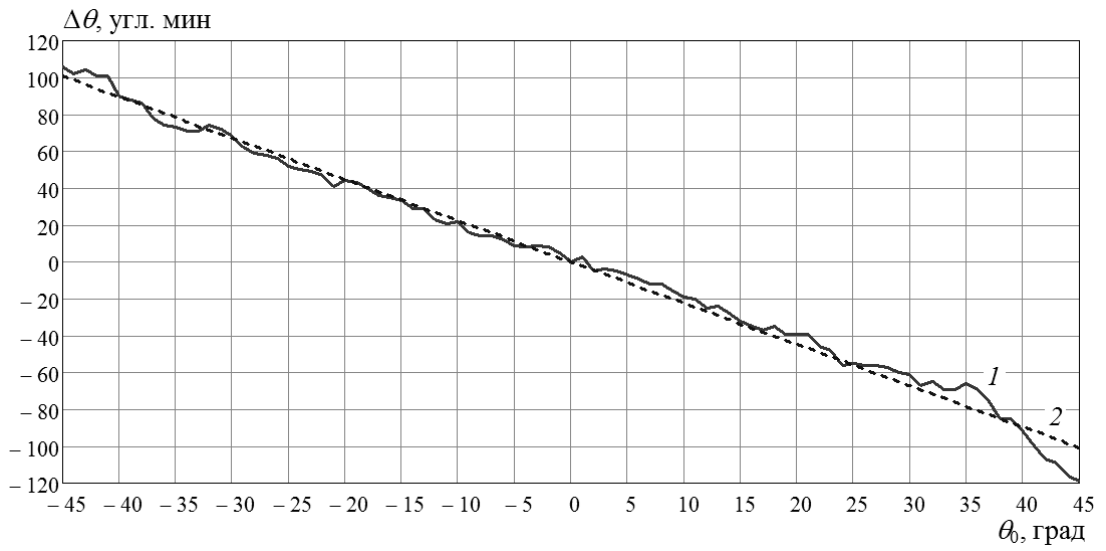


Рис. 4.22. Графики зависимости ошибки установки луча в рабочем секторе сканирования: сплошная линия — f_0 ; пунктирная линия — $0,988f_0$; штрихпунктирная линия — $1,012f_0$

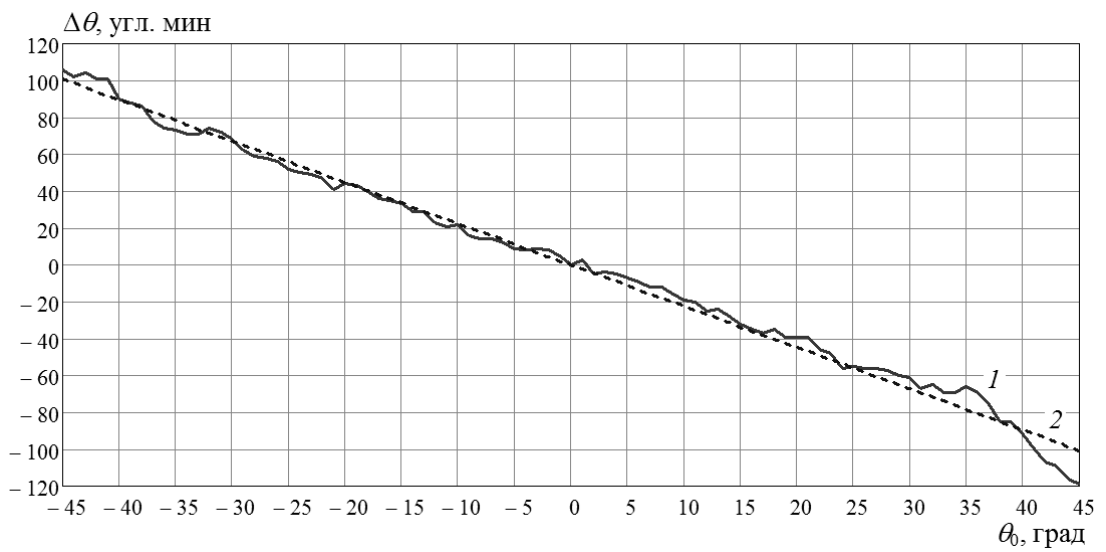
Далее проводилась аппроксимация полученных экспериментальных зависимостей ошибки установки луча с помощью прямых наклонных линий. Результаты такой аппроксимации на примере зависимости для частот f_0 , $0,988f_0$ и $1,012f_0$ показаны на рис. 4.23, где цифрой 1 обозначена экспериментальная зависимость, а цифрой 2 — аппроксимирующая наклонная линия.



a)



б)



в)

Рис. 4.23. Графическое представление аппроксимации экспериментальной зависимости на частоте f_0 (а), $0,988f_0$ (б), $1,012f_0$ (в)

Коэффициент наклона прямой линии в этом случае равен $-2,238$ [угл. мин/град], а на частотах $0,988f_0$ и $1,012f_0$ – $-2,188$ [угл. мин/град] и $-2,261$ [угл. мин/град] соответственно. Величина коэффициента определялась по минимуму суммы квадратов разности значений наклонной линии и измеренных ошибок для ряда значений углов сканирования, и, как следует из приведенных графиков, максимальные значения детерминированных составляющих на краю сектора сканирования в полосе частот $\pm 1,2\%$ лежат в интервале $0,5-2^\circ$. Гораздо больше в полосе частот меняется величина СКО σ .

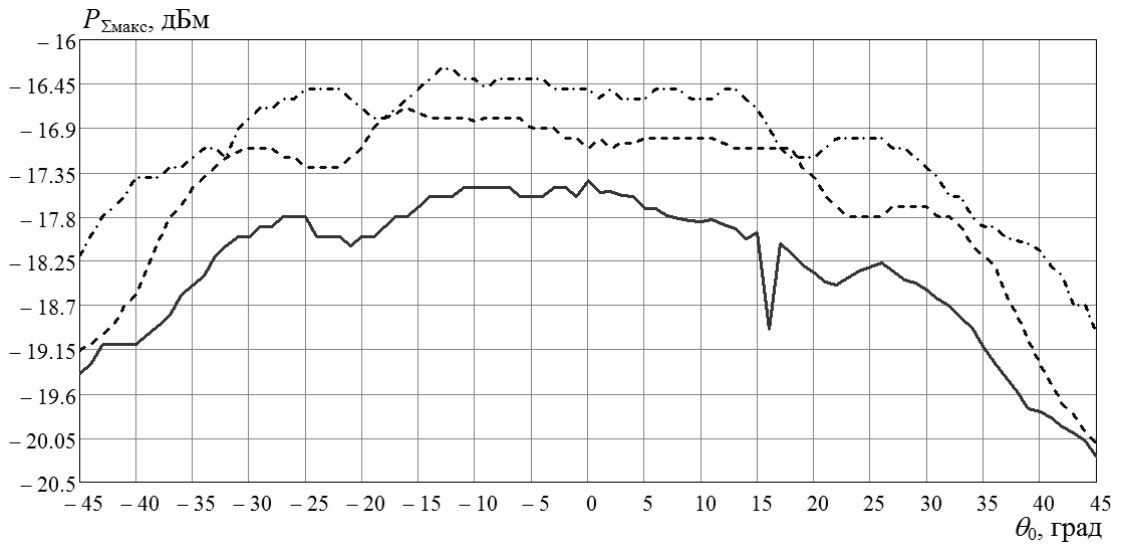
При определении параметров корректировочной кривой в виде прямой наклонной линии было установлено, что разность проведенных экспериментальных измерений, аппроксимированных с помощью линейной функции, и теоретических оценок в секторе сканирования $0...45$ град равна примерно $\pm 10'$. Для дальнейшей минимизации этих границ,

во-первых, необходимо уменьшать случайные ошибки в реализации требуемого амплитудно-фазового распределения по раскрытию антенны. Это возможно с использованием более технологичных интегрированных излучателей-фазовращателей;

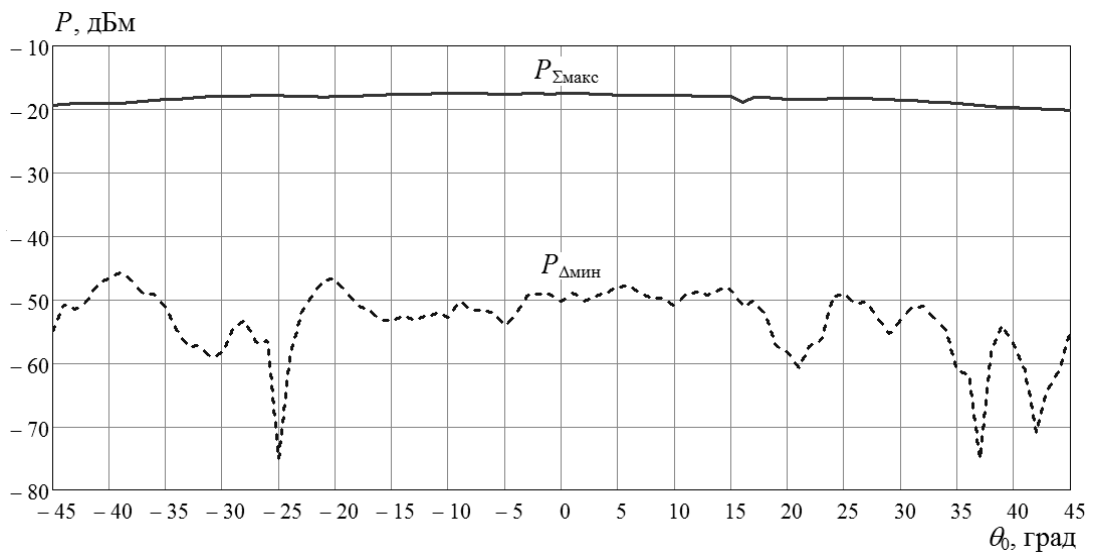
во-вторых, для уменьшения детерминированных ошибок следует минимизировать различия в максимумах разностных ДН ФАР, а также уменьшить краевые эффекты за счет использования поглощающих материалов, установленных в непосредственной близости от излучающего полотна. С этой целью необходимо проведение дальнейшего более тщательного моделирования краевых эффектов в используемой АР с учетом ее геометрии и количества и качества излучателей и исследование возможности уменьшения краевых эффектов с помощью установки окружающих антенну поглотителей;

в-третьих, проводить экспериментальные исследования при минимальном уровне влияния отражений от соседних предметов.

На рис. 4.24 представлены графики зависимости изменения уровня нуля разностной ДН и максимума суммарной ДН от направления сканирования.



а)



б)

Рис. 4.24. Графики зависимости уровня нуля разностной ДН и максимума суммарной ДН от направления сканирования

Важнейшим фактором является временная нестабильность работы ФАР, которая зависит от параметров окружающей среды (температуры, влажности и прочего). Проведенные исследования по временной стабильности результатов измерения положения минимума разностной ДН показали, что временной разброс составил до 4–5'. Поэтому эти значения можно рассматривать как пре-

дельно достижимые в данных условиях при использовании излучателей-фазовращателей, установленных в макетах исследуемых ФАР.

В качестве дальнейших направлений исследований можно отметить следующее. По результатам обработки экспериментальных данных возможно построение корректировочной кривой, позволяющей обеспечить максимальную точность пеленгования при известной СКО используемых ФВ и нестабильности их основных характеристик. Так, для ФВ макета ФАР № 1 максимальное значения $\Delta\theta_{\text{макс}}$ отклонения теоретической кривой (рассчитанной на основе экспериментальной зависимости разности максимумов разностной ДН от величины фазовой подставки для произвольного угла сканирования в секторе $0^\circ \dots 45^\circ$ в обеих плоскостях) от корректировочной кривой (построенной на основе экспериментальных данных по изменению положения минимума разностной ДН в зависимости от тех же параметров) в соответствии данными табл. 4.5 составляет $10,2'$ при наихудшей фазовой подставке при заданном положении луча. Если при сканировании менять начальные значения фазовой подставки, то эту неточность можно уменьшить на несколько угловых минут (с учетом реальной временной стабильности и шумов – примерно на $2-3'$).

Заключение

В заключение сформулируем основные результаты диссертации:

1. Разработаны схема, макеты и модель анализа характеристик направленности проходной ФАР с использованием интегрированных излучателей-фазовращателей с круговой поляризацией и многоэлементного МИО с круговой поляризацией поля.

2. Теоретически и экспериментально исследованы характеристики суммарно-разностных ДН ФАР в пространственном секторе сканирования с углом при вершине 45° и установлена их зависимость от характеристик узлов и элементов ФАР. В частности, показано, что в подобной схеме ФАР в секторе сканирования возможны провалы в суммарной ДН на углах, существенно отличных от углов, определяемых размерами ячейки ФАР, что в свою очередь приводит к существенному изменению поляризационной структуры ДН ФАР на этих направлениях.

3. Проведено сравнение потенциальной точности пеленгования цифровых ФАР и ФАР с моноимпульсным облучателем и показано, что потенциальная точность обоих методов практически совпадает при отсутствии провалов в ДН системы излучателей-фазовращателей.

4. Разработаны теоретическая и теоретически-экспериментальная методика определения детерминированной и случайной составляющих ошибок пеленгования в моноимпульсных сканирующих ФАР с помощью управления начальными фазами интегрированных излучателей-фазовращателей и получен алгоритм корректирования установки луча разностной ДН.

5. Показано, что использование коррекции алгоритма управления лучом позволяет существенно повысить точность пеленгования в малоразмерных ФАР вплоть до $1/40 \dots 1/50$ ширины ДН по суммарному каналу ФАР во всем секторе сканирования.

6. Сформулированы задачи дальнейшего совершенствования характеристик интегрированных излучателей-фазовращателей и ФАР в целом, а также оптимизации алгоритмов управления лучом.

В целом, в диссертации решена актуальная задача совершенствования характеристик сканирующих малоразмерных моноимпульсных антенн, имеющая важное практическое значение при разработке РЛС сопровождения целей или их вывода на заданную траекторию.

Список используемой литературы

1. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера. 2012.
2. Амтей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир. 1974.
3. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. М.: Сайнс-пресс. 2001.
4. Парнес М.Д. Отражательная антенная решетка с электронным сканированием // СВЧ-электроника. 2019. № 2. С. 24–31.
5. Фирсенков А.И., Гуськов А.Б., Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М., Смирнов А.С. Обобщение результатов разработки интегрированных элементов фазированных антенных решеток с ферритовыми фазовращателями КВЧ диапазона // Сб. трудов Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2019. Т. 1. № 1. С. 4–9. [Электронный ресурс] URL: <http://mwelectronics.ru/2019/Papers/004-009.pdf>.
6. Шевцов О.Ю., Артющев А.В., Крехтунов В.М., Голубцов М.Е., Русов Ю.С. Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности // Известия РАРАН. 2010. № 3. С. 61–69.
7. Патент № 2325741 РФ. Элемент фазированной антенной решетки / Л.Б. Рощаль, А.И. Фирсенков, В.М. Крехтунов, О.Ю. Шевцов. Заявл. 06.10.2006. Оpubл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
8. Патент № 2461931 РФ. Элемент проходной фазированной антенной решетки. Голубцов М.Е., Русов Ю.С., Крехтунов В.М., Нефедов С.И., Фирсенков А.И. Заявл. 30.12.2010. Оpubл. 20.09.2012. Бюл. № 26.
9. Патент № 187274 РФ. Проходной элемент фазированной антенной решетки. Васин А.А., Канащенков А.И., Крехтунов В.М., Пономарев Л.И., Смирнов А.С., Терехин О.В., Фирсенков А.И., Фирсенков А.А. Заявл. 17.09.2018. Оpubл. 28.02.2019. Бюл. № 7.

-
10. Патент № 2439759 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. *Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Гуськов А.Б., Павлов Г.Д., Русов Ю.С.* Заявл. 08.11.2010. Оpubл. 10.01.2012. Бюл. № 1.
 11. Патент № 2474018 РФ. Элемент фазированной отражательной антенной решетки. *Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М.* Заявл. 30.12.2010. Оpubл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
 12. Патент № 2470426 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. *Скородников С.И., Гуськов А.Б., Павлов Г.Д., Фирсенков А.И.* Заявл. 18.07.2011. Оpubл. 20.12.2012. Бюл. № 35.
 13. *Скобелев С.П.* Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. Дисс. ... докт. физ.-мат. наук. Москва. 2014.
 14. *Денисенко В.В., Дубров Ю.Б., Корчемкин Ю.Б., Макота В.А., Николаев А.М., Толкачев А.А., Шитиков А.М., Шишилов А.В., Шубов А.Г.* Многоэлементная ФАР Ка диапазона волн // Антенны. 2005. № 1 (92). С. 7–14.
 15. *Корчемкин Ю.Б., Кривошеев Ю.В., Шишилов А.В.* Согласование волноводно-диэлектрических излучателей ФАР с широкоугольным сканированием // Антенны. 2020. № 4. С. 5–16.
 16. *Леонов А.И., Фомичев К.И.* Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь. 1984.
 17. *Шифрин Я.С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио. 1970.
 18. *Сосулин Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь. 1992.
 19. *Черемисин О.П.* и др. Высокоточное пеленгование произвольно коррелированных многолучевых сигналов с использованием цифровых антенных решеток // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 12. С. 1237–1247.
 20. *Пономарев Л.И., Васин А.А.* Многоканальные антенны с оптимальной пространственной фильтрацией в системах пеленгования КВ-диапазона. М.: Изд-во МАИ. 2015.

-
21. Пономарёв Л.И., Васин А.А. Эффективность сверхразрешения и разделения многолучевых сигналов с помощью цифровых антенных решеток // Антенны. 2016. № 2. С. 42–56.
22. Патент на полезную модель № 59330. Моноимпульсный облучатель / В.В. Сигитов, Б.С. Белугин, Ю.Н. Кузнецов, Е.В. Манаенков, М.С. Найок, А.Л. Степнов, В.Т. Толстых, А.В. Хомяков. Оpubл. 10.12.2006. Бюл. № 34.
23. Патент на полезную модель № 90267. Моноимпульсный облучатель / В.В. Сигитов, Б.С. Белугин, Ю.Н. Кузнецов, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов, А.Л. Степнов, М.Е. Семенов, А.В. Хомяков. Оpubл. 27.12.2009. Бюл. № 36.
24. Патент на полезную модель № 95860. Радиолокационный модуль / В.В. Сигитов, А.В. Хомяков, С.А. Курбатский, Б.С. Белугин, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.В. Ряполов. Оpubл. 10.07.2010. Бюл. № 19.
25. Патент на полезную модель № 119548. СВЧ ферритовый фазовращатель отражательного типа / В.П. Клапов, В.Д. Кожиченков, В.Д. Корольков, Е.В. Манаенков, Н.П. Милевский, А.В. Хомяков. Оpubл. 20.08.2012. Бюл. № 23.
26. Патент на полезную модель № 156300. Элемент фазированной антенной решетки / В.Л. Колесников, Е.В. Манаенков, А.С. Евтюхин, С.П. Пуляев, Н.Н. Селиверстов. Оpubл. 10.11.2015. Бюл. № 31.
27. Патент на полезную модель № 158944. СВЧ р-і-п диодный 4-х разрядный фазовращатель / В.П. Клапов, В.Д. Кожиченков, В.Д. Корольков, Е.В. Манаенков, Г.В. Медовников, Н.П. Милевский, А.В. Хомяков. Оpubл. 20.01.2016. Бюл. № 2.
28. Патент на полезную модель № 184784. Устройство переизлучения сигналов / А.В. Хомяков, В.П. Клапов, Г.В. Панченко, Е.В. Манаенков, А.С. Курбатский. Оpubл. 08.11.2018. Бюл. № 31.
29. Патент на полезную модель № 188185. Модуль фазированной антенной решетки / А.В. Хомяков, С.А. Курбатский, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, А.В. Новиков, А.В. Иванов, А.В. Болебонов. Оpubл. 02.04.2019. Бюл. № 10.

-
30. Патент на изобретение № 2393598. Моноимпульсная система / *Е.В. Манаенков, А.В. Иванов, М.Е. Семенов*. Оpubл. 27.06.2010. Бюл. № 18.
31. Патент на изобретение № 2435254. Уголкоый изгиб волноводного тракта / *А.В. Хомяков, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов*. Оpubл. 27.11.2011. Бюл. № 33.
32. Патент на изобретение № 2435264. Радиолокационная антенная решетка / *С.А. Курбатский, Е.В. Манаенков, О.Ю. Илюхин, С.В. Денисов, Б.С. Белугин, А.В. Хомяков*. Оpubл. 27.11.2011. Бюл. № 33.
33. Патент на изобретение № 2438215. СВЧ-нагрузка / *В.В. Сигитов, А.В. Хомяков, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов*. Оpubл. 27.12.2011. Бюл. № 36.
34. Патент на изобретение № 2441301. Фазированная антенная решетка / *А.В. Иванов, Е.В. Манаенков, М.Е. Семенов, В.В. Сигитов, С.Н. Терехин, А.В. Хомяков*. Оpubл. 27.01.2012. Бюл. № 3.
35. Патент на изобретение № 2474019. Фазированная антенная решетка с электронным сканированием в одной плоскости / *А.В. Хомяков, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов*. Оpubл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
36. Патент на изобретение № 2474041. Синфазный делитель мощности с неравным делением / *А.В. Иванов, Е.В. Манаенков, Г.В. Панченко, С.Н. Терехин, А.В. Хомяков*. Оpubл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
37. Патент на изобретение № 2474934. Двухзеркальная антенна / *Г.В. Панченко, А.В. Новиков, М.Е. Семенов, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов, С.Н. Терехин*. Оpubл. 10.02.2013. Бюл. № 4.
38. Патент на изобретение № 2476962. Коаксиальная линия / *А.В. Хомяков, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов*. Оpubл. 27.02.2013. Бюл. № 6.
39. Патент на изобретение № 2501131. Элемент активной фазированной антенной решетки отражательного типа (варианты) / *А.В. Хомяков, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 10.12.2013. Бюл. № 34.
40. Патент на изобретение № 2517678. Коаксиально-волноводный переход / *А.В. Хомяков, С.А. Журавлев, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.Н. Терехин*. Оpubл. 27.05.2014. Бюл. № 15.

-
41. Патент на изобретение № 2524847. Детекторная головка / *В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, Д.В. Мартенюк, С.Г. Смирнов, С.Н. Терехин*. Оpubл. 10.08.2014. Бюл. № 22.
42. Патент на изобретение № 2524848. Возбудитель волны TE01 / *А.В. Хомяков, Н.Н. Барыкин, В.П. Клапов, Д.С. Корлюков, Е.В. Манаенков, М.Е. Семенов*. Оpubл. 10.08.2014. Бюл. № 22.
43. Патент на изобретение № 2544764. Коаксиальный тракт / *А.В. Хомяков, Е.В. Манаенков, А.В. Иванов*. Оpubл. 20.03.2015. Бюл. № 8.
44. Патент на изобретение № 2551822. Волноводный аттенюатор / *А.В. Хомяков, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.Н. Терехин*. Оpubл. 27.05.2015. Бюл. № 15.
45. Патент на изобретение № 2553092. Моноимпульсная система / *А.В. Хомяков, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.Н. Терехин*. Оpubл. 10.06.2015. Бюл. № 16.
46. Патент на изобретение № 2554521. Распределительная система для фазированной антенной решетки / *А.В. Хомяков, А.Л. Гусев, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, В.В. Сигитов, С.Н. Терехин*. Оpubл. 27.06.2015. Бюл. № 18.
47. Патент на изобретение № 2557474. Возбудитель волны H01 / *А.В. Хомяков, А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 20.07.2015. Бюл. № 20.
48. Патент на изобретение № 2566644. Волноводно-щелевая антенна / *А.В. Хомяков, А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 27.10.2015. Бюл. № 30.
49. Патент на изобретение № 2567875. Волноводное E-плоскостное T-образное разветвление / *А.В. Хомяков, А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 10.11.2015. Бюл. № 31.
50. Патент на изобретение № 2571302. Направленный ответвитель / *А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков, Н.Н. Барыкин*. Оpubл. 20.12.2015. Бюл. № 35.
51. Патент на изобретение № 2573195. Малошумящий приемно-усилительный модуль / *А.В. Хомяков, А.А. Городничев, А.В. Иванов, А.В. Кириллов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 20.01.2016. Бюл. № 2.

-
52. Патент на изобретение № 2575772. Способ измерения комплексных амплитуд возбуждения каналов фазированной антенной решетки / *А.В. Хомяков, С.А. Курбатский, Е.В. Манаенков, Л.Н. Пушкина*. Оpubл. 20.02.2016. Бюл. № 5.
53. Патент на изобретение № 2592054. Элемент фазированной антенной решетки / *В.Л. Колесников, Е.В. Манаенков, А.С. Евтюхин, С.П. Пуляев, Н.Н. Селиверстов*. Оpubл. 20.07.2016. Бюл. № 20.
54. Патент на изобретение № 2622241. Полотно антенное / *А.В. Хомяков, А.В. Болебонов, С.А. Курбатский, Е.В. Манаенков, А.В. Новиков*. Оpubл. 13.06.2017. Бюл. № 17.
55. Патент на изобретение № 2632477. Моноимпульсная радиолокационная станция с автоматической калибровкой / *А.В. Хомяков, В.П. Клапов, С.А. Курбатский, Е.В. Манаенков, С.В. Ряполов, В.В. Сигитов*. Оpubл. 05.10.2017. Бюл. № 28.
56. Патент на изобретение № 2653088. Волноводный выключатель / *А.В. Хомяков, А.Л. Гусев, С.А. Журавлев, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.Н. Терехин*. Оpubл. 07.05.2018. Бюл. № 13.
57. Патент на изобретение № 2653093. Фазовращатель / *А.В. Хомяков, Н.Н. Барыкин, А.Л. Гусев, С.А. Журавлев, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.Н. Терехин*. Оpubл. 07.05.2018. Бюл. № 13.
58. Патент на изобретение № 2654989. Волноводный направленный ответвитель / *А.В. Хомяков, Л.И. Алешичева, А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 23.05.2018. Бюл. № 15.
59. Патент на изобретение № 2668340. Двойной волноводный тройник / *А.В. Хомяков, А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков*. Оpubл. 28.09.2018. Бюл. № 28.
60. Патент на изобретение № 2668622. Угловой изгиб волноводного тракта / *А.Л. Гусев, А.В. Иванов, Е.В. Манаенков, А.В. Хомяков*. Оpubл. 02.10.2018. Бюл. № 28.

-
61. Патент на изобретение № 2687880. Волноводная нагрузка / *А.В. Хомяков, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, А.Л. Гусев*. Оpubл. 16.05.2019. Бюл. № 14.
62. Патент на изобретение № 2704209. Модуль фазированной антенной решетки / *А.В. Хомяков, С.А. Курбатский, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, А.В. Новиков, А.В. Иванов, А.В. Болебонов*. Оpubл. 24.10.2019. Бюл. № 30.
63. Патент на изобретение № 2705790. Устройство юстировочное / *В.В. Сигитов, А.В. Хомяков, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, Р.В. Сикачев, С.Г. Смирнов, М.И. Исаков*. Оpubл. 12.11.2019. Бюл. № 32.
64. Каталог ОАО «Завод «Магнетон» [Электронный ресурс] / URL: www.magneton.ru (дата обращения: 01.10.2019).
65. *Хижга Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А.* СВЧ фазовращатели и переключатели: особенности создания на р-і-п диодах в интегральном исполнении. М.: Радио и связь. 1984.
66. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. В 2-х томах. Т. 1, 2. Пер. с англ. Изд. 3-е. М.: Мир. 1986.
67. *Тимофеева А.А.* Расчет амплитудных и фазовых диаграмм рупорных антенн с изломом // Труды НИИР. 1975. № 4.
68. *Ерухимович Ю.А., Тимофеева А.А.* Рупорные антенны с синтезируемым при помощи диэлектрика распределением в раскрыве // Труды НИИР. 1980. № 3.
69. Справочник по радиолокации / Под ред. *М.И. Сколника*. Нью-Йорк. 1970 / Пер. с англ. под общей ред. *К.Н. Трофимова*. Т. 4. Радиолокационные станции и системы / Под ред. *М.М. Вейсбена*. М.: Сов. радио. 1978.
70. Сканирующие антенны СВЧ / Под ред. *Р.С. Хансена*. Нью-Йорк, Лондон. 1964 / Пер. с англ. под ред. *Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина*. Т. 1. М.: Сов. радио. 1965.
71. Патент РФ № 2393598. Моноимпульсная система / *Е.В. Манаенков, А.В. Иванов, М.Е. Семенов*. Заявл. 04.05.2009. Оpubл. 27.06.2010. Бюл. № 18.
72. Патент РФ № 2393598. Моноимпульсная система / *А.В. Хомяков, А.В. Иванов, В.П. Клапов, Е.В. Манаенков, С.Н. Терехин*. Заявл. 30.07.2013. Оpubл. 10.02.2015. Бюл. № 4.

-
73. Кюн Р. Микроволновые антенны (Антенны сверхвысоких частот) / Пер. с нем. В.И. Тарабрина и Э.В. Лабезкого под ред. М.П. Долуханова. Л.: Судостроение. 1967.
74. ТУ 6-00-5761783-322-89. Пластины эластичные марок «ХВ». Технические условия.
75. Каталог АО «НИИ «Феррит-Домен» [Электронный ресурс] / URL: www.domen.ru/sverkhlegkie-radiopogloshayushchie-materialy (дата обращения: 01.10.2019).
76. Уэйт Д.Р. Электромагнитное излучение из цилиндрических систем / Пер. с англ. Л.Н. Брюхатова под ред. Г.В. Кисунько. М.: Сов. радио. 1963.
77. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции. М.: Радиотехника. 2015.
78. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника. 2016.
79. Рекомендация Международного союза электросвязи (МСЭ-R) BS.1698 «Оценка полей от наземных радиовещательных передающих систем». 2005.
80. Гуртовник И.Г., Соколов В.И., Трофимов Н.Н., Шалгунов С.И. Радиопрозрачные изделия из стеклопластиков / Под общей ред. В.И. Соколова. М.: Мир. 2003.
81. Каплун В.А. Обтекатели антенн СВЧ. М.: Сов. радио. 1974.
82. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. М.: Высшая школа. 1981.
83. Вопросы статистической теории радиолокации / Под общ. ред. Г.П. Тартаковского. М.: Сов. радио. 1964.
84. Bayliss E.T. Design of monopulse antenna difference patterns with low sidelobes // The Bell System Technical Journal. 1968. V. 47. № 5. P. 623–650.
85. Kinsey R.R. Monopulse difference slope and gain standards // IRE Transaction on Antennas and Propagation. 1962. V. 10. № 3. P. 343–344.
86. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия. 1975.