

Публичное акционерное общество
«РАДИОФИЗИКА»

На правах рукописи



Коротецкий Егор Валерьевич

**КАЛИБРОВКА ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА
ОТКРЫТЫХ ПОЛИГОНАХ**

2.2.14. АНТЕННЫ, СВЧ-УСТРОЙСТВА И ИХ ТЕХНОЛОГИИ

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

кандидат физико – математических наук

Денисенко Владимир Викторович

Москва – 2023

Оглавление

Введение.....	5
Глава 1. Обзор методик калибровки и организации измерительных полигонов ФАР.....	14
1.1. Постановка задачи калибровки ФАР.....	14
1.2. Методы непосредственного измерения коэффициента передачи каждого канала ФАР.....	15
1.3. Основные алгоритмы коммутационных методов калибровки.....	18
1.3.1. Метод двух элементов (MTE, measurements of two elements).....	19
1.3.2. Метод 180-градусной манипуляции фазой элемента.....	20
1.3.3. Бесфазный метод поканальной максимизации сигнала.....	21
1.3.4. Метод REV(Rotation of an Electric field Vector).....	22
1.3.5. Метод циклического ортогонального кодирования.....	23
1.3.6. Метод кодирования контрольной последовательностью.....	25
1.3.7. Метод МЕР(Multi-Element Phase toggle).....	27
1.3.8. Использование генетических алгоритмов для калибровки ФАР.....	27
1.4. Вопросы организации измерительных полигонов для калибровки ФАР.....	28
1.4.1. Корректировка уходов параметров каналов в процессе эксплуатации.....	29
1.4.2. Методы подвода калибровочного сигнала в процессе эксплуатации.....	31
1.4.2.1. Метод МСМ(Mutual Coupling Measurements).....	31
1.4.3. Вопросы калибровки многоэлементных антенн.....	33
1.4.4. Требования к открытым полигонам для измерений ФАР.....	34
1.5. Выводы.....	35
Глава 2. Вопросы калибровки ФАР на открытых полигонах.....	37
2.1. Оценка погрешности калибровки ФАР методом REV.....	37
2.1.1. Постановка задачи.....	37
2.1.2. Основные соотношения метода REV.....	39
2.1.3. Теоретические основы для расчета погрешностей.....	42
2.1.4. Оценка погрешности определения начальной фазы канала.....	44
2.1.5. Оценка погрешности определения начальной амплитуды канала.....	46

2.1.6. Результаты моделирования и эксперимента по оценке погрешности определения начальных коэффициентов передачи после калибровки методом REV	49
2.1.7. Оценка погрешностей калибровки с использованием амплитудно-фазовых измерений. Сравнение с погрешностями метода REV	54
2.2. Оценка погрешностей калибровки, вызванных смещением КА из заданного положения, и их влияние на форму ДН	58
2.2.1. Постановка задачи.....	58
2.2.2. Влияние смещения калибровочной антенны вдоль апертуры на фазовые ошибки в апертуре.....	63
2.2.3. Влияние смещения калибровочной антенны перпендикулярно апертуре на фазовые ошибки в апертуре	67
2.2.4. Искажение формы луча под влиянием фазовых ошибок.....	69
2.2.5. Эксперимент по оценке погрешности калибровки, вызванных смещением КА из заданного положения, и их влияния на форму ДН.....	71
2.3. Калибровка ФАР в условиях наличия сигналов помех в апертуре	76
2.3.1. Постановка задачи.....	76
2.3.2. Общий случай влияния переотраженного сигнала на поле в апертуре.....	78
2.3.3. Калибровка при наличии рассеивателя в зоне Френеля, а КА в дальней зоне	82
2.3.4. Калибровка при наличии рассеивателя и КА в зоне Френеля.....	85
2.3.5. Влияние рассеивателя на форму результирующей ДН	88
2.4. Выводы	99
Глава 3. Калибровка ФАР с использованием сшивки НКП каналов.....	101
3.1. Постановка задачи.....	101
3.2. Реализация процедуры сшивания.....	102
3.2.1. Сшивание виртуальным методом МТЕ	104
3.2.2. Сшивание без коммутаций ФВ.....	107
3.3. Оценки фазовой погрешности сшивки	110
3.4. Минимизация суммарного сигнала ФАР перед калибровкой секторов.....	113

3.5. Минимизация влияния фазовой погрешности сшивания на форму луча	114
3.6. Оптимальное разбиение полотна ФАР на сектора для минимизации количества процедур сшивания	115
3.7. Общий алгоритм калибровки с использованием сшивания НКП каналов	118
3.8. Эксперимент по калибровке ФАР с использованием сшивания НКП каналов	119
3.9. Подход для организации и проведения калибровки ФАР на открытых полигонах	125
3.10. Выводы	126
Заключение	127
Список сокращений и условных обозначений	129
Приложение 1	130
Список литературы	132

Введение

Актуальность работы.

В настоящее время антенные системы на базе ФАР получили широкое распространение во всех коммерческих и оборонных системах связи. Неотъемлемой частью жизненного цикла ФАР является процедура определения начальных электрических длин и амплитуд каналов или начальных коэффициентов передачи. Эту процедуру принято называть калибровкой [1]. Она выполняется для учета технологического разброса коэффициентов передачи каналов, а также для учета вариаций НКП при замене модулей ФАР, при изменении температуры и вследствие других факторов. Как правило, калибровку выполняет предприятие-изготовитель после окончательной сборки изделия перед поставкой заказчику. Без этой процедуры штатное функционирование ФАР не представляется возможным. При калибровке происходит определение составляющей комплексного коэффициента передачи канала ФАР, которая представляет собой набег по антенне от входа до апертуры. Такую составляющую КП и назовем НКП канала.

В случае конструктивно простых ФАР:

- имеющих в своем составе один или несколько приемных или передающих модулей с несколькими выходами;
 - не требующих сборки или разборки излучающей структуры и подводящих СВЧ линий при развертывании на месте эксплуатации,
- калибровка может производиться единожды на весь гарантийный срок эксплуатации на предприятии-изготовителе и в благоприятных для этой процедуры условиях закрытого полигона (БЭК). Однако существующие темпы развития телекоммуникационной отрасли оставляют все меньше вариантов для использования такого классического подхода к порядку калибровки. Растет потребность в ФАР космического базирования, мобильных радиолокационных комплексах, а также в решетках с большими размерами излучающей апертуры. Перечисленные системы либо будут работать не оптимально, либо не будут функционировать вообще, либо физически не допускают калибровки в условиях ограниченного пространства БЭК. Так, например, решетки космического базирования требуют калибровки по-

сле развертывания спутника на орбите, чтобы скомпенсировать механические деформации излучающей структуры [2].

Таким образом, задача проведения калибровочных процедур для ФАР на открытых полигонах является весьма актуальной. Кроме того, большинство методов калибровки ФАР предполагают работу с антенной, имеющей от нескольких единиц до нескольких десятков управляемых элементов в апертуре. Однако в случае многоэлементных антенн, изменение сигнала одного канала на фоне суммарного отследить сложно. Так, например, при калибровке антенны, имеющей 1000 каналов, изменение сигнала одного канала на фоне суммарного сигнала антенны будет

$10 \lg \left(\frac{1000}{998} \right) = 0,009 \text{ дБ}$, что меньше погрешности измерений полезного сигнала

при калибровке. При работе с крупноапертурными ФАР возникают сложности с организацией калибровочных стендов, т.к. дальняя зона таких ФАР может достигать нескольких километров, что приводит к невозможности измерений антенны в дальней зоне в условиях БЭК. При калибровке таких ФАР по КА, располагающейся в непосредственной близости от апертуры ФАР, возникают ситуации, когда невозможно равноамплитудно засветить всю апертуру одной КА. В этом случае возникает проблема определения наилучшей методики для разбивки полотна по секторам и последующей калибровки каждого сектора в отдельности. Затем необходимо совместить несколько массивов с данными НКП секторов в единый массив для всей ФАР, что также является актуальной задачей.

Наряду с перечисленными сложностями, при калибровке в отсутствии лабораторных условий БЭК, возникают вопросы оценки влияния ряда негативных факторов на результаты калибровки и формируемую ДН ФАР. При работе на открытом полигоне в процессе калибровки имеются погрешности измерения мощности сигнала. Также калибровка может производиться при наличии помеховых сигналов, направленных в раскрыв ФАР. Например, при калибровке по КА, находящейся на мачте корабля, когда возможны переотражения полезного сигнала от металлоконструкций судна. Или при калибровке по КА, находящейся на вышке, расположенной на берегу. В этом случае будут присутствовать отражения от по-

верхности воды. Также при калибровке ФАР по КА, находящейся в непосредственно близости от ФАР, в зоне Френеля, на результаты калибровки негативно сказываются погрешности в учете положения КА относительно полотна ФАР. В диссертации проводится оценка влияния упомянутых факторов на фазовое распределение в апертуре и формируемую ДН ФАР.

Степень разработанности темы. Вопрос создания подхода для обеспечения калибровки ФАР на открытых полигонах за счет разработки алгоритмов прогнозной оценки результатов калибровки и методики калибровки ФАР по секторам ранее не затрагивался. Однако некоторые вопросы, связанные с обеспечением измерений антенных устройств на открытых полигонах, были рассмотрены в ряде работ. В работах Бубнова Г.Г., Фурсова С.А., Цейтлина Н.М., Vurberry R.A. даются общие рекомендации по минимизации отражений от подстилающей поверхности при измерениях антенн на открытых полигонах. В работах Шитикова А.М, Афанасенкова Ю.М. рассматривается вопрос калибровки ФАР с наличием источника рассеяния и калибровочной антенны в дальней зоне. В работах Россельс Н.А., Шишлова А.В., Шитикова А.М. представлен подход для калибровки ФАР по секторам. Показано, что для калибровки секторов между собой можно работать с сектором как с одним каналом, синхронно изменяя фазу во всех каналах, входящих в сектор. В работах Добычиной Е.М., Кольцова Ю.В. показана адаптация коммутационного метода калибровки к работе в составе системы управления ФАР в процессе эксплуатации.

Объект и предмет исследования. Объектом исследования выбраны начальные комплексные коэффициенты передачи каналов ФАР, определяемые в результате калибровки. Предметом исследования – влияние ряда негативных факторов на результаты калибровки и алгоритм калибровки ФАР по секторам.

Целью диссертационной работы является решение задачи обеспечения калибровки ФАР на открытых полигонах за счет разработки алгоритмов прогнозной оценки результатов калибровки и алгоритма калибровки ФАР по секторам.

Для достижения поставленной цели в работе решены следующие основные задачи:

- проведение обзора методов калибровки ФАР и способов организации калибровочных процедур;
- определение влияния погрешности измерения мощности при калибровке коммутационным методом REV (Rotation of an Electric field Vector) на погрешность определения НКП;
- определение влияния погрешностей установки КА, находящейся в зоне Френеля ФАР, на фазовое распределение в апертуре и на ДН ФАР, формируемую после калибровки;
- определение влияния рассеяния поля на окружающих неоднородностях на результаты определения НКП и на ДН ФАР при различных расстояниях от КА и источника рассеянного поля до апертуры ФАР;
- разработка алгоритма калибровки ФАР по отдельным перекрывающимся секторам с последующим совмещением результатов и формированием массива НКП ФАР.

Научная новизна работы заключается в изложении нового научно обоснованного подхода для проведения калибровки ФАР на открытых полигонах, а именно:

1. Предложен алгоритм расчета погрешности калибровки каналов ФАР коммутационным методом REV в зависимости от погрешности измерения мощности контрольного сигнала при калибровке.
2. Предложен алгоритм расчета фазовой ошибки, возникающей в апертуре ФАР после калибровки с неточно установленной относительно апертуры ФАР юстировочной антенной.
3. Предложен алгоритм расчета амплитудно-фазовой ошибки, возникающей в апертуре калибруемой ФАР при наличии источника рассеяния в зоне Френеля ФАР.
4. Предложен алгоритм совмещения начальных коэффициентов передачи каналов при калибровке ФАР по секторам.

Теоретическая значимость работы заключается в результатах анализа влияния ряда негативных факторов на начальные коэффициенты передачи каналов ФАР и разработанных алгоритмах прогнозной оценки результатов калибровки в таких условиях. А также в разработанном алгоритме калибровки ФАР по секторам.

Практическая значимость работы заключается в разработанном подходе для организации и проведения калибровки ФАР на открытых полигонах. Он позволяет предъявлять требования и определять конфигурацию измерительного полигона для калибровки ФАР. В частности, разработанный алгоритм совмещения начальных коэффициентов передачи каналов позволяет рационально разделить апертуру ФАР на секторы и выполнить её калибровку по секторам с последующим совмещением результатов в едином массиве НКП ФАР. Алгоритмы определения погрешностей калибровки позволяют провести: расчет ошибок калибровки в зависимости от погрешности измерения мощности контрольного сигнала, расчет допустимых ошибок установки КА относительно апертуры ФАР, оценку влияния рассеянных полей на результаты калибровки и ДН ФАР.

Личный вклад. Выводы основных теоретических соотношений получены при непосредственном участии автора. Автор лично занимался разработкой нового алгоритма калибровки ФАР по секторам. Программной реализацией предложенных алгоритмов, выполнением экспериментов.

Методология и методы исследований. Методы, используемые для решения поставленных в диссертации задач, основаны на теории ФАР, теории рядов, дифференциальном исчислении, теории вероятностей. Численные результаты, приведенные в работе, получены компьютерным моделированием с использованием вычислительных алгоритмов, реализованных в математическом программном пакете MATLAB и средах программирования Rad Studio Delphi, Visual Studio C#. Экспериментальные результаты, представленные в работе, получены с помощью стандартных методов антенных измерений.

Достоверность. Достоверность результатов подтверждается соответствием результатов математического моделирования и результатов калибровки и измерений ФАР сантиметрового диапазона.

Апробация результатов. Основные результаты диссертационной работы доложены на следующих научных конференциях: 10-й Международной конференции «Авиация и Космонавтика – 2011» (Москва, 8 – 10 ноября 2011г.), на Международной конференции по теории и технике антенн (ICATT'13, Одесса, 15 – 20 сентября 2013г.), на 8-ой Международной конференции инженерии и телекоммуникаций (En&T-2021, Москва, 24 – 25 ноября 2021г.), на 20-й Международной конференции «Авиация и Космонавтика – 2021» (Москва, 22 – 26 ноября 2021г.). Полученные результаты обсуждались на научно-технических семинарах Публичного акционерного общества «Радиофизика».

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы использованы в ПАО «Радиофизика» при калибровке крупноапертурных ФАР миллиметрового и сантиметрового диапазонов, что подтверждается актами о внедрении.

Публикации. Основные результаты исследований, проведенных при выполнении диссертационной работы, опубликованы в 11 печатных работах, из них 6 статей в журналах, включенных в перечень ВАК РФ, одна статья в издании, индексируемом Scopus. А также в тезисах докладов на 4-х научных конференциях.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Разработанный алгоритм определения погрешности калибровки каналов ФАР коммутационным методом калибровки REV позволяет оценивать погрешности определения начальных фаз каналов перед процедурой калибровки. В частности, при среднеквадратическом отклонении мощности измеряемого сигнала 0,05...0,11 дБ ошибка оценки составляет не более 10%.

2. Разработанный алгоритм расчета фазовой ошибки, возникающей в апертуре ФАР после калибровки с неточно установленной относительно апертуры ФАР юстировочной антенной, позволяет оценивать влияние результатов калибровки с неточно определенными линейными координатами расположения юстировочной

антенны на диаграмму направленности ФАР. В частности, ошибка установки юстировочной антенны 3λ в продольном или поперечном направлении относительно плоскости апертуры ФАР при расположении юстировочной антенны на расстоянии размера апертуры от апертуры ФАР, приводит к искажению уровня первых боковых лепестков диаграммы направленности ФАР после калибровки на 3 дБ или 7 дБ, соответственно.

3. Калибровка ФАР по фазе с наличием рассеяния от окружающих неоднородностей при расположении источника рассеяния в зоне Френеля ФАР приводит к искажениям формы ДН ФАР, которые выражаются в формировании двух зеркально направленных сферических волн с амплитудами в 2 раза меньшими, чем амплитуда формируемой сферической волны после калибровки по фазе и амплитуде.

4. Разработанный алгоритм совмещения начальных коэффициентов передачи каналов при калибровке ФАР по секторам позволил исключить этап калибровки секторов между собой, то есть сократил временные затраты на калибровку.

Содержание работы

Основное содержание работы заключено в трех главах.

Первая глава содержит обзор и анализ материалов отечественных и зарубежных источников по вопросу калибровки ФАР на открытых полигонах. Проанализированы функциональные возможности приведенных методов калибровки. Показано, что:

- вопросы влияния геометрических уходов КА и переотражений сигнала на ДН ФАР раскрыты не полностью;
- вопросы оценки зависимости ошибок калибровки коммутационными методами от погрешности измерения мощности контрольного сигнала раскрыты не полностью;
- вопросы процедур калибровки ФАР по секторам раскрыты не полностью.

На основании проведенного анализа сделан вывод об актуальности разработки алгоритма калибровки ФАР по секторам, а также способов оценки влияния негативных факторов на радиотехнические параметры ФАР.

Во **второй главе** рассматривается влияние ряда негативных факторов на результаты калибровки и на формируемую с их учетом ДН ФАР.

Предложена прогнозная оценка точности метода REV при калибровке с наличием погрешности измерений мощности. Дана оценка влияния погрешности как на амплитудную, так и на фазовую составляющие НКП. Проведено сравнение точности коммутационных методов, использующих амплитудные и амплитудно-фазовые измерения, в зависимости от значения погрешности измерений мощности. Проведен эксперимент, показывающий корректность полученных прогнозных оценок точности метода REV.

Предложена прогнозная оценка влияния погрешности установки КА на форму ДН ФАР. В частности, влияние этой погрешности на величину отклонения главного луча ФАР. Рассмотрено влияние смещения КА вдоль апертуры, смещения КА перпендикулярно апертуре - на фазовые ошибки в апертуре. Рассмотрено искажение формы ДН под влиянием фазовых ошибок. Проведен эксперимент, показывающий корректность полученных прогнозных оценок влияния погрешности установки КА на форму ДН ФАР.

Рассмотрены вопросы влияния переотражений сигнала на результаты калибровки и форму ДН ФАР. А именно, влияние расположенного в зоне Френеля источника рассеяния на результирующее распределение поля в апертуре при калибровке по КА, находящейся в дальней зоне ФАР. Влияние расположенного в зоне Френеля источника рассеяния на результирующее распределение поля в апертуре при калибровке по КА, также расположенной в зоне Френеля ФАР. Влияние источника рассеяния на форму результирующей ДН ФАР.

Третья глава посвящена разработке методики калибровки ФАР с использованием совмещения начальных коэффициентов передачи каналов между секторами ФАР после калибровки секторов по отдельности. В конце главы излагается общий подход для организации и проведения калибровки ФАР на открытых полигонах на основе материалов диссертационного исследования.

Задача совмещения начальных коэффициентов передачи ФАР возникает из-за того, что при калибровке антенн могут возникать ситуации, когда область засвет-

ки главным лучом калибровочной антенны не охватывает всю апертуру ФАР целиком, или распределение поля калибровочной антенны по апертуре отличается от равноамплитудного. Это приводит к невозможности калибровки всех каналов ФАР только из одного положения калибровочной антенны. Возникает задача разбиения апертуры ФАР на сектора, независимой калибровки секторов, а затем – совмещения полученных начальных коэффициентов передачи каналов секторов. Проведен эксперимент, подтверждающий корректность полученной методики.

В заключении перечислены основные положения диссертационной работы.

В приложении 1 представлен псевдокод алгоритма совмещения начальных коэффициентов передачи каналов.

Глава 1. Обзор методик калибровки и организации измерительных полигонов ФАР

1.1. Постановка задачи калибровки ФАР

В большинстве случаев в качестве характеристик, которые в дальнейшем используются в алгоритмах диаграммоформирования, берутся НКП каналов, определенные для ситуации, когда управляемый сдвиг фазы и аттенюация установлены в нулевое состояние. Если ФАР не имеет возможности управления амплитудой, то в алгоритмах диаграммоформирования используются только фазы этих коэффициентов.

В общем случае, с помощью внешнего источника в апертуре антенны формируется известное распределение комплексного поля в апертуре, на основе которого определяются НКП каналов. В свою очередь, на основании НКП, производится управление коэффициентами передачи для создания в апертуре однородного синфазного распределения и формирования остронаправленного луча (Рисунок 1.1).

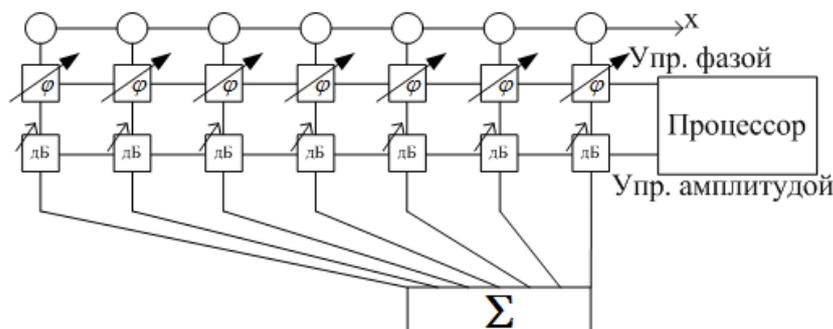


Рисунок 1.1 – Блок-схема линейной фазированной антенной решетки

Примем, что взаимное влияние управляемых устройств друг на друга при таком управлении пренебрежимо мало. Считая элементы ФАР всенаправленными, поле всей антенны в дальней зоне можно записать в виде:

$$\dot{E} = \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{i=1}^L G_i^s G_i^0 e^{-j(k(ux_i) - \phi_i^0 - \phi_i^s)}, \quad (1.1)$$

где

i – индекс канала;

L – количество каналов;

R – расстояние от центра апертуры до точки излучения\приема в дальней зоне;

G_j^s – затухание, вносимое аттенюаторами;

φ_i^s – фаза, вносимая ФВ;

k – волновое число;

j – мнимая единица;

u – направляющий косинус;

x_i – координаты i -го канала;

G_i^0 – начальное ослабление канала;

φ_i^0 – начальная фаза канала.

Целью калибровки является определение НКП:

$$\dot{G}_i^0 = G_i^0 e^{-j\varphi_i^0}. \quad (1.2)$$

Современные требования к процедуре калибровки включают в себя минимизацию временных затрат, количества вспомогательного оборудования, а также, по возможности, проведения чисто амплитудных измерений.

Рассмотрим типовые методы калибровки, опираясь на соответствующие примеры, и покажем актуальность исследования, выполненного в диссертационной работе.

1.2. Методы непосредственного измерения коэффициента передачи каждого канала ФАР

Создаваемые на рубеже 70-х 80-х годов прошлого века системы на базе ФАР были, как правило, единичными и дорогостоящими изделиями, а методы автоматической калибровки не были еще достаточно проработаны, в том числе и из-за слабого развития вычислительной техники. Использование мало автоматизированного, ручного труда при настройке таких систем считалось вполне допустимым.

В частности, для антенн небольшого размера, настройка могла производиться путем непосредственного измерения поля на выходе каждого элемента в антенне. КА устанавливалась непосредственно над излучающим элементом канала ФАР, а

зачастую (Рисунок 1.2), надевалась непосредственно на него. Вслед за тем, производилось измерение комплексного коэффициента передачи с помощью анализатора цепей.

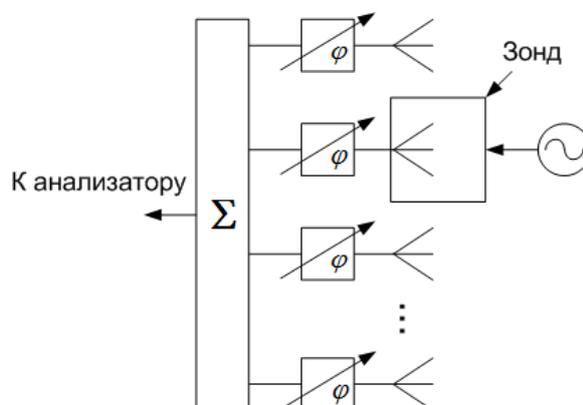


Рисунок 1.2 – Калибровка путем прямого измерения поля на выходе каждого элемента ФАР

Очевидным недостатком такого метода является большой объем ручных измерений и временных затрат. По мере развития вычислительной, антенной техники и методов ее измерения, в частности, с появлением автоматических стендов для измерения поля в ближней зоне, этот недостаток может быть преодолен и старый, идеологически простой, метод обретает вторую жизнь. Однако, как видно из Рисунок 1.2, существенным недостатком метода остается нахождение зонда в непосредственной близости от излучателей апертуры, что может существенно влиять на характеристики излучения.

Развитием метода, позволяющим обойти эту проблему, можно назвать метод определения амплитудно-фазовых характеристик каналов ФАР в ближней зоне с использованием векторного анализатора и последующим пересчетом в апертуру [8,9]. Например в [9], подвижный зонд располагают в непосредственной близости от тестируемой ФАР в плоскости, параллельной ее апертуре (Рисунок 1.3).

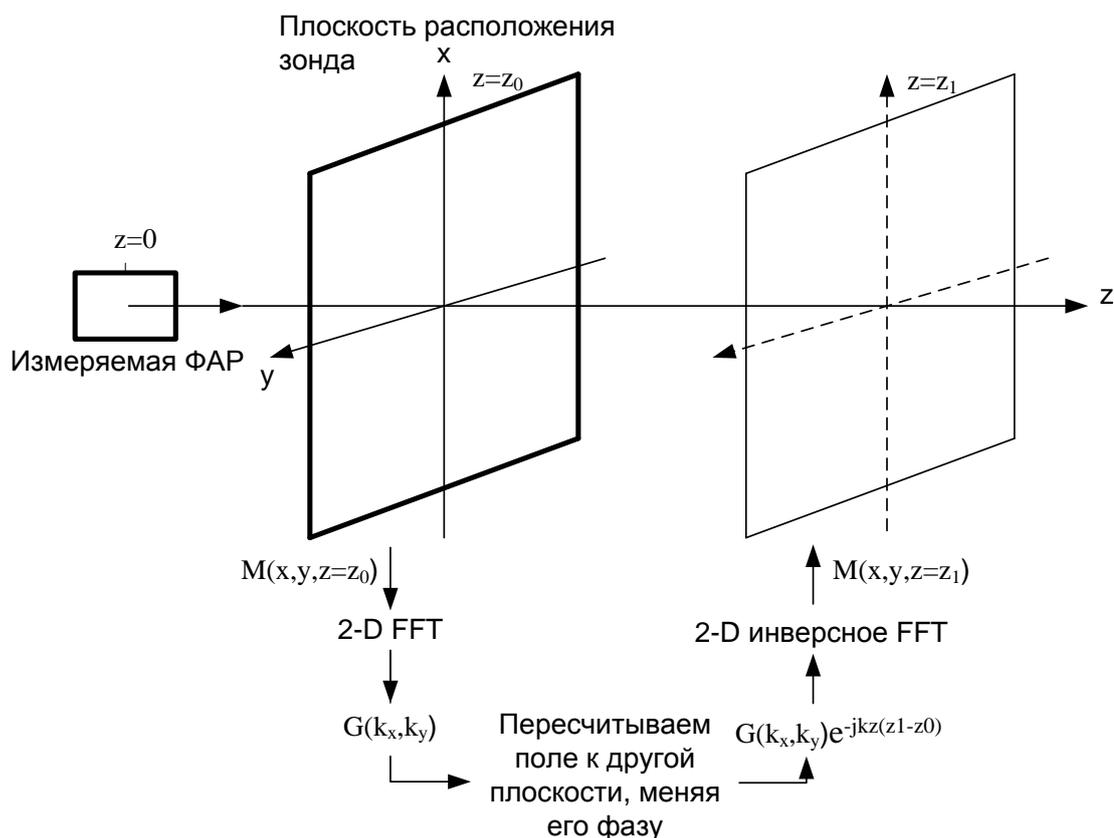


Рисунок 1.3 – Взаимное расположение тестируемой ФАР и зонда

Производят зондирование поля ФАР в указанной плоскости, а затем, при помощи обратного преобразования Фурье, приводят измеренный комплексный коэффициент передачи непосредственно к апертуре антенны, получая НКП:

$$\dot{G}^0(x, y, z_1) = \frac{1}{4\pi^2} \iint G(k_x, k_y) e^{-j(xk_x + yk_y)} e^{-jk_z(z_1 - z_0)} dk_x dk_y, \quad (1.3)$$

где

(x, y, z_0) – плоскость, в которой производится зондирование;

(x, y, z_1) – плоскость апертуры ФАР, $z_1 = 0$;

$\dot{G}^0 = (x, y, z_1)$ – напряженность поля в апертуре ФАР;

k_x, k_y – пространственные компоненты волнового вектора \vec{k} .

Недостатком подобных методов является рост погрешностей определения НКП при росте рабочей частоты из-за ошибок в определении взаимного положения измеряемой антенны и зонда, а также, необходимость фазовых измерений и сложность применения подобных методов в процессе эксплуатации ФАР из-за слож-

ностей в организации измерительного стенда и наличия дополнительных источников ошибок по сравнению с условиями БЭК.

1.3. Основные алгоритмы коммутационных методов калибровки

С ростом размеров антенных решеток, использовать метод, описанный выше, становится все более затруднительно, а при размере апертуры порядка сотни метров перемещение антенны-зонда по всей апертуре становится сложной технической и дорогостоящей задачей. Поэтому, используется КА, неподвижно закрепленная на некотором расстоянии от апертуры. С каналами антенны производятся манипуляции, состоящие в коммутации сигнала в каналах, посредством управления фазовращателями и аттенюаторами и одновременном измерении сигнала антенны. На основании измерений, рассчитываются НКП каналов. Подобные методы получили обобщенное название коммутационных, или методов переключений.

В частности, ранее, при настройке большой активной ФАР с помощью КА, расположенной на достаточном удалении на калибровочной вышке, использовалось последовательное попарное включение каналов антенны и максимизация сигнала с помощью настроечных фазовращателей, управляемых вручную. Например, для РЛС миллиметрового диапазона, описанной в [10], состоящей из 120 активных каналов, цикл работ по фазированию занимал несколько часов.

Развитие антенной техники и вычислительных средств позволило использовать коммутационные методы с высокой степенью автоматизации, что вызвало их бурное развитие. В результате, они получили широкое применение при калибровке практически всех типов ФАР.

В СССР коллективом авторов во главе с Бубновым Г.Г. была выпущена монография [11], рассматривающая основные вопросы калибровки ФАР коммутационным методом. По существу, эта монография предвосхитила создание эффективных производительных коммутационных методов, предложенных позже.

Ниже описаны наиболее используемые подходы при калибровке ФАР коммутационными методами. Если не оговорено особо, все процедуры проводятся по КА, находящейся в дальней зоне ФАР.

1.3.1. Метод двух элементов (МТЕ, measurements of two elements)

Метод [1,12] сходен с описанным выше методом ручной попарной калибровки каналов между собой и используется в том случае, если существует возможность отключать каналы антенны. Один из каналов антенны выделяется в качестве опорного, затем производится отключение всех каналов антенны кроме опорного и тестируемого. Затем, ФВ тестируемого канала последовательно устанавливается во все возможные состояния.

На Рисунке 1.4, на комплексной плоскости представлено поле опорного, тестируемого канала и суммарное поле двух каналов. При описанном управлении фазой, конец вектора поля тестируемого канала опишет круг вокруг конца вектора поля опорного канала, а суммарная относительная мощность двух каналов будет изменяться по синусоиде (Рисунок 1.5). Определяя положение максимума и минимума мощности, можно оценить относительные фазы опорного и тестируемого каналов, а по размаху синусоиды - определить отношение амплитуд по формулам [1]:

$$\dot{E} = \left| G_1 e^{j\varphi_1} + G_n^0 e^{j(\varphi_n^0 + \Delta)} \right|, \quad (1.4)$$

$$\varphi_n^0 = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L (\varphi_{n1} + 2\pi t_m), \quad (1.5)$$

$$\varphi_{n1} = \pi - \Delta_{\min} + (m-1)\Delta, \quad (1.6)$$

$$L = 1..M, M = \frac{2\pi}{\Delta}, t_m = 0, \pm 1, \quad (1.7)$$

$$\frac{G_n^0}{G_1} \leq 1, \rightarrow \Gamma = \frac{G_n^0}{G_1} = \frac{\gamma - 1}{\gamma + 1}, \quad (1.8)$$

$$\frac{G_n^0}{G_1} \geq 1, \rightarrow \Gamma = \frac{G_n^0}{G_1} = \frac{\gamma + 1}{\gamma - 1}, \quad (1.9)$$

$$\gamma = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}, \quad (1.10)$$

где

G_1 – амплитуда опорного канала;

φ_1 – фаза опорного канала;

G_n^0 – амплитуда тестируемого канала;

φ_n^0 – фаза тестируемого канала;

φ_{n1} – среднее значение фазы тестируемого канала;

Δ – дискрет ФВ;

Δ_{\min} – фаза, минимизирующая сигнал ФАР;

M – количество шагов переключения ФВ.

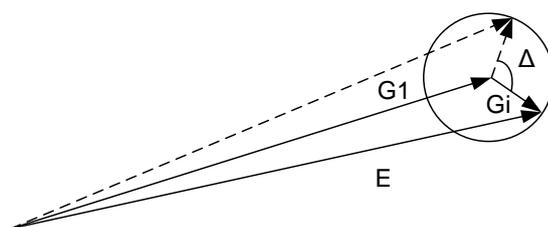


Рисунок 1.4 – Построение суммарного сигнала ФАР при МТЕ калибровке

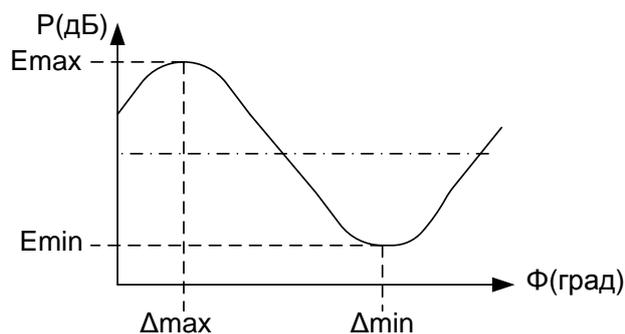


Рисунок 1.5 – Зависимость амплитуды от изменения фазы

Действия повторяются для всех каналов антенны, при этом в качестве опорного используется один и тот же канал.

1.3.2. Метод 180-градусной манипуляции фазой элемента

В случае, если отключение каналов ФАР невозможно, применяется выделение сигнала канала за счет манипуляции его фазой. Такой метод предложен Куан-Мин Ли, Руи-Ши Чу, Китай [12]. На апертуру ФАР поступает импульсный сигнал, при этом ФВ в тестируемом канале переключается на 180 градусов синхронно с каждым четным импульсом. Состояния остальных фазовращателей при этом не ме-

няются. В каждом такте измеряется амплитуда и фаза сигнала, затем, производится математическая обработка измеренных величин: суммарный сигнал четного такта вычитается из нечетного. При таком действии, как нетрудно убедиться, результат равен удвоенному сигналу тестируемого канала:

$$\dot{G}_b = \dot{G}_1^0 + \dot{G}_a, \quad (1.11)$$

$$\dot{G}_c = \dot{G}_2 + \dot{G}_a, \quad (1.12)$$

$$\dot{G}_d = \dot{G}_b - \dot{G}_c = \dot{G}_1^0 - \dot{G}_2 = \dot{G}_1^0(1 - e^{j\phi}), \quad (1.13)$$

$$\phi = 180^\circ, \dot{G}_d = 2\dot{G}_1^0, \quad (1.14)$$

где

\dot{G}_b – суммарный КП ФАР после первого такта;

\dot{G}_c – суммарный КП ФАР после второго такта;

\dot{G}_a – суммарный КП ФАР без тестируемого канала;

\dot{G}_1^0 – искомый начальный КП канала;

\dot{G}_2 – КП тестируемого канала, после приращения фазы на ϕ , $\dot{G}_2 = \dot{G}_1^0 e^{j\phi}$.

Автор пишет, что при уровне сигнала -20дБ точность определения амплитуды составила 0.3дВ, фазы – 3°. К плюсам данного метода можно отнести вычислительную простоту, к минусам – необходимость фазовых измерений.

1.3.3. Бесфазный метод поканальной максимизации сигнала

Простой по идее метод калибровки, предложен М. Факхарзадехом из университета Ватерлоо, Канада [13]. Предлагается калиброваться по КА, переключая ФВ каждого канала во все возможные состояния, при фиксированных положениях всех остальных элементов. Выбирают то состояние, в котором сигнал был максимальный. К плюсам такого подхода относится простота реализации и чисто амплитудные измерения, к минусам – невозможность его применения для многоэлементных ФАР из-за того, что на фоне суммарного сигнала антенны изменение амплитуды одного канала будет незаметно.

1.3.4. Метод REV(Rotation of an Electric field Vector)

В 1982 году, японские ученые S.Mano и T.Katagi предложили метод калибровки, в основе которого лежит управление одним элементом ФАР на фоне суммарного сигнала всех каналов антенны или REV [2,14–16]. Алгоритм является развитием метода МТЕ: ФВ тестируемого канала управляется так же, но отключения каналов не производится. В качестве опорного выступает сигнал всех остальных каналов (Рисунок 1.6). Вычисление начальных фаз и относительных амплитуд каналов производится по следующим формулам:

$$\dot{E} = \left| \left(\sum_{k=1}^N G_k e^{j\varphi_k} - G_n^0 e^{j\varphi_n^0} \right) + G_n^0 e^{j(\varphi_n^0 + \Delta)} \right|, \quad (1.15)$$

$$G_n^0 = \frac{\Gamma}{\sqrt{1 + 2\Gamma \cos \Delta_{\max} + \Gamma^2}}, \quad (1.16)$$

$$\varphi_n^0 = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \Delta_{\max}}{\cos \Delta_{\max} + \Gamma} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \Delta_{\min}}{\Gamma - \cos \Delta_{\min}} \right), \quad (1.17)$$

$$\Gamma = \frac{\gamma - 1}{\gamma + 1}; \gamma = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}, \quad (1.18)$$

где

\dot{E} – суммарный КП всей ФАР;

$G_k, G_n^0, \varphi_k, \varphi_n^0$ – амплитуды и фазы, соответствующие опорным и тестируемым каналам соответственно;

Δ – дискрет фазы для калибровки;

$\Delta_{\max}, \Delta_{\min}$ – фазы, максимизирующие, E_{\max} , и минимизирующие, E_{\min} , суммарный сигнал ФАР (Рисунок 1.5).

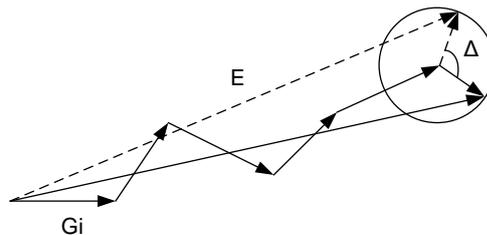


Рисунок 1.6 – Построение суммарного поля ФАР при REV калибровке

Амплитудные и фазовые погрешности определения НКП при таком управлении ФВ [16,18,19] записываются как:

$$\sigma_a = 8,68 \sqrt{\frac{\delta^2 + \Phi^2}{N}} [\text{дБ}], \quad (1.19)$$

для амплитуды, и, аналогично:

$$\sigma_\phi = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{\delta^2 + \Phi^2}{N}} [\text{град}], \quad (1.20)$$

для фазы. Где

N – количество элементов в решетке;

δ – девиация ошибки по амплитуде при работе аттенюатора;

Φ – девиация ошибки по фазе при работе ФВ.

Алгоритм приобрел широкую популярность ввиду простоты реализации, неприхотливости и точности получаемых результатов. В частности, он, с некоторыми усовершенствованиями, больше 15 лет успешно используется в ПАО «Радиофизика», Россия [1,11,20,21].

1.3.5. Метод циклического ортогонального кодирования

Как уже отмечалось выше, основная идея методов REV и МТЕ – переключение управляемого элемента в определенной последовательности, является базовой и получила множество продолжений. Так, например, аналогичный принцип, что и в МТЕ, используется в предложенном в 2000 году Роном Сорейсом [22] способе для калибровки антенны космического базирования в процессе эксплуатации. Автор считает, что переключать фазовращатели во все возможные фазовые состояния избыточно, в плане количества необходимых измерений. Предложено переключение фазовращателей в ортогональные состояния в соответствии с некоторой периодической последовательностью (Рисунок 1.7).

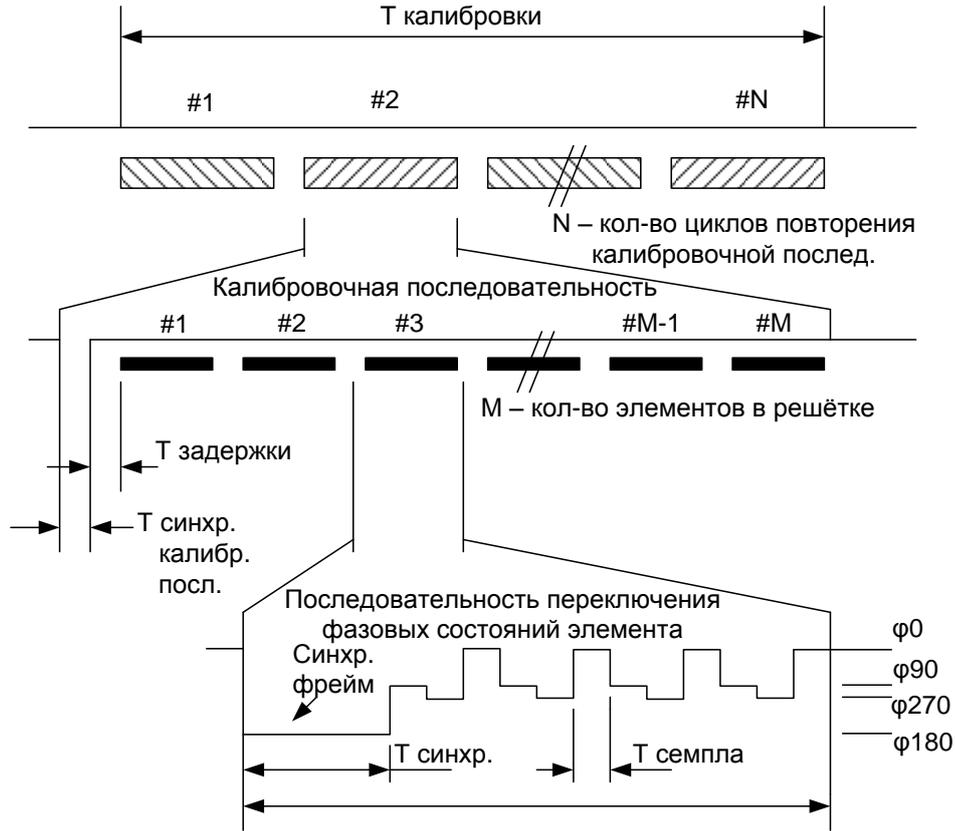


Рисунок 1.7 – Периодическая последовательность переключений ФВ

Утверждается, что заданная последовательность позволяет однозначно определить текущий номер переключения. Шаг семплирования, в течении которого фазовое состояние не меняется, выбирается в соответствии с критерием Найквиста. Доказывается, что для достижения погрешности определения начальной фазы в 2 градуса необходимо выполнить 12 переключений или 3 ортогональных круга при соотношении сигнал\шум не хуже 13дБ на элемент. Получены следующие выражения для начальной фазы и амплитуды элемента, а также для их погрешностей определения:

$$\hat{\phi}_k^0 = \tan^{-1} \left(\frac{\bar{q}_{270} - \bar{q}_{90}}{\bar{q}_0 - \bar{q}_{180}} \right), \quad (1.21)$$

$$\hat{G}_k^0 = \frac{\sqrt{(\bar{q}_{270} - \bar{q}_{90})^2 + (\bar{q}_0 - \bar{q}_{180})^2}}{4A_c}, \quad (1.22)$$

$$\hat{\sigma}_\phi^2 \cong \frac{N_0 B}{4LP_k} \left(1 + \frac{N_0 B}{2P_k (M-1)^2} \right), \quad (1.23)$$

$$\hat{\sigma}_G^2 \cong \frac{N_0 B}{4L} \left(1 + \frac{N_0 B}{2P_k (M-1)^2}\right), \quad (1.24)$$

где

$\bar{q}_{270}, \bar{q}_{90}, \bar{q}_0, \bar{q}_{180}$ – средние арифметические значения мощности на выходе детектора;

$$\begin{aligned} \bar{q}_{270} - \bar{q}_{90} &= 4a_m A_c \sin \delta_m, \\ \bar{q}_0 - \bar{q}_{180} &= 4a_m A_c \sin \delta_m, \end{aligned}$$

$$A_c = \sum_{m=1}^M a_m \cos \delta_m, \text{ где } a_m, \delta_m \text{ – амплитуда и фаза элемента } m;$$

$$P_k = \frac{a_k^2}{2} \text{ – мощность } k\text{-го элемента};$$

$N_0/2$ - плотность мощности шума;

$2B$ - ширина полосы фильтра, используемого для обработки сигнала ФАР;

M – количество элементов в решетке;

L – количество замеров мощности.

Достоинствами метода является использование чисто амплитудных измерений, а также малые временные затраты.

1.3.6. Метод кодирования контрольной последовательностью

Интересная идея управления представлена в методе ССЕ (control circuit encoding), предложенном Эриком Лаером и Майклом Землянски, США [23]. ССЕ использует набор ортогональных кодов, соответствующих значениям элементов матрицы Адамара, которые последовательно применяются ко всем имеющимся аттенюаторам и фазовращателям, позволяя производить калибровку всей ФАР. Контрольный сигнал излучается или принимается КА в дальней зоне или зоне Френеля. Выделяют два типа состояний элемента: опорное и кодированное. Эти состояния могут быть любыми, главное, чтобы их применение приводило к изменению сигнала. Используется свойство ортогональности столбцов матрицы Адамара, что позволяет определить передаточные коэффициенты каждого элемента

ФАР относительно опорного состояния из суперпозиции сигналов всех элементов:

$$\dot{y}(m) = \sum_{n=1}^N \left(\frac{1+H(m,n+1)}{2} \dot{a}(n) + \frac{1-H(m,n+1)}{2} \dot{d}(n)\dot{a}(n) \right), \quad (1.25)$$

где

$\dot{y}(m)$ – суммарный сигнал ФАР;

$\dot{a}(n)$ – комплексный коэффициент опорного состояния;

$\dot{d}(n)$ – комплексный коэффициент кодированного состояния;

H – матрица Адамара;

m – количество строк в матрице или количество ортогональных кодов;

n – количество столбцов или количество элементов ФАР.

При этом, если:

$$H(m,n+1) = +1, \text{ то } \frac{1+H(m,n+1)}{2} = 1, \quad \frac{1-H(m,n+1)}{2} = 0, \text{ и нужно установить}$$

опорное состояние;

если:

$$H(m,n+1) = -1, \text{ то } \frac{1+H(m,n+1)}{2} = 0, \quad \frac{1-H(m,n+1)}{2} = 1, \text{ и нужно установить ко-}$$

дированное состояние;

Тогда КП одного канала определяется как:

$$\dot{z}(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M H(m,k+1) \dot{y}(m), k = 1, 2, \dots, N, \quad (1.26)$$

или

$$\dot{z}(k) = \frac{(1-\dot{d}(k))\dot{a}(k)}{2}, k = 1, 2, \dots, N. \quad (1.27)$$

Погрешность метода по фазе составляет от долей до нескольких градусов и растет с увеличением частоты.

1.3.7. Метод МЕР(Multi-Element Phase toggle)

Хэмпсон и Смолдерс, Нидерланды [24], для определения начальных коэффициентов передачи, предлагают применять метод управления несколькими элементами, МЕР. Суть состоит в том, что все фазовращатели за один шаг делают приращение фазы. Первый ФВ всегда инкрементируется на одно состояние, второй на три, и так далее:

$$\dot{S}_n = \sum_{k=0}^L s_k e^{\frac{2\pi j n f_k}{N}}, \quad (1.28)$$

где

\dot{S}_n – измеренный сигнал;

s_k – амплитуда в канале k ;

L – число калибруемых элементов;

N – число измерений, равное количеству возможных состояний ФВ;

n – текущее измерение;

f_k – приращение фазового состояния для канала k .

Затем, производится быстрое преобразование Фурье измеренных комплексных сигналов, и «пики», соответствующие разным каналам, становятся видны на разных местах-частотах. Приращение фазового состояния для канала выбирается в зависимости от разрядности ФВ и количества желаемых каналов для одновременной калибровки с тем, чтобы охватить все возможные состояния ФВ для увеличения точности метода.

Плюсом такого способа является то, что помеховый сигнал, который может присутствовать в процессе калибровки, остается в «нулевом пике» БПФ спектра. Одновременно можно калибровать до $N/2$ элементов. Минусом является использование амплитудно-фазовых измерений.

1.3.8. Использование генетических алгоритмов для калибровки ФАР

Сеон Хо Сон и Сун Йонг Йом, Китай [25], для нахождения начальных фаз каналов используют генетический алгоритм. Отмечается, что калибровка представ-

ленным способом имеет временные затраты ниже, чем REV метод. В основе метода лежит нахождение таких фаз каналов, которые бы максимизировали мощность ФАР. Генетический алгоритм инициализируется набором, хромосомой, произвольно сгенерированных фаз каналов, которые применяются к фазовращателям, а затем, производится измерение мощности сигнала. Наиболее оптимальные хромосомы оставляют в следующей генерации. С каждой новой генерацией производятся мутации вида:

$$\varphi_j = \varphi_{j-1} + \delta N(0,1), \quad (1.29)$$

где

φ_j – фаза канала текущей генерации;

φ_{j-1} – фаза канала предыдущей генерации;

$\delta N(0,1)$ – стандартное отклонение гауссовского распределения с дисперсией 1 и мат. ожиданием 0.

На финальном шаге выполняется анализ сходимости. Процесс повторяется до тех пор, пока не будет достигнута заранее заданная граница уровня мощности, либо превышено число генераций. Авторами утверждается, что точность метода по фазе составляет $\approx 10^\circ$. Используются амплитудные измерения.

1.4. Вопросы организации измерительных полигонов для калибровки ФАР

Приведенные выше соотношения освещают вопросы математической обработки результатов измерений, производимых при калибровке, а также вопросы управления элементами. Вместе с тем, организация измерительных полигонов для калибровки имеет прямое влияние на точность получаемых начальных коэффициентов передачи. Под измерительным полигоном понимается совокупность оборудования, используемого для калибровки, и область пространства в котором оно расположено. При калибровке в условиях БЭК, на закрытом полигоне, его влияние на результаты минимальны. Однако на открытых полигонах имеются факторы, негативно сказывающиеся на результатах. Например, сложно обеспе-

чить требуемый уровень безэховости. Или положение КА может быть точно неизвестно, может меняться под действием внешних факторов. Как правило, на открытых полигонах производится калибровка крупноапертурных ФАР или ФАР в процессе эксплуатации. В связи с этим, появились работы, в которых рассматриваются различные аспекты калибровки ФАР на открытых полигонах. Часть из них представлена ниже.

1.4.1. Корректировка уходов параметров каналов в процессе эксплуатации

Уход фаз со временем приводит к систематической погрешности фазового распределения, и, следовательно, к ошибке направления и формы луча. Частота проведения калибровок определяется скоростью ухода фаз и требованиями по допустимой погрешности фазового распределения. Если достаточно проводить калибровку после первоначальной сборки антенны и далее после ремонтов, то калибровку можно рассматривать как часть настройки. Если калиброваться нужно во время эксплуатации, то калибровка – штатная процедура. В этом случае время калибровки становится важным параметром.

Хэмпсон и Смолдерс [19] предложили калибровать ФАР в два этапа. Первый они назвали «оффлайн» калибровкой, а второй – «онлайн». Первый этап выполняется единожды после изготовления ФАР в условиях БЭК. На втором этапе производится определение КП каждого канала при использовании калибровочных элементов непосредственно в апертуре ФАР (Рисунок 1.8).

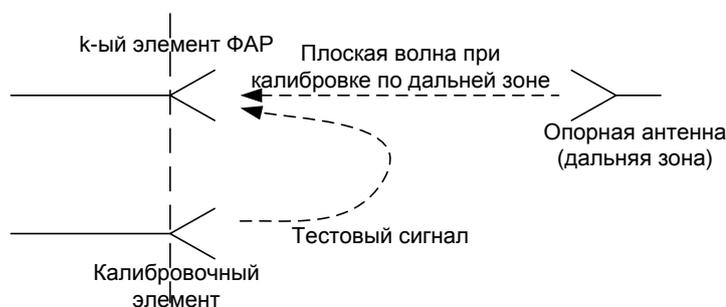


Рисунок 1.8 – Схема калибровки с использованием калибровочных элементов в апертуре

Т.е., зная «идеальные» комплексные НКП в ближней и дальней зонах, достаточно производить только их корректировку во время эксплуатации изделия.

Т. Такаши, Япония [26], использовал аналогичный подход, что и Хэмпсон, Смолдерс. Он предложил калибровать ФАР космического базирования при помощи вспомогательной антенны, находящейся в ближней зоне ФАР на спутнике (Рисунок 1.9).



Рисунок 1.9 – Схематичное изображение калибровочной системы на спутнике

Сначала ФАР калибруют REV методом на земле по КА в дальней зоне, получают начальные фазы φ_0 . Затем, снова используя метод REV, калибруются по КА в ближней зоне, получают φ_1 . И, наконец, после того, как спутник вывели на рабочую высоту, ФАР калибруют REV по той же самой КА в ближней зоне, находят φ_2 . Тогда скорректированный набор начальных фаз запишется в виде:

$$-\varphi_0 + (\varphi_2 - \varphi_1). \quad (1.30)$$

Разность $\varphi_2 - \varphi_1$ компенсирует механические отклонения в апертуре ФАР после развертывания спутника на орбите.

Добычина Е.М., Кольцов Ю.В., Россия [27, 28] адаптировали алгоритм Сорейса [22] к работе в составе системы управления ЦАР. Особенностью решения является возможность проводить калибровку в процессе эксплуатации не нарушая работу ЦАР. Блок калибровки организован в одном из цифровых сигнальных процессоров многолучевой ЦАР. После вычисления НКП, они передаются в цифровой сигнальный процессор соответствующего луча, который учитывает эти НКП при диаграммоформировании.

1.4.2. Методы подвода калибровочного сигнала в процессе эксплуатации

Кроме методов, основывающихся на управлении, большое распространение получил подход, базирующийся на подаче заранее определенного контрольного сигнала в апертуру ФАР [29–43].

Так, в статье Шитикова А.М. и Россельс Н.А., Россия [3], описывается схема разводки контрольного сигнала по внутренним цепям ФАР, с коммутацией сигнала так, чтобы в каждый момент времени контрольный сигнал подавался в единственный канал. В случае построения полотна антенны на основе сменных модулей, отмечается, что после замены модуля нет необходимости производить перекалибровку всей антенны. Достаточно перекалибровать заменяемый модуль и несколько соседних, а потом «сшить» полученный набор фаз с исходным, полученным после замены. Недостатком этого подхода является необходимость наличия фазового детектора сигнала для определения фазовой длины тракта, что не всегда возможно. В статье Денисенко В.В., Кияко В.И. и Макарова А.В., Россия [41], описываются различные схемы построения систем взаимной калибровки пары сигналов. Работа основывается на факте покоординатного равенства сумм полных фаз двух синхросигналов, распространяющихся навстречу друг другу по единой линии связи. В этих схемах синхросигналы, выделенные отдельно из линии связи с помощью направленных ответвителей, используются для фазовой синхронизации. При этом, становится возможной калибровка по внутренним цепям всех каналов одновременно. Минусом данного метода является необходимость введения дополнительных элементов (ответвители, смесители, фазометры) в каналы ФАР.

1.4.2.1. Метод МСМ(Mutual Coupling Measurements)

Используется калибровка через взаимные связи [44,45]. Базовые принципы таких измерений представлены в статье Герберта Аумана и Алана Фена, США [43]. ФАР для таких измерений должна обеспечивать одновременную работу на прием и передачу, а ее элементы должны быть идентичны, равномерно распределены по апертуре и иметь отдельное управление. Процедура начинается с того, что отключаются все каналы, кроме одного приемного, А, и одного передающего, В. За-

тем, производится измерение амплитуды и фазы сигнала в точке m относительно точки n , определяется комплексный передаточный коэффициент $G'_{m,n}$. Он состоит из коэффициентов, относящихся к управляемым элементам и к подводимым линиям:

$$G'_{m,n} = w_m u_m G_{m,n} w_n u_n, \quad (1.31)$$

где

w_m, w_n – вклад в КП от аттенуаторов и фазовращателей в каналы m и n ;

u_m, u_n – вклад в КП от подводимых линий (разъемы, делители мощности, СВЧ кабели) в каналы m и n ;

$G_{m,n}$ – передаточный коэффициент, характеризующий взаимную связь между элементами m и n по эфиру.

Если бы элементы были абсолютно идентичными и неоднородности с потерями в системе отсутствовали, то передаточная функция от m к n равнялась бы передаточной функции от m к $n+1$:

$$G_{m,n} = G_{m,n+1}, \quad (1.32)$$

однако, по факту:

$$G'_{m,n} \neq G'_{m,n+1}, \quad (1.33)$$

$$G'_{m,n+1} = w_m u_m G_{m,n+1} w_{n+1} u_{n+1}, \quad (1.34)$$

тогда имеем:

$$W'_{n+1} = \frac{G'_{m,n}}{G'_{m,n+1}} = \frac{w_n u_n}{w_{n+1} u_{n+1}}. \quad (1.35)$$

W'_{n+1} представляет собой комплексный множитель, при домножении на который сигнал элемента n становится таким же, как и сигнал элемента $n+1$. Таким образом, все элементы могут быть скалиброваны к одному. В большинстве случаев, используются амплитудно-фазовые измерения.

К плюсам данного метода можно отнести простоту реализации, а также отсутствие необходимости использовать внешнее юстировочное оборудование.

1.4.3. Вопросы калибровки многоэлементных антенн

При калибровке многоэлементных ФАР суммарный сигнал всей антенны получается намного больше сигнала интересующего канала. В связи с этим, изменение сигнала при управлении ФВ единственного канала могут быть просто неразличимы на общем фоне. Что бы этого не допустить, надо либо расфазировать антенну, либо проводить калибровку по частям. Очевидно, что расфазировка должна происходить по определенному алгоритму. Негативным фактором при калибровке по частям может являться необходимость постоянной периодической юстировки оборудования, участвующего в процедуре (например, из-за чувствительности приборов к температурным изменениям).

В общем случае, процесс калибровки многоэлементных ФАР можно условно разбить на две стадии: сначала производится минимизация уровня сигнала всей ФАР до уровня десятка каналов, а затем происходит калибровка в соответствии с выбранным алгоритмом. Способы минимизации зависят от архитектуры системы управления антенны и количества каналов. Так, например, в статье Бондарика А.В. и Шитикова А.М. [1], описаны два способа минимизации суммарного сигнала. В первом случае (Рисунок 1.10) у всех модулей ФАР, кроме тестируемого, половина фазовращателей каналов устанавливаются в состояния, обеспечивающие синфазное сложение сигналов в направлении оси антенны (на рисунке показано белыми кругами), а другая половина – в противофазное им состояние (на рисунке показано серыми кругами). Фазовые состояния рассчитываются на основе априорной информации. Сигнал каждого модуля при этом существенно снижается.

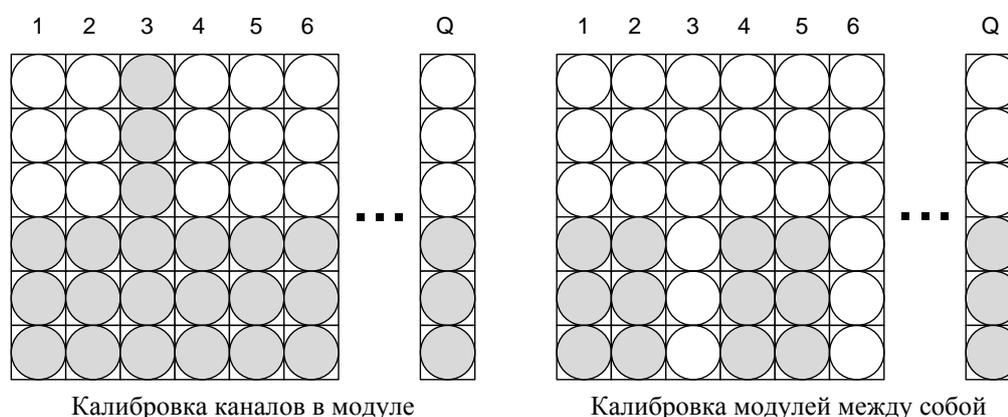


Рисунок 1.10 – Разбиение каналов для минимизации уровня сигнала ФАР

Во втором случае, изменяются состояния половины фазовращателей всей антенны, до достижения минимального уровня сигнала. Затем, производится перераспределение каналов по группам, и повторная минимизация. Процесс повторяется до достижения приемлемого уровня сигнала. Для разбиения каналов на группы используется набор функций Уолша. Свойство ортогональности функций позволяет делить каналы пополам: при каждом последующем разбиении в каждой группе остается половина каналов, находившихся в ней при предыдущем разбиении. Остальные каналы переходят в нее из другой группы.

Калибровка бесфазным методом на прием с использованием функций Уолша, упорядоченных по Адамару или Пэли, представлена в книге Воскресенского Д.И., Канащенкова А.И., в главе «Диагностика антенных решеток» за авторством Воронина Е.Н., Лиепинь У.Р., Шифрина Я.С., Россия [46]. Сначала производится N фазирований в базисе Уолша. Затем, применяя процедуру обратного быстрого преобразования Уолша, можно получить НКП. Также в книге представлен целый ряд амплифазометрических способов диагностики ФАР.

1.4.4. Требования к открытым полигонам для измерений ФАР

Был проведен анализ литературы на предмет наличия специальных требований к открытым полигонам для измерений и калибровки ФАР. По найденным материалам можно заключить, что каких-то специальных требований к полигонам для калибровки ФАР не предъявляется. Основные подходы к организации измерений на открытых полигонах заключаются в следующем. В [11] при работе на открытых полигонах рекомендуется выбирать КА с минимальным уровнем засветки земли. В [47] рассматриваются несколько видов открытых полигонов, геометрия которых связана с рельефом местности: поднятый, наклонный, с падающим рельефом. Даются рекомендации по минимизации отражений: во всех случаях кроме приземного полигона с интерференционным формированием вспомогательного поля, желательно, чтобы отраженный луч попал в область минимума поля измеряемой и вспомогательной антенн или в область малых боковых лепестков. В [48] предлагается использовать металлические экраны для перенаправле-

ния нежелательных отражений контрольного сигнала в сторону от измерительной трассы, а также, при возможности, работать на горизонтальной поляризации для минимизации отражений от земли. В [49] предлагается использовать дифракционные заборы для минимизации отражений от земной поверхности. В статье [50], посвященной вопросам калибровки и измерения ФАР, упоминается, что при работе с ФАР, требующих длительный промежуток времени для калибровки, нужно стараться исключить дрейф коэффициента передачи с течением времени.

1.5. Выводы

Описаны реализации большинства известных методов калибровки ФАР. А также подходы к организации измерений и калибровки ФАР на открытых полигонах. Основываясь на представленных материалах, можно сделать следующие выводы.

1. В настоящее время уделяется все больше внимания настройке ФАР на открытых полигонах и сокращению времени измерений.

2. В ряде работ даются способы учета геометрических погрешностей для расчета НКП, однако, вопросы влияния неучета этих ошибок на форму ДН ФАР не раскрываются.

3. В большинстве работ, в которых даются оценки погрешностей коммутационных методов, рассматриваются только погрешности установки фазовращателей и аттенюаторов.

4. Проблема оценки влияния помеховых сигналов на результаты калибровки не освещается.

5. Большинство методов предполагают работу с антенной, имеющей от нескольких единиц до нескольких десятков управляемых элементов в апертуре. Это ограничение связано с тем, что ядром большинства методов являются амплитудные измерения суммарного сигнала ФАР при коммутации одного или нескольких каналов.

6. Для калибровки многоэлементных ФАР общими подходами являются либо минимизация суммарного сигнала всей ФАР и калибровка коммутационными ме-

тодами, либо разделение каналов на группы, при неизменном положении КА, и калибровка по частям. Оба метода являются затратными по времени применительно к многоэлементной ФАР, что негативно сказывается на результатах калибровки при возможном дрейфе комплексного коэффициента передачи контрольного сигнала со временем.

Таким образом, представляется актуальным создание работы, в которой бы раскрывались вопросы организации измерительных полигонов и проведения калибровки ФАР с учетом наличия ряда факторов, негативно сказывающихся на ее результатах. В частности, было исследовано влияние неточностей установки КА и рассеянных полей в апертуре ФАР на результаты калибровки и форму ДН ФАР. Давались прогнозные оценки точности калибровки при наличии погрешности измерения мощности контрольного сигнала. Был разработан метод для калибровки многоэлементных ФАР по КА, который бы снижал временные затраты на калибровку. Рассмотрение вышеназванных вопросов будет способствовать развитию методик калибровки ФАР на открытых полигонах и в процессе эксплуатации.

Глава 2. Вопросы калибровки ФАР на открытых полигонах

Как отмечалось в конце первой главы, в литературе недостаточно подробно отражены некоторые аспекты проведения калибровки, влияющие на получаемые НКП, особенно актуальные при работе на открытых полигонах. В данной главе рассматривается ряд таких факторов. А именно:

– вопрос прогнозной оценки точности калибровки канала ФАР коммутационным методом REV при наличии погрешности измерения мощности контрольного сигнала;

– вопрос прогнозной оценки точности калибровки канала ФАР коммутационным методом с использованием амплитудно-фазовых измерений при наличии погрешности измерения мощности контрольного сигнала;

– вопрос необходимой точности установки вспомогательных антенн относительно апертуры калибруемой ФАР;

– вопрос влияния многолучевого распространения контрольного сигнала между КА и калибруемой антенной.

Ниже проводится анализ влияния перечисленных факторов на результаты калибровки и на формируемую по этим результатам ДН ФАР.

Везде в работе при записи выражений для напряженности электрического поля в некоторой точке пространства полагается, что поляризация эффективна равна единице. Если не указано особо, зависимость напряженности электрического поля от времени, а также нормировочный коэффициент и зависимость фазы от расстояния – опускаются.

2.1. Оценка погрешности калибровки ФАР методом REV

2.1.1. Постановка задачи

В процессе калибровки фазированных антенных решеток коммутационными методами нередко встает вопрос о точности получаемых результатов, т.к. ошибки в определении НКП ведут к деградации основных РТХ ФАР: искажению формы ДН, АЧХ и ФЧХ, снижению КУ. Ниже будут рассматриваться погрешности при-

менительно к калибровке методом REV [4], как получившим широкое распространение, не требующим измерения фазы сигнала и удобно применимым как для калибровки в лабораторных условиях, так и для калибровки на открытых полигонах, в процессе эксплуатации. При использовании других методов, соотношения для величин ошибок могут быть другими. В литературе можно встретить оценки погрешности метода REV. Однако, в качестве источника погрешностей рассматриваются неточности установки фазовых состояний фазовращателями [19,51,52].

Точность калибровки ФАР коммутационными методами зависит от отношения амплитуды тестируемого канала к амплитуде опорного канала и погрешности измерения мощности измерительной аппаратурой.

В частности, в многоэлементных ФАР влияние изменения сигнала одного элемента (тестируемого канала) на суммарный опорный сигнал слабо заметно на фоне шумов, и, как следствие, необходима корректировка суммарного сигнала каналов, участвующих в процедуре калибровки. В работе [1] предлагается использовать предварительную расфазировку ФАР, снижающую уровень суммарного сигнала так, что изменение амплитуды тестируемого канала на фоне суммарного сигнала ФАР становилось более заметным.

Погрешность измерения мощности сигнала складывается из систематической погрешности и случайной. Систематическая погрешность, например ошибка измерения сигнала из-за КСВ кабелей измерительного стенда, не оказывает влияния на результаты калибровки методом REV, т.к. добавляется как к опорному каналу, так и к тестируемому. Случайная погрешность зависит от шумов в измерительном приборе и в измеряемом объекте. К случайной погрешности относятся: собственный тепловой шум измеряемой антенны, шум, получаемый антенной из окружающего пространства, приборные шумы и т.п. Эти шумы непосредственно влияют на точность измерений при калибровке. К ним же можно отнести другие факторы – например, помехи от аппаратуры, не относящейся к калибруемой ФАР, ошибки из-за округления уровня сигнала встроенным детектором. Эти процессы сами по себе не случайны, но в большинстве случаев могут также рассматриваться как шумоподобные, по аналогии с шумами квантования при обработке сигнала. Слу-

чайные погрешности можно исключить многократными измерениями, но это требует значительных временных затрат. В диссертации в качестве погрешности измерения модуля коэффициента передачи рассматривается именно случайная погрешность. Таким образом, измерение сигнала при калибровке происходит в условиях шума, что приводит к погрешности измерения, что, в свою очередь, приводит к ошибкам в определении НКП.

2.1.2. Основные соотношения метода REV

Как отмечалось в п.1.3.4, в 1982 году японские ученые S.Mano и T.Katagi предложили метод калибровки, в основе которого лежит управление одним элементом ФАР на фоне суммарного сигнала всех каналов антенны или REV [2,14–16]. Алгоритм является развитием метода МТЕ, описанного в п.1.3.1. Приведем основные соотношения, используемые при калибровке методом REV. Соотношения приводятся в соответствии с [1].

Суть метода REV применительно к приемным ФАР заключается в следующем. ФАР облучается монохроматическим контрольным сигналом на рабочей частоте с помощью контрольной антенны (КА) (Рисунок 2.1а). Фазовращатель выбранного канала последовательно переключается во все фазовые состояния так, что фазовый сдвиг изменяется в пределах 360 градусов при постоянстве сигналов в остальных каналах. После каждого переключения измеряется мощность P_l суммарного сигнала на выходе антенны с помощью детектора мощности (измерение фазы сигнала при этом не требуется). По значениям P_l , измеренным для каждого фазового состояния с номером l , вычисляется НКП канала. Операция повторяется для всех каналов ФАР. При калибровке передающей ФАР, контрольный сигнал подается на ее вход, а измерение мощности суммарного сигнала производится на выходе КА (Рисунок 2.1б).

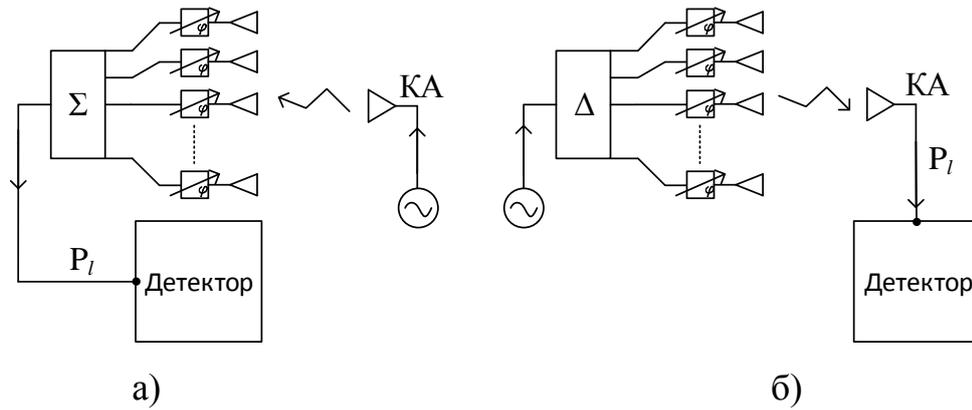


Рисунок 2.1 – Схема калибровки приемной (а) и передающей (б) ФАР

В процессе калибровки, суммарный сигнал можно представить как векторную сумму комплексных сигналов \dot{E}_{test} – то есть, сигнала тестируемого канала, и \dot{E}_{ref} – опорного сигнала, равного сумме сигналов всех остальных каналов. Векторная диаграмма сложения комплексных сигналов ФАР показана на (Рисунке 2.2). Опорный сигнал не изменяется на протяжении калибровки одного тестируемого канала, а конец вектора $\dot{E}_l = \dot{E}_{ref} + \dot{E}_{test}$ последовательно совершает оборот вокруг \dot{E}_{ref} с ростом номера состояния l .

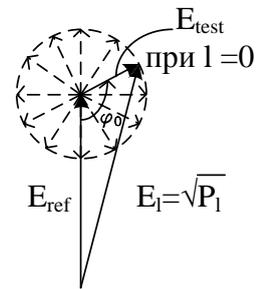


Рисунок 2.2 – Векторная диаграмма сложения комплексных сигналов в опорном и измеряемом каналах ФАР

Мощность суммарного сигнала, согласно теореме косинусов, может быть представлена как:

$$P_l = E_{test}^2 + E_{ref}^2 + 2E_{test}E_{ref} \cos(\varphi_0 - \Delta \cdot l), \quad (2.1)$$

где

Δ – дискрет ФВ;

φ_0 – начальная (при $l = 0$) фаза в тестируемом канале.

В соотношении (2.1) участвуют модули комплексных сигналов \dot{E}_{test} и \dot{E}_{ref} .

Поскольку при калибровке мощность P_l измеряется для каждого фазового состояния ФВ $l = 0, 1, \dots, L - 1$, то (2.1) представляет собой систему из L уравнений с тре-

мя неизвестными величинами: E_{test} , E_{ref} и φ_0 . Эта система записана в предположении, что амплитуда тестируемого канала E_{test} одинакова во всех состояниях ФВ, а дискрет переключения ФВ Δ одинаков при всех переключениях и составляет $\Delta = 2\pi/L$. Из (2.1) видно, что величина P_l при приращении номера фазового состояния l в тестируемом канале изменяется по синусоиде [3].

Преобразуем систему уравнений (2.1) к виду:

$$P_l = A + B \cos(\Delta \cdot l) + C \sin(\Delta \cdot l), \quad (2.2)$$

где

$$l = 0, 1, \dots, L-1, \quad A = E_{test}^2 + E_{ref}^2; \quad B = 2E_{test}E_{ref} \cos \varphi_0; \quad C = 2E_{test}E_{ref} \sin \varphi_0.$$

Для системы (2.2) неизвестные величины A , B , C могут быть определены с помощью метода наименьших квадратов следующими соотношениями:

$$A = L^{-1} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} P_l, \quad B = 2L^{-1} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta \cdot l), \quad C = 2L^{-1} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta \cdot l). \quad (2.3)$$

Из (2.3) следует, что начальная фаза сигнала тестируемого канала выражается соотношением:

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \left(\frac{C}{B} \right). \quad (2.4)$$

Соотношение амплитуд опорного и тестируемого каналов может быть определено через отношение минимального и максимального значения модуля суммарного сигнала по следующим формулам:

$$\begin{aligned} 2E_{ref} &= E_{\max} + E_{\min} && \text{при } E_{ref} > E_{test}, \\ 2E_{test} &= E_{\max} - E_{\min} && \\ &&& \text{или} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} 2E_{ref} &= E_{\max} - E_{\min} && \text{при } E_{ref} < E_{test}. \\ 2E_{test} &= E_{\max} + E_{\min} && \end{aligned}$$

Для определения модулей коэффициентов передачи тестируемого и опорного каналов, сначала из (2.2), (2.3), (2.5) получим следующие соотношения для максимальных и минимальных значений модулей коэффициента передачи суммарного сигнала:

$$E_{\max}^2 = A + \sqrt{B^2 + C^2}, \quad E_{\min}^2 = A - \sqrt{B^2 + C^2}. \quad (2.6)$$

Затем из (2.5), (2.6) находим:

$$E_{test} = \frac{1}{2}(\sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}} - \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}}), \quad (2.7)$$

$$E_{ref} = \frac{1}{2}(\sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}} + \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}}). \quad (2.8)$$

Из (2.7), (2.8) получим выражение для относительной начальной амплитуды сигнала в канале:

$$\delta_0 = \frac{E_{test}}{E_{ref}} = \frac{\sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}} - \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}}}{\sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}} + \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}}}. \quad (2.9)$$

Выражения (2.4) и (2.9) связывают амплитуды и фазы сигналов \dot{E}_{test} , \dot{E}_{ref} , а задачей калибровки является получение амплитуды и фазы НКП для каждого канала. При калибровке достаточно определить комплексные значения НКП каналов с точностью до общего комплексного значения $\omega_0 \exp(i\psi_0)$. Фазы НКП при этом определяются относительно ψ_0 , а амплитуды – относительно ω_0 . Сигнал \dot{E}_{test} не может выступать в качестве такого значения, так как он меняется от канала к каналу. Однако сумма $\dot{E}_{\Sigma} = \dot{E}_{test} + \dot{E}_{ref}$ может, так как представляет собой суммарный сигнал всей антенны, в исходном состоянии до калибровки.

2.1.3. Теоретические основы для расчета погрешностей

Выясним, как погрешность калибровки методом REV связана с выражениями для определения НКП, полученными в п.2.1.2 – ф.(2.4), (2.9). Амплитуда и фаза сигнала имеют разные особенности нормировки. Так, добавление ко всем каналам одинаковой фазовой подставки не изменяет формы ДН, точно так же, не меняет формы ДН домножение амплитуды каналов на одну и ту же величину. Таким образом, так как фаза аддитивна по своей природе, а амплитуда мультипликативна, то для оценки погрешности по фазе достаточно определить абсолютную погрешность, в то время как для оценки погрешности по амплитуде необходимо опери-

ровать относительной погрешностью. Погрешность определения начальной фазы достаточно определить для выражения (2.4), т.к. амплитуда опорного канала много больше погрешности измерения коэффициента передачи сигнала, и поэтому доворот начальной фазы на фазу опорного канала не изменяет абсолютную погрешность определения начальной фазы.

Будем считать, что на результат измерения влияет аддитивный случайный шум, уровень которого в процессе калибровки не меняется. Будем считать, в соответствии с рассуждениями в п.2.1.1, что каждый замер модуля коэффициента передачи по мощности P_l , где l – состояние ФВ, осуществляется с погрешностью ε .

На результаты измерения P_l также влияют мощность генератора контрольного сигнала и ослабления в трактах калибровочного стенда. Однако, как следует из полученных соотношений, пропорциональное изменение значений мощности от P_l к cP_l не изменит результатов калибровки, так как в (2.4) и (2.9) вычисляются отношения.

При математическом моделировании процедуры калибровки для верификации полученных оценок, шумы при измерениях добавлялись при помощи генератора случайных чисел с нормальным законом распределения [54].

Сначала моделировались 10000 значений мощности (суммарного сигнала ФАР) с наличием шумов. Это делалось для того, чтобы вычислить погрешность измерения мощности ε перед калибровкой. Наборов из 10000 значений мощности сигнала генерировалось 5, для разных дисперсий шума $\sigma_{ш}^2$. Дисперсии шума подбирались так, чтобы среднеквадратические отклонения σ_c (СКО) мощности сигнала в децибелах равнялись 0.1, 0.2, 0.3, 0.4 и 0.5 дБ, $\sigma_{c_дБ} = 10 \lg \left(\frac{\sigma_c + \bar{P}_{\text{ФАР}+\text{шум}}}{\bar{P}_{\text{ФАР}+\text{шум}}} \right)$.

СКО мощности использовались в качестве погрешностей измерения мощности ε при вычислении ошибок калибровки.

Нормально распределенный шум задавался комплексным числом, действительная и мнимая часть которого вычислялись по отдельности как нормальное

распределение с математическим ожиданием $\mu = 0$ и дисперсией, равной дисперсии шума:

$$\begin{aligned} \text{Re}_{u} &= N(0, \sigma_u^2), \\ \text{Im}_{u} &= N(0, \sigma_u^2). \end{aligned} \quad (2.10)$$

Сигнал ФАР с шумом вычислялся как сумма сигнала ФАР и сигнала шума:

$$\dot{G}_{\text{ФАР+шум}} = (\text{Re}_{\text{ФАР}} + \text{Re}_u) + j \cdot (\text{Im}_{\text{ФАР}} + \text{Im}_u). \quad (2.11)$$

А мощность сигнала как: $P_{\text{ФАР+шум}} = |\dot{G}_{\text{ФАР+шум}}|^2$. Для оценки погрешности калибровки с использованием амплитудно-фазовых измерений, необходимо знать СКО фазы сигнала. Фаза сигнала вычислялась как $\arctan\left(\frac{\text{Im}_{\text{ФАР}} + \text{Im}_u}{\text{Re}_{\text{ФАР}} + \text{Re}_u}\right)$.

С помощью полного дифференциала функции можно выяснить, как отражаются на ее значении погрешности аргументов этой функции. В нашем случае, функциями будут зависимости для начальной фазы и относительной начальной амплитуды из метода REV, ф.(2.4), (2.9). Зная погрешность измерения модуля коэффициента передачи по мощности, можно найти абсолютную погрешность определения начальной фазы и погрешность определения начальной относительной амплитуды по формулам:

$$\Delta\varphi_0 = \sqrt{\left(\left|\frac{\partial\varphi_0}{\partial B}\right| \cdot \Delta B\right)^2 + \left(\left|\frac{\partial\varphi_0}{\partial C}\right| \cdot \Delta C\right)^2}, \quad (2.12)$$

$$\Delta\delta_0 = \sqrt{\left(\left|\frac{\partial\delta_0}{\partial A}\right| \cdot \Delta A\right)^2 + \left(\left|\frac{\partial\delta_0}{\partial B}\right| \cdot \Delta B\right)^2 + \left(\left|\frac{\partial\delta_0}{\partial C}\right| \cdot \Delta C\right)^2}. \quad (2.13)$$

2.1.4. Оценка погрешности определения начальной фазы канала

Для того чтобы вычислить $\Delta\varphi_0$, необходимо рассчитать погрешности вычисления частных сумм из (2.3). Оценим погрешность ΔA для частной суммы

$A = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} P_l$. Из теории вероятности известно, что ошибка суммы независимых ве-

личин равна корню квадратному из суммы квадратов ошибок слагаемых [6]. Тогда:

$$\Delta A = \frac{1}{L} \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} \varepsilon^2},$$

и, окончательно:

$$\alpha = \frac{\varepsilon}{\sqrt{L}}. \quad (2.14)$$

Погрешность ΔB для частной суммы $B = \frac{2}{L} \sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta l)$:

$$\Delta B = \frac{2}{L} \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} (\varepsilon \cos(\Delta_d l))^2} = \frac{2}{L} \varepsilon \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} (\cos(\Delta_d l))^2},$$

или:

$$\Delta B = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{L}} \varepsilon. \quad (2.15)$$

Погрешность ΔC для частной суммы $C = \frac{2}{L} \sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta l)$:

$$\Delta C = \frac{2}{L} \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} (\varepsilon \sin(\Delta_d l))^2} = \frac{2}{L} \varepsilon \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} (\sin(\Delta_d l))^2},$$

или:

$$\Delta C = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{L}} \varepsilon. \quad (2.16)$$

Таким образом, погрешности для частных сумм: для $A - \frac{\varepsilon}{\sqrt{L}}$, для $B, C - \frac{\sqrt{2}\varepsilon}{\sqrt{L}}$.

Вычисляем погрешность определения начальной фазы по (2.4), где:

$$\frac{\partial \varphi_0}{\partial B} = -\frac{C}{B^2 \left(1 + \frac{C^2}{B^2}\right)}, \quad \frac{\partial \varphi_0}{\partial C} = \frac{1}{B \left(1 + \frac{C^2}{B^2}\right)}.$$

Тогда:

$$\Delta \varphi_0 = \sqrt{\left(\left|-\frac{C}{C^2 + B^2} \Delta B\right|\right)^2 + \left(\left|\frac{B}{C^2 + B^2} \Delta C\right|\right)^2} = \frac{\Delta B}{\sqrt{C^2 + B^2}}. \quad (2.17)$$

Подставляя в (2.17) выражения для B и C из (2.3) и ΔB из (2.15), окончательно получим:

$$\Delta\varphi_0 = \frac{\sqrt{L}\varepsilon}{\sqrt{2}\sqrt{\left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta l)\right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta l)\right)^2}}. \quad (2.18)$$

2.1.5. Оценка погрешности определения начальной амплитуды канала

Проведем вспомогательные расчеты. Из метода МТЕ[4] известно:

$$2E_{test} = E_{max} - E_{min},$$

$$E_{max} = \sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}}; E_{min} = \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}},$$

$$E_{test} = \frac{1}{2}(\sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}} - \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}});$$

$$E_{ref} = \frac{1}{2}(\sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}} + \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}}).$$

Погрешности вычисления частных сумм A , B , C были вычислены в п. 2.1.4. Для упрощения расчетов, обозначим $\sqrt{B^2 + C^2}$ за f и найдем ее погрешность вычисления, η :

$$\begin{aligned} \eta &= \sqrt{\left(\frac{\partial}{\partial B}(\sqrt{B^2 + C^2}) \times \Delta B\right)^2 + \left(\frac{\partial}{\partial C}(\sqrt{B^2 + C^2}) \times \Delta C\right)^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{B}{\sqrt{B^2 + C^2}} \times \frac{\sqrt{2}\varepsilon}{\sqrt{L}}\right)^2 + \left(\frac{C}{\sqrt{B^2 + C^2}} \times \frac{\sqrt{2}\varepsilon}{\sqrt{L}}\right)^2} = \sqrt{\frac{2B^2\varepsilon^2}{(B^2 + C^2)L} + \frac{2C^2\varepsilon^2}{(B^2 + C^2)L}} = \frac{\sqrt{2}\varepsilon}{\sqrt{L}}. \end{aligned}$$

Таким образом:

$$\Delta B = \Delta C = \eta = \frac{\sqrt{2}\varepsilon}{\sqrt{L}}. \quad (2.19)$$

Перейдем к вычислению амплитудной погрешности. Нас интересует не ошибка определения E_{test} , а ошибка определения отношения $\frac{E_{test}}{E_{ref}}$ по (2.9), т.к. в мето-

де REV определяется оно. Можно показать, что $f = \sqrt{B^2 + C^2} = 2E_{test}E_{ref}$ и:

$$E_{ref}^2 = \frac{1}{2}(A + \sqrt{A^2 - f^2}), E_{test}^2 = \frac{1}{2}(A - \sqrt{A^2 - f^2}).$$

Тогда:

$$\frac{E_{test}}{E_{ref}} = \frac{2E_{test}E_{ref}}{2E_{ref}^2} = \frac{f}{A + \sqrt{A^2 - f^2}}.$$

Избавляясь от суммы в знаменателе, получим:

$$\frac{E_{test}}{E_{ref}} = \frac{f}{A + \sqrt{A^2 - f^2}} \times \frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{A - \sqrt{A^2 - f^2}} = \frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f}. \quad (2.20)$$

Погрешность вычисления (2.20) с учетом (2.13), будет равна:

$$\Delta\delta_0 = \sqrt{\left(\frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f} \right) \times \Delta A\right)^2 + \left(\frac{\partial}{\partial f} \left(\frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f} \right) \times \eta\right)^2}, \quad (2.21)$$

где:

$$\frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f} \right) = \frac{1 - \frac{A}{\sqrt{A^2 - f^2}}}{f}, \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial}{\partial f} \left(\frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f} \right) = \frac{1}{\sqrt{A^2 - f^2}} - \frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f^2}. \quad (2.23)$$

Далее производим замены:

$\sqrt{A^2 - f^2} = E_{ref}^2 - E_{test}^2$; $A = E_{ref}^2 + E_{test}^2$; $f = \sqrt{B^2 + C^2} = 2E_{test}E_{ref}$. Подставляя в (2.22) и (2.23), получим:

$$\frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f} \right) = \frac{1 - \frac{E_{ref}^2 + E_{test}^2}{E_{ref}^2 - E_{test}^2}}{2E_{test}E_{ref}} = \frac{-E_{test}}{E_{ref}(E_{ref}^2 - E_{test}^2)}, \quad (2.24)$$

$$\frac{\partial}{\partial f} \left(\frac{A - \sqrt{A^2 - f^2}}{f} \right) = \frac{1}{E_{ref}^2 - E_{test}^2} - \frac{1}{2E_{ref}^2}. \quad (2.25)$$

Рассмотрим подкоренное выражение из (2.21), подставив в него (2.24) и (2.25).

Вынося $\left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{L}}\right)^2$ за корень, получим:

$$\frac{E_{test}^2}{E_{ref}^2 (E_{ref}^2 - E_{test}^2)^2} + 2 \times \left(\frac{1}{E_{ref}^2 - E_{test}^2} - \frac{1}{2E_{ref}^2} \right)^2. \quad (2.26)$$

Учитывая малость отношения $\frac{E_{test}}{E_{ref}}$, первым слагаемым пренебрегаем.

Рассмотрим второе слагаемое в (2.26). Приводя к общему знаменателю, находим:

$$2 \times \left(\frac{1}{E_{ref}^2 - E_{test}^2} - \frac{1}{2E_{ref}^2} \right)^2 = 2 \times \left(\frac{1}{2E_{ref}^2} \right)^2 \times \left(\frac{E_{ref}^2 + E_{test}^2}{E_{ref}^2 - E_{test}^2} \right)^2.$$

Т.к. $\frac{E_{test}}{E_{ref}}$ мало, можно принять, что $\frac{E_{ref}^2 + E_{test}^2}{E_{ref}^2 - E_{test}^2} \approx 1$. Окончательно, (2.26) примет

вид:

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2}E_{ref}^2} \right)^2. \quad (2.27)$$

Тогда, с учетом (2.27) и общего множителя $\left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{L}}\right)^2$, запишем (2.21) как:

$$\Delta\delta_0 = \sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{L}}\right)^2 \times \left(\frac{1}{\sqrt{2}E_{ref}^2}\right)^2} = \frac{\varepsilon}{\sqrt{2}LE_{ref}^2}. \quad (2.28)$$

Используя выражение $f = \sqrt{B^2 + C^2} = 2E_{test}E_{ref}$, окончательно получим:

$$\Delta\delta_0 = \frac{\sqrt{2}\varepsilon}{\sqrt{L}\left(A + \sqrt{A^2 - (B^2 + C^2)}\right)}.$$

Или:

$$\Delta\delta_0 = \frac{\sqrt{2}L\varepsilon}{\sum_{l=0}^{L-1} P_l + \sqrt{\left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l\right)^2 - 4\left(\left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta l)\right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta l)\right)^2\right)}}. \quad (2.29)$$

Или в децибелах:

$$\Delta\delta_0[\text{дБ}] = 20\lg(1 + \Delta\delta_0). \quad (2.30)$$

2.1.6. Результаты моделирования и эксперимента по оценке погрешности определения начальных коэффициентов передачи после калибровки методом REV

На Рисунке 2.3 представлены результаты численного эксперимента для расчета погрешностей калибровки методом REV. Расчет проведен для математической модели восьмиканальной линейной ФАР с изотропными излучателями, шагом излучателей $\lambda/2$ и шестirazрядными ФВ. Синей линией представлены результаты расчета погрешностей определения начальных коэффициентов передачи каналов ФАР, вычисленные непосредственно по результатам 10000 процедур калибровки методом REV с помощью соотношения (2.4) при пяти значениях ε , выраженных в децибелах. Красной линией обозначены погрешности, вычисленные по формулам (2.18), (2.29).

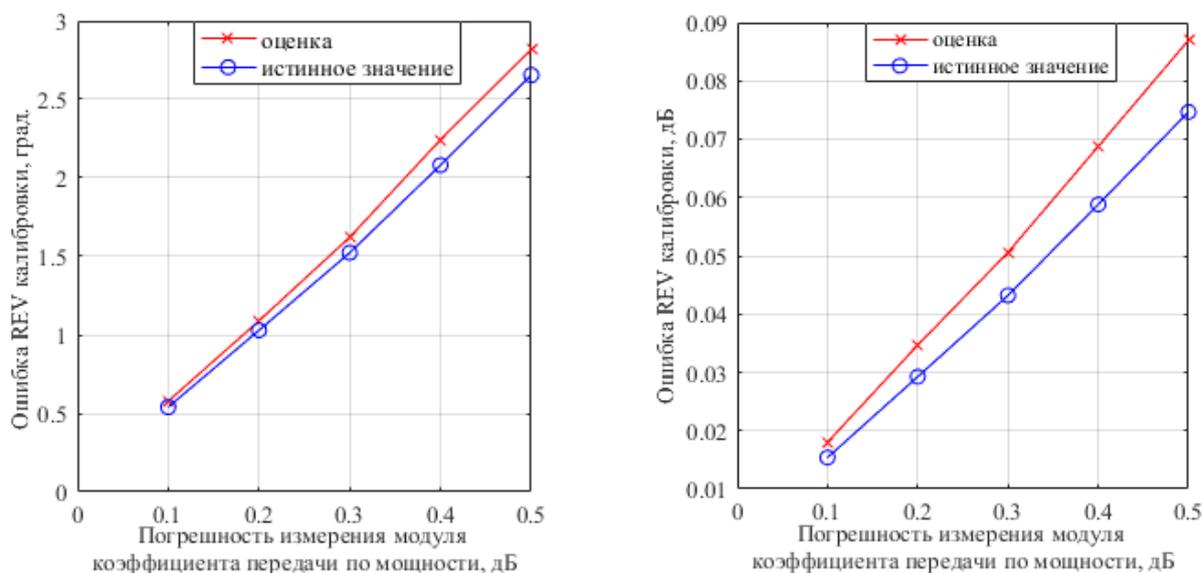
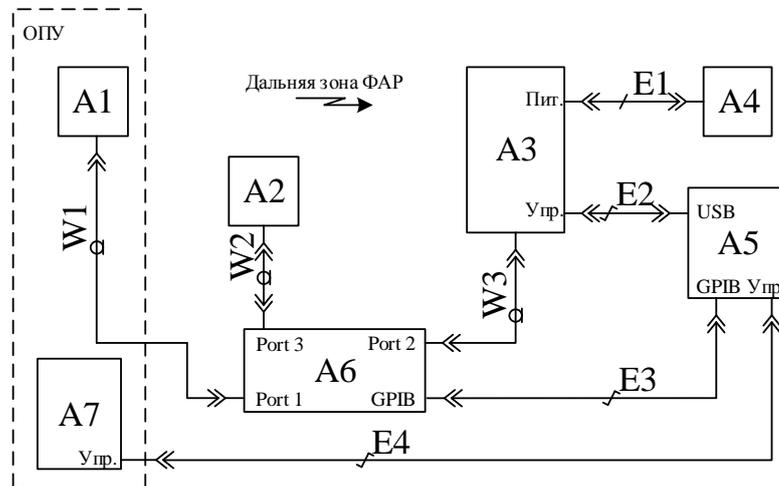


Рисунок 2.3 – Абсолютные погрешности определения начальных фаз и амплитуд каналов при калибровке методом REV. Красная линия – расчет по ф.(2.18), (2.29) из диссертационного исследования

Для экспериментального подтверждения полученной оценки для расчета фазовой погрешности калибровки методом REV, были проведены калибровки двух

разными ФАР L и X диапазонов по одной и той же методике. Эксперимент делился на две операции: калибровка некоторой группы каналов ФАР несколько раз, и калибровка этой же группы с последующей обработкой результатов измерений по формуле (2.18). Экспериментальный стенд удовлетворял условию дальней зоны. Включал в себя исследуемую ФАР, размещенную на ОПУ, векторный анализатор, генератор монохроматического сигнала, КА, набор кабелей.

Приемная ФАР L -диапазона, изготовленная в ПАО «Радиофизика», состоит из 120 каналов с шестиразрядными фазовращателями в каждом канале. Работа велась на круговой поляризации правого вращения. Схема соединений показана на (Рисунке 2.4). Размер апертуры антенны - $10\lambda \times 4\lambda$ (Рисунок 2.5).



A1	Вспомогательная передающая антенна		W1	Кабельная сборка СВЧ
A2	СВЧ генератор		W2	Кабельная сборка СВЧ
A3	ФАР L -диапазона		W2	Кабельная сборка СВЧ
A4	Источник питания ФАР		E1	Кабель питания
A5	Персональный компьютер оператора		E2	Кабель управления
A6	Приемник СВЧ		E3	Кабель GPIB
A7	Контроллер перемещений		E4	Кабель управления

Рисунок 2.4 – Схема измерений при проведении эксперимента по расчету погрешностей метода REV для ФАР L -диапазона

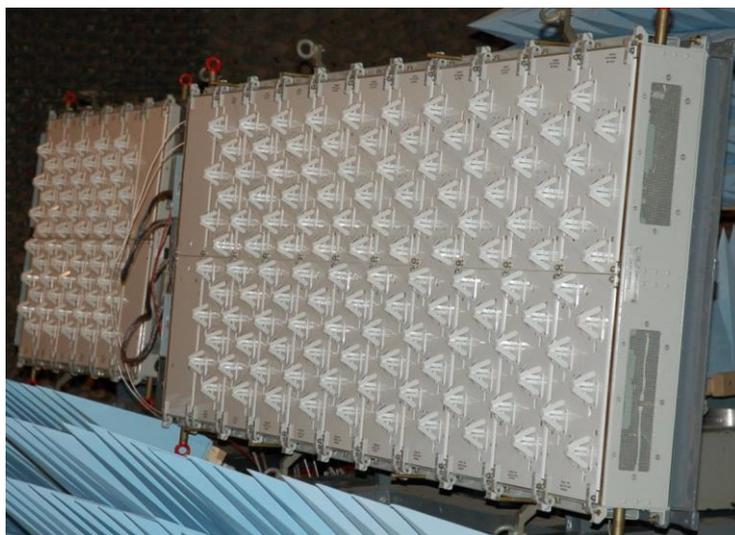
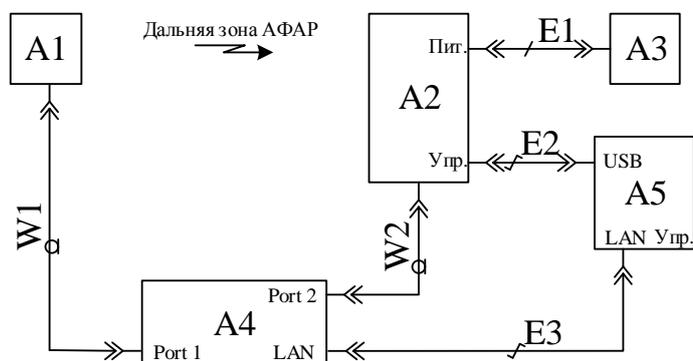


Рисунок 2.5 – Приемная ФАР (на переднем плане) L -диапазона, участвовавшая в эксперименте по оценке погрешности калибровки методом REV

Приемная ФАР X -диапазона, изготовленная в ПАО «Радиофизика», состоит из 256 каналов с шестиразрядными фазовращателями в каждом канале. Работа велась на линейной поляризации. Схема соединений показана на Рисунке 2.6. Размер апертуры антенны - $8\lambda \times 9\lambda$ (Рисунок 2.7).



A1	Вспомогательная передающая антенна	W1	Кабельная сборка СВЧ
A2	ФАР X -диапазона	W2	Кабельная сборка СВЧ
A3	Источник питания ФАР	E1	Кабель питания
A4	ВАЦ с генератором	E2	Кабель управления
A5	Персональный компьютер оператора	E3	Кабель управления

Рисунок 2.6 – Схема измерений при проведении эксперимента по расчету погрешностей метода REV для ФАР X -диапазона



Рисунок 2.7 – Приемная ФАР X-диапазона, участвовавшая в эксперименте по оценке погрешности калибровки методом REV

Таблица 1. Параметры безэховых камер, в которых проводились эксперименты.

<i>Измерения ФАР L диапазона</i>	
Диапазон частот, ГГц	0.5 – 50
Коэффициент безэховости, дБ	-55
Длина линии связи, м	70
Азимутальный угол обзора	70°
Угол обзора в угломестной плоскости	30°
Эффективность экранирования, дБ	100
<i>Измерения ФАР X диапазона</i>	
Диапазон частот, ГГц	4 – 40
Коэффициент безэховости, дБ	-40
Длина линии связи, м	10
Азимутальный угол обзора	50°
Угол обзора в угломестной плоскости	15°
Эффективность экранирования, дБ	90

Проверка корректности формулы (2.18) из раздела для оценки фазовой погрешности после калибровки методом REV производилась по следующей методике. Сначала несколько раз производилась калибровка одной и той же группы каналов, вычислялась среднеквадратическая ошибка начальной фазы для каждого канала. Затем, производилась калибровка всей ФАР, а погрешности определения начальных фаз ранее выбранной группы каналов вычислялись по формуле (2.18). После этого, производилось сравнение погрешностей. Правомочность использо-

вания СКО начальной фазы в качестве истинного значения погрешности калибровки обусловлена корректностью получаемой ДН.

Эксперименты проводились в БЭЖ ПАО «Радиофизика». Параметры БЭЖ представлены в Таблице 1. В ФАР L -диапазона была выбрана группа из 14 каналов, в ФАР X -диапазона – 16 каналов. Погрешность измерения относительной мощности для 10000 замеров перед калибровкой ФАР L -диапазона составила 0.05 дБ, а при работе с ФАР X -диапазона 0.11 дБ. Калибровка группы каналов производилась 10 раз. В процессе калибровки ФАР, после изменения номера фазового состояния ФВ тестируемого канала, сохранялись данные о текущем модуле коэффициента передачи по мощности суммарного сигнала антенны. Используя эти данные, рассчитывалась погрешность калибровки по формуле (2.18) для каждого канала. Полученная оценка сравнивалась со средним значением ошибки. Результаты расчета представлены на Рисунке 2.8. Показаны графики вычисленных среднеквадратических ошибок начальных фаз групп каналов после калибровок, проведенных по 10 раз для каждой группы из двух ФАР, участвующих в эксперименте, а также график оценки погрешности начальных фаз для каналов из этих групп, рассчитанных по формуле из диссертационного исследования.

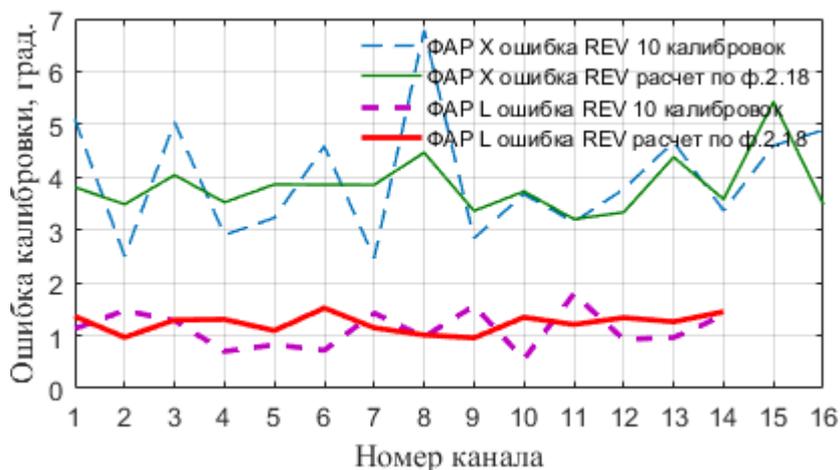


Рисунок 2.8 – Результаты расчета ошибки определения начальных фаз каналов приемных ФАР L, X -диапазонов

Из Рисунка 2.8 можно видеть, что оценочное значение фазовой погрешности калибровки близко к СКО и совпадает с ней по порядку, что соответствует поведению оценок, полученных при моделировании. Средние значения ошибок опреде-

ления начальных фаз для группы каналов ФАР L -диапазона после 10 калибровок и после расчета по (2.18) составили 1.1 и 1.2 градуса, а для ФАР X -диапазона 4 и 3.8 градуса, соответственно. Таким образом, точность определения погрешности начальных фаз не хуже 10%.

2.1.7. Оценка погрешностей калибровки с использованием амплитудно-фазовых измерений. Сравнение с погрешностями метода REV

В настоящее время для измерения СВЧ устройств широко распространены векторные анализаторы цепей. Причем погрешность измерения фазы современных приборов составляет $\approx 1^\circ$ в широком диапазоне частот и большом спектре рабочих температур [55]. Кроме того, использование наряду с амплитудными еще и фазовых измерений, позволяет производить калибровку коммутационным методом при изменении опорного сигнала. Ввиду этих факторов, оценим точность калибровки коммутационным способом с использованием амплитудно-фазовых измерений. Рассмотрим влияние погрешности измерения мощности и фазы полезного сигнала на ошибку определения начальной фазы канала, т.к. в большинстве случаев при калибровке определяется именно фаза.

Изменение сигнала ФАР при калибровке с помощью последовательного переключения ФВ интересующего канала и амплитудно-фазовых измерениях в терминах дискретного преобразования Фурье записывается в виде:

$$\dot{E}_k = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{x}_n \times e^{\frac{-2\pi i}{N} kn}, \quad (2.31)$$

где k – номер гармоники;

n – номер текущего фазового состояния калибруемого канала;

\dot{x}_n – КП антенны;

\dot{E}_k – сигнал k -ой гармоники.

Нам интересна первая гармоника, несущая. Тогда начальная амплитуда и фаза калибруемого канала запишутся как:

$$\begin{aligned} amp^0 &= \frac{|\dot{E}_1|}{N}, \\ phase^0 &= \arg(\dot{E}_1). \end{aligned} \quad (2.32)$$

Или:

$$\begin{aligned} amp^0 &= \frac{\sqrt{\left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos\left(\varphi_n - \frac{2\pi}{N}n\right)\right)^2 + \left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n \sin\left(\varphi_n - \frac{2\pi}{N}n\right)\right)^2}}{N}, \\ phase^0 &= \arctg\left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n \sin\left(\varphi_n - \frac{2\pi}{N}n\right)}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos\left(\varphi_n - \frac{2\pi}{N}n\right)}\right), \end{aligned} \quad (2.33)$$

где

a_n, φ_n – измеренные при n -ом переключении ФВ амплитуда и фаза сигнала;

N – количество состояний ФВ.

Используя выражения (2.33), получим оценку абсолютной ошибки фазы, Δ_{phase} .

Введем обозначения:

$$\tilde{\varphi}_n = \varphi_n - \frac{2\pi}{N}n; \quad B = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \sin(\tilde{\varphi}_n); \quad C = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(\tilde{\varphi}_n); \quad (2.34)$$

Для дальнейших вычислений необходимо определить погрешность ε амплитуды a_n и погрешность ξ измерения фазы φ_n . Обозначим погрешность измерения мощности как ε_P (ее вычисляем так же, как в п. 2.1.4). Известно, что $a = \sqrt{P}$. Тогда погрешность амплитуды запишется как:

$$\varepsilon = \left| \frac{\partial(\sqrt{P})}{\partial P} \times \varepsilon_P \right| = \left| \frac{\varepsilon_P}{2a} \right|. \quad (2.35)$$

Погрешность измерения фазы ξ рассчитываем как СКО фазы сигнала перед калибровкой.

Погрешности сумм B и C из (2.34), с учетом (2.35), будут:

Погрешность ΔX у C будет:

$$\Delta X = \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} \left(\cos(\tilde{\varphi}_n) \left| \frac{\varepsilon_P}{2a_n} \right| \right)^2 + \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \sin(\tilde{\varphi}_n) \xi)^2}. \quad (2.36)$$

Погрешность ΔY у В будет:

$$\Delta Y = \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} \left(\sin(\tilde{\varphi}_n) \left| \frac{\varepsilon_P}{2a_n} \right| \right)^2 + \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \cos(\tilde{\varphi}_n) \xi)^2}. \quad (2.37)$$

Абсолютная погрешность фазы запишется как (используя (2.12), (2.33) и вывод для абсолютной погрешности фазы из п. 2.1.3):

$$\Delta_{phase} = \sqrt{\left(\left| -\frac{C}{C^2 + B^2} \Delta Y \right| \right)^2 + \left(\left| \frac{B}{C^2 + B^2} \Delta X \right| \right)^2}. \quad (2.38)$$

После подстановки (2.34), (2.36), (2.37) в (2.38), получим оценку абсолютной погрешности фазы:

$$\Delta_{phase} = \sqrt{\left(\frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(\tilde{\varphi}_n) \right|}{\left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(\tilde{\varphi}_n) \right)^2 + \left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n \sin(\tilde{\varphi}_n) \right)^2} \times \sqrt{\varepsilon_P^2 \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sin(\tilde{\varphi}_n) \left| \frac{1}{2a_n} \right| \right)^2 + \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \cos(\tilde{\varphi}_n) \xi)^2} \right)^2 + \left(\frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} a_n \sin(\tilde{\varphi}_n) \right|}{\left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(\tilde{\varphi}_n) \right)^2 + \left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n \sin(\tilde{\varphi}_n) \right)^2} \times \sqrt{\varepsilon_P^2 \sum_{n=0}^{N-1} \left(\cos(\tilde{\varphi}_n) \left| \frac{1}{2a_n} \right| \right)^2 + \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \sin(\tilde{\varphi}_n) \xi)^2} \right)^2}. \quad (2.39)$$

Ниже (Рисунок 2.9) приведен график истинных и рассчитанных по (2.39) абсолютных фазовых погрешностей для модели восьмиканальной линейной ФАР, как в п.п. 2.1.4, 2.1.5.

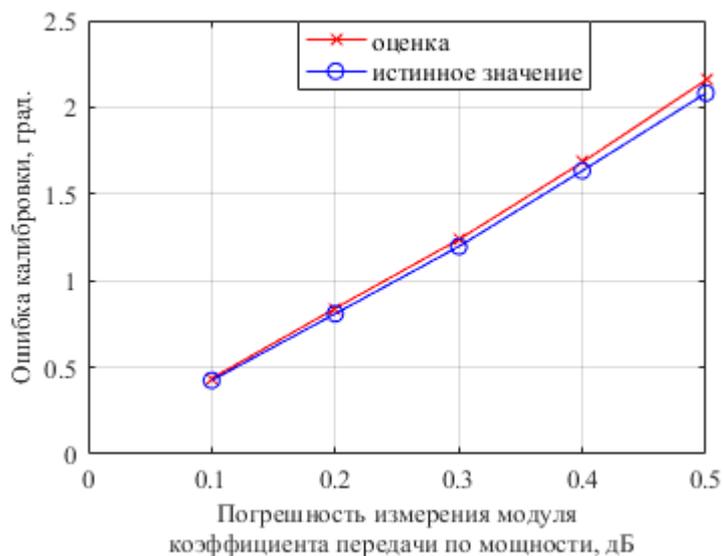


Рисунок 2.9 – Абсолютные погрешности определения начальных фаз каналов при калибровке с использованием амплитудно-фазовых измерений

Из представленного графика следует, что абсолютные погрешности определения начальных фаз при использовании амплитудно-фазовых измерений (Рисунок 2.5) примерно в 1,25 раза меньше, чем при использовании чисто амплитудных измерений (Рисунок 2.3). Это объясняется тем, что в данном случае производится больше измерений (амплитуда и фаза сигнала). Однако, нужно учесть, что моделирование проводилось в предположении наличия шумов измерений, и не учитывался ряд факторов, присутствующих в реальности. Например, возможное изменение среднего значения фазы сигнала с течением времени.

В целом, можно заключить, что выражение (2.39) может быть использовано для оценки величины абсолютной погрешности определения начальной фазы канала при калибровке коммутационным методом с использованием амплитудно-фазовых измерений.

Основываясь на результатах, полученных в п. 2.1, можно заключить:

– амплитудно-фазовые погрешности метода REV прямо пропорциональны погрешности измерения мощности полезного сигнала и корню из числа измерений на канал (равному числу состояний). И обратно пропорциональны размаху сигнала;

– при использовании амплитудно-фазовых измерений, погрешности калибровки, в целом, меньше, чем при чисто амплитудном коммутационном методе калибровки.

2.2. Оценка погрешностей калибровки, вызванных смещением КА из заданного положения, и их влияние на форму ДН

2.2.1. Постановка задачи

В классическом случае, калибровка проводится с помощью КА, расположенной на достаточном удалении так, что можно считать, что в апертуру калибруемой ФАР приходит плоская волна с постоянной по апертуре амплитудой и фазой. Для определения НКП необходимо каким-либо образом выделить сигнал одного канала из суммарного сигнала ФАР. Конкретный метод выделения сигнала в контексте данного подраздела несущественен, без нарушения общности можно считать, что выделение может осуществляться как прямым отключением каналов, так и косвенно, на основании серии измерений сигналов с последующим вычислением [4]. На практике часто нет возможности разместить КА на достаточном удалении от ФАР и приходится располагать ее в непосредственной близости. Распределение комплексного поля в апертуре при этом отлично от равномерного, но при известных координатах КА может быть пересчитано к «классическому» случаю удаленной антенны.

Рассмотрим модельную ФАР, состоящую из $N=101$ элемента, расположенных с шагом равным половине длины волны, с изотропными излучателями. Для простоты изложения расчеты будем проводить для одномерной ФАР, ось x направим вдоль апертуры, ось z – перпендикулярно ей. Начало отсчета оси координат свяжем с центром апертуры. Пусть калибровочная антенна расположена в точке с координатами (x_c, z_c) , а координаты излучателя канала в апертуре $x_i \neq 0, z_i = 0$ (Рисунок 2.10).

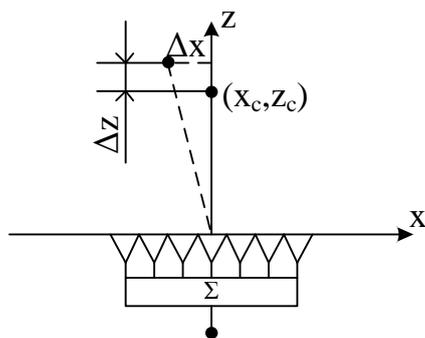


Рисунок 2.10 – Система координат, связанная с апертурой ФАР, для рассматриваемой задачи

Пусть плоская волна приходит на решетку с направления, которое в системе координат, связанной с ее апертурой, задается углом Θ относительно оси z . При этом, в раскрыве ФАР формируется линейный фазовый набег:

$$\varphi_i(x_i) = -jkx_i \sin \Theta = -jkux_i, \quad (2.40)$$

где $u = \sin \Theta$ – направляющий косинус по оси x орта в направлении Θ ;

x_i – координата i -го элемента решетки в ее апертуре;

j – мнимая единица;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число.

Диаграммоформирующая система должна синфазно сложить сигналы в каждом канале антенны. Для этого, в каждом канале ФАР установлены фазовращатель и аттенюатор, с помощью которых производится управление фазой и амплитудой сигнала в канале. Затем, в сумматоре осуществляется когерентное линейное сложение сигналов с формированием выходного сигнала антенны и диаграммы направленности:

$$\dot{F}(u) = \sum_i \dot{A}_i e^{-jkux_i}, \quad (2.41)$$

Здесь \dot{A}_i – комплексная амплитуда сигнала КП i -го канала решетки. Для простоты предполагается, что управление амплитудой и фазой – непрерывное.

КП канала ФАР записывается следующим образом:

$$\dot{A}_i = \dot{G}_i \dot{G}_i^0, \quad (2.42)$$

где

\dot{G}_i – вводимый комплексный КП в канале, управляемый с помощью фазовращателя и аттенюатора;

\dot{G}_i^0 – НКП, определяемый по результатам калибровки.

Управляя вводимыми комплексными коэффициентами, можно создавать в апертуре антенны заданное амплитудно–фазовое распределение и тем самым формировать нужную форму ДН. Для формирования диаграммы в направлении, перпендикулярном антенне, в ее раскрыве должно быть сформировано равноамплитудное и синфазное распределение $\dot{A}_i \equiv 1$. Тогда, вводимые комплексные коэффициенты передачи могут быть определены с помощью формулы:

$$\dot{G}_i = \frac{\dot{A}_i}{\dot{G}_i^0} = \frac{1}{\dot{G}_i^0}. \quad (2.43)$$

Отклонение ДН в заданном направлении от оси антенны достигается с помощью дополнительно введенного в каналы антенны линейного фазового набега вида (2.40).

Из (2.43) следует, что для управления ДН ФАР в алгоритмах диаграммоформирования должны использоваться собственные КП каналов \dot{G}_i^0 , определяемые по результатам калибровки.

Для калибровки можно использовать КА, расположенную на достаточном удалении от ФАР, так, что в апертуре формируется плоская волна. Если установить вводимые коэффициенты передачи каждого канала в единицу, то поле после суммирования на выходе ФАР будет (2.41, 2.42):

$$\dot{F}(u) = \sum_i \dot{A}_i = \sum_i \dot{G}_i \dot{G}_i^0 = \sum_i \dot{G}_i^0, \quad (2.44)$$

поскольку $\dot{G}_i \equiv 1$. При калибровке фактически осуществляется выделение сигнала каждого канала либо путем прямого отключения всех каналов кроме одного, либо путем вычислений. Это позволяет получить непосредственно значение \dot{G}_i^0 как:

$$\dot{F}(u, i) = \dot{G}_i^0 \quad (2.45)$$

или

$$\dot{G}_i^0 = \dot{F}(u, i). \quad (2.46)$$

Использование антенны, расположенной в дальней зоне, возможно не всегда. Калибровка может производиться по антенне, расположенной вблизи ФАР, хотя и в дальней зоне каждого элемента. Тогда поле в раскрыве калибруемой ФАР, генерируемое КА, может быть записано как:

$$\dot{F}(x_i) = \frac{e^{-jkr(x_i)}}{r(x_i)}, \quad (2.47)$$

где $r(x_i) = \sqrt{(x_i - x_c)^2 + (z_i - z_c)^2}$.

Соответственно, поле на выходе ФАР будет:

$$\hat{F}(u) = \sum_i \dot{A}_i \frac{e^{-jkr(x_i)}}{r(x_i)}. \quad (2.48)$$

Далее, при $\dot{G}_i \equiv 1$, получим:

$$\hat{F}(u) = \sum_i \dot{G}_i^0 \frac{e^{-jkr(x_i)}}{r(x_i)}. \quad (2.49)$$

Принимаем во внимание, что при калибровке выделяется сигнал каждого канала, получаем:

$$\hat{F}(u, i) = \dot{G}_i^0 \frac{e^{-jkr(x_i)}}{r(x_i)}. \quad (2.50)$$

Или

$$\dot{G}_i^0 = e^{jkr(x_i)} r(x_i) \hat{F}(u, i). \quad (2.51)$$

Таким образом, возможно осуществлять калибровку в зоне Френеля с последующим пересчетом в дальнюю зону путем домножения на корректирующий комплексный множитель $r(x_i)e^{jkr(x_i)}$.

Рассмотрим случай, когда КА, ранее установленная в точке (x_c, z_c) , сместилась в точку (\hat{x}_c, \hat{z}_c) . Если новые координаты точки известны, то возможно осуществление калибровки в новых условиях, с использованием корректирующего комплексного множителя, рассчитанного для нового положения антенны. При

этом, пересчет результатов калибровки к дальней зоне может теоретически происходить без потери точности. Зачастую, однако, новые координаты КА неизвестны и даже неизвестно, что антенна «ушла» из своего положения. При этом калибровка производится при фактически изменившемся положении КА, а корректирующий множитель используется для исходного ее положения, что приводит к погрешности при определении собственных коэффициентов передачи \dot{G}_i^0 . Оценим эту ошибку, а также ее влияние на форму ДН, полученную в результате диаграммоформирования с ошибочными калибровочными данными.

Пусть фактическое положение КА задается координатами:

$$\hat{x}_c, \hat{z}_c = x_c + \Delta x, z_c + \Delta z, \quad (2.52)$$

где $\Delta x, \Delta z$ – малые величины. В этом случае, суммарное поле на выходе антенны может быть записано как:

$$\hat{F}(u) = \sum_{i=1}^N \dot{G}_i^0 \frac{e^{-jk\hat{r}(x_i)}}{\hat{r}(x_i)}. \quad (2.53)$$

Где $\hat{r}(x_i) = \sqrt{(x_i - x_c - \Delta x)^2 + (z_i + z_c - \Delta z)^2}$, а поле, соответствующее «отключению» всех каналов, кроме одного, будет равным:

$$\hat{F}(u, i) = \dot{G}_i^0 \frac{e^{-jk\hat{r}(x_i)}}{\hat{r}(x_i)}. \quad (2.54)$$

Пересчет калибровочных данных, тем не менее, будет осуществляться путем домножения на величину, действительную для исходного, несмещенного положения, в результате, НКП будут определяться с ошибкой:

$$\hat{G}_i^0 = e^{jkr(x_i)} r(x_i) \hat{F}(u, i) \quad (2.55)$$

или

$$\hat{G}_i^0 = \dot{G}_i^0 e^{jk[r(x_i) - \hat{r}(x_i)]} \frac{r(x_i)}{\hat{r}(x_i)}. \quad (2.56)$$

Соответственно, при попытке сформировать равноамплитудное и синфазное распределение в апертуре, вычисляя (2.43) по этим неправильно определенным НКП, вводимые, или управляемые коэффициенты передачи, получим:

$$\dot{G}_i = \frac{1}{\hat{G}_i^0} = \frac{1}{\dot{G}_i^0} \frac{\hat{r}(x_i)}{r(x_i)} e^{jk[\hat{r}(x_i) - r(x_i)]}. \quad (2.57)$$

И, после домножения (2.42) на реальные НКП \dot{G}_i^0 , в апертуре будет сформировано не равномерное амплитудное распределение, а распределение вида:

$$Amp(x_i) = \frac{\hat{r}(x_i)}{r(x_i)}. \quad (2.58)$$

и фазовое распределение:

$$Phs(x_i) = jk[\hat{r}(x_i) - r(x_i)]. \quad (2.59)$$

Ниже подробно рассматриваются фазовые ошибки в апертуре ФАР, возникающие при неучтенном смещении КА по одной и по другой оси координат. Рассматривается их влияние на форму луча, который будет сформирован по результатам калибровки. Амплитудные ошибки не рассматриваются, поскольку их влияние на форму главного луча ФАР малó.

2.2.2. Влияние смещения калибровочной антенны вдоль апертуры на фазовые ошибки в апертуре

Рассмотрим вариант $\Delta z = 0, \Delta x \neq 0$. Примем, для определенности, $x_c = 0$. Тогда, фазовая ошибка по апертуре описывается следующим образом:

$$\Delta\varphi(x_i) = k \left[\sqrt{(x_i - \Delta x)^2 + z_c^2} - \sqrt{x_i^2 + z_c^2} \right]. \quad (2.60)$$

Разложим (2.60) в ряд в предположении $\Delta x \ll r(x_i)$.

Для этого, помня, что $\sqrt{x_i^2 + z_c^2} = r(x_i)$ запишем выражение (2.60) как:

$$\Delta\varphi(x_i) = k \left[\sqrt{r^2(x_i) + (\Delta x^2 - 2x_i\Delta x)} - r(x_i) \right] \quad (2.61)$$

или

$$\Delta\varphi(x_i) = kr(x_i) \left[\sqrt{1 + \frac{\Delta x^2 - 2x_i\Delta x}{r^2(x_i)}} - 1 \right]. \quad (2.62)$$

Величина $C = \frac{\Delta x^2 - 2x_i \Delta x}{r^2(x_i)}$ является малой при малых Δx , что позволяет воспользо-

зоваться разложением $\sqrt{1+C} = 1 + \frac{C}{2} - \frac{C^2}{8} + \dots$. Тогда:

$$\Delta\varphi(x_i) \approx kr(x_i) \left[\frac{\Delta x^2 - 2x_i \Delta x}{2r^2(x_i)} - \frac{(\Delta x^2 - 2x_i \Delta x)^2}{8r^4(x_i)} \dots \right]. \quad (2.63)$$

Или, располагая члены в порядке возрастания степени Δx :

$$\Delta\varphi(x_i) \approx k \left[-\frac{x_i \Delta x}{r(x_i)} + \frac{\Delta x^2}{2r(x_i)} - \frac{x_i^2 \Delta x^2}{2r^3(x_i)} \dots \right]. \quad (2.64)$$

При $\Delta x \ll r(x_i)$, влияние первого по Δx члена в разложении (2.64) является определяющим. Таким образом:

$$\Delta\varphi(x_i) \approx -\frac{kx_i \Delta x}{r(x_i)}. \quad (2.65)$$

На Рисунке 2.11 представлен график зависимости фазовой ошибки (2.65) от нормированной координаты $\frac{x_i}{z_c}$, для $\Delta x = \lambda$. Из графика видно, что пока x_i не пре-

восходит по модулю z_c , зависимость близка к линейной.

Во втором приближении, можно учесть зависимость фазового набега по апертуре от расстояния до КА. Проведем более подробное исследование (2.65), используя точное выражение для $\sqrt{x_i^2 + z_c^2} = r(x_i)$. Для этого, перепишем (2.65) в виде:

$$\Delta\varphi(x_i) \approx -\frac{kx_i \Delta x}{\sqrt{x_i^2 + z_c^2}} = -\frac{kx_i \Delta x}{z_c} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{x_i^2}{z_c^2}}}. \quad (2.66)$$

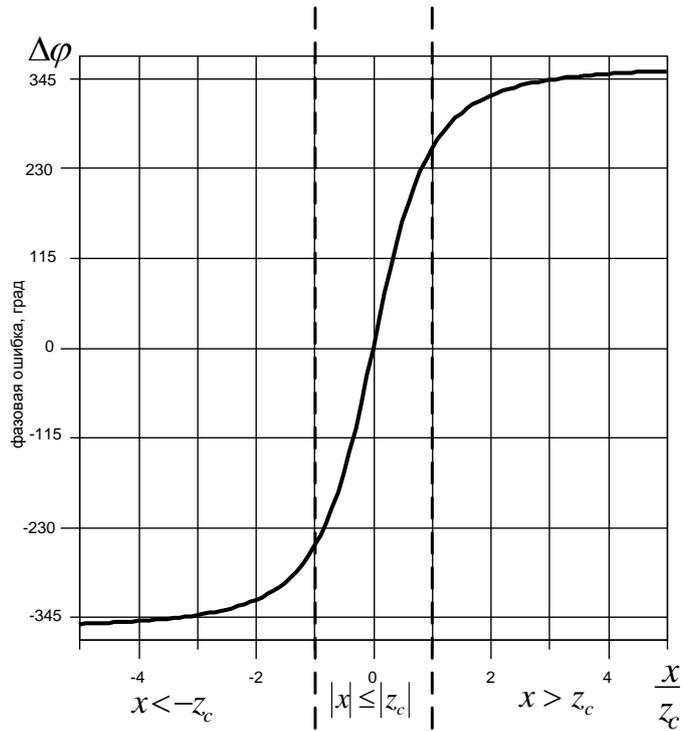


Рисунок 2.11 – Зависимость интегральной фазовой ошибки по апертуре при

$$\Delta x = \lambda \text{ от величины отношения } \frac{x}{z_c} \text{ в случае } \Delta z = 0, \Delta x \neq 0$$

Рассмотрим случай, когда $x \leq z_c$. Так как функции $f(x) = x^2$ и $g(z) = z^2$ являются аналитическими в рассматриваемых областях определения ($x \geq 0, z > 0$), то, по

свойству аналитических функций, функция $\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{x_i^2}{z_c^2}}}$ так же является аналитиче-

ской. Следовательно, ее можно разложить в ряд по $\frac{x_i}{z_c}$, и тогда (см. 2.66):

$$\Delta\varphi(x_i) = -kx_i \frac{\Delta x}{z_c} \left(1 - \frac{x_i^2}{2z_c^2} + \dots \right). \quad (2.67)$$

Из (2.67) видно, что в функции распределения фазовой ошибки по апертуре присутствует линейный член, обеспечивающий, в первом приближении, отклонение

луча на величину $\arcsin\left(\frac{\Delta x}{z_c}\right)$. Присутствуют также члены более высоких поряд-

ков, искажающие форму отклоненного луча. При этом, можно отметить, что угол

отклонения не зависит от максимального x_i (то есть, размеров апертуры), тогда как степень искажения тем больше, чем больше x_i (размеры апертуры).

В (2.67) показан только член, формирующий дополнительный кубический набег по апертуре. При небольших нормированных размерах апертуры он является определяющим:

$$\Delta\varphi(x_i) = 2\pi \frac{\Delta x}{\lambda} \frac{x_i^3}{2z_c^3}, \quad (2.68)$$

где λ – длина волны излучения.

Графики кубической зависимости (2.68) от нормированной координаты представлены на Рисунке 2.12, для различных величин погрешности установки вспомогательной антенны.

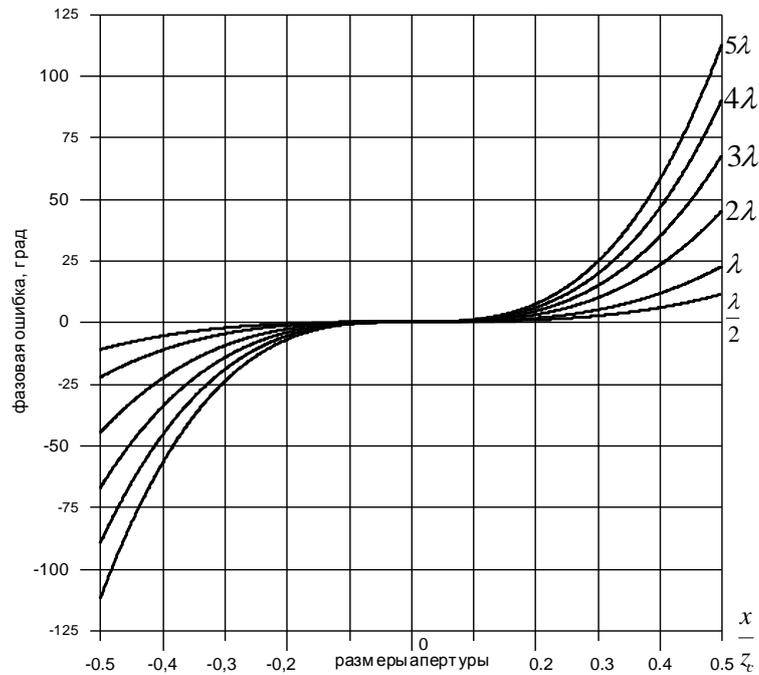


Рисунок 2. 12 – Первый нелинейный член фазовой ошибки по апертуре при ошибке установки в длинах волн: $\frac{\lambda}{2}, \lambda, 2\lambda, 3\lambda, 4\lambda, 5\lambda$ в случае $\Delta z = 0, \Delta x \neq 0$

Рассмотрим типовой пример, когда КА расположена по центру апертуры на расстоянии, равном размеру апертуры. При этом модуль нормированной координаты не превосходит 0,5. При погрешности установки калибровочной антенны λ , максимальная фазовая ошибка составляет $22,5^\circ$, ее влияние на форму диаграммы рассмотрено в п. 2.2.4. Таким образом, максимальная ошибка линейно зависит от по-

грешности установки КА и растет по кубическому закону от нормированного размера апертуры при его увеличении.

2.2.3. Влияние смещения калибровочной антенны перпендикулярно апертуре на фазовые ошибки в апертуре

Рассмотрим теперь вариант $\Delta x = 0, \Delta z \neq 0$. Примем, что, исходно, КА расположена в начале оси координат и $x_c = 0$. Тогда, фазовая ошибка по апертуре описывается следующим образом:

$$\Delta\varphi(x_i) = k \left[\sqrt{x_i^2 + (z_c - \Delta z)^2} - \sqrt{x_i^2 + z_c^2} \right] \quad (2.69)$$

или

$$\Delta\varphi(x_i) = kr(x_i) \left[\sqrt{1 + \frac{(\Delta z^2 - 2z_c \Delta z)}{r(x_i)^2}} - 1 \right]. \quad (2.70)$$

Действуя так, как описано в предыдущем разделе, с разложением в ряд и использованием первого члена ряда, получим:

$$\Delta\varphi(x_i) = k \left[\frac{(\Delta z^2 - 2z_c \Delta z)}{2r(x_i)} - \frac{(\Delta z^2 - 2z_c \Delta z)^2}{8r(x_i)^3} \right]. \quad (2.71)$$

И, окончательно:

$$\Delta\varphi(x_i) = -k \frac{z_c \Delta z}{r(x_i)}. \quad (2.72)$$

График функции (2.72) при $\Delta z = \lambda$ представлен на Рисунке 2.13. Из графика видно, что пока x_i не превосходит по модулю z_c , зависимость близка к параболической.

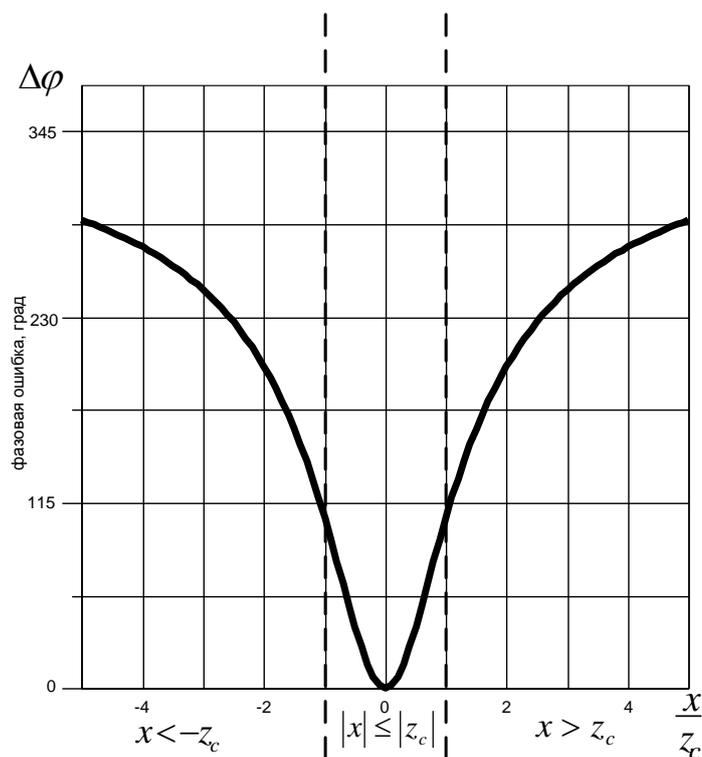


Рисунок 2.13 – Зависимость интегральной фазовой ошибки по апертуре при

$$\Delta z = \lambda \text{ от величины отношения } \frac{x}{z_c} \text{ в случае } \Delta x = 0, \Delta z \neq 0$$

В отличие от (2.66), поведение фазовой ошибки при $x \ll z_c$ определяется только изменением знаменателя в (2.72). Проводя преобразования, аналогичные описанным в предыдущем разделе в случае $x \leq z_c$, получим:

$$\Delta\varphi(x_i) = -kz_c \frac{\Delta z}{z_c} \left(1 - \frac{x_i^2}{2z_c^2} \right). \quad (2.73)$$

Итак, в раскрытие ФАР, наряду с константой, существует квадратичный член:

$$\Delta\varphi(x_i) = \pi \frac{\Delta z}{\lambda} \frac{x_i^2}{z_c^2}. \quad (2.74)$$

Графики квадратичной зависимости (2.74) от нормированной координаты представлены на Рисунке. 2.14, для различных величин погрешности установки КА.

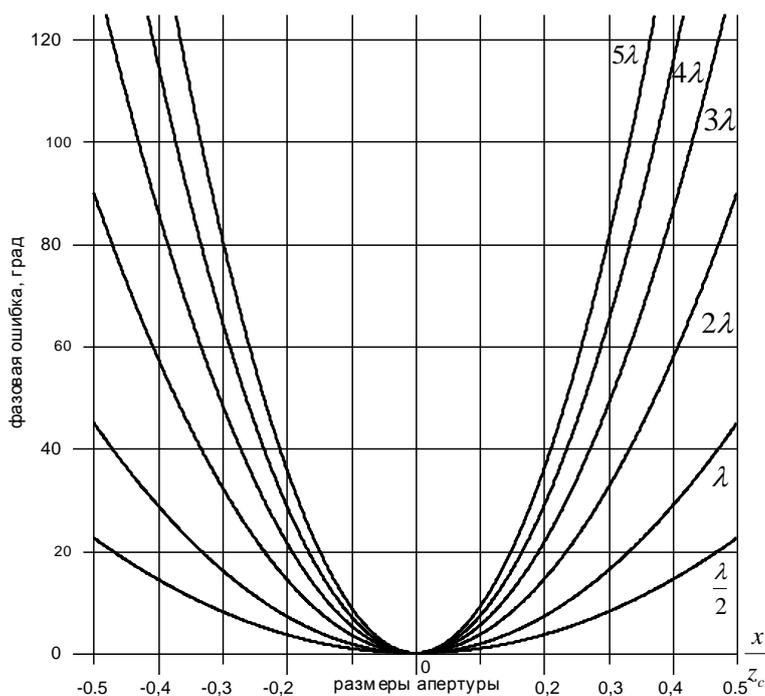


Рисунок 2.14 – Первый нелинейный член фазовой ошибки по апертуре при погрешности установки в длинах волн: $\frac{\lambda}{2}, \lambda, 2\lambda, 3\lambda, 4\lambda, 5\lambda$ в случае $\Delta x = 0, \Delta z \neq 0$

Рассмотрим типовой пример, когда КА расположена по центру апертуры на расстоянии, равном размеру апертуры. При этом, модуль нормированной координаты не превосходит 0,5. При погрешности установки калибровочной антенны λ , максимальная фазовая ошибка составляет 45° , то есть вдвое больше, чем в предыдущем случае, ее влияние на форму диаграммы показано ниже. Максимальная ошибка линейно зависит от погрешности установки КА, и растет по квадратичному закону от нормированного размера апертуры при его увеличении.

2.2.4. Искажение формы луча под влиянием фазовых ошибок

Если КА находится на расстоянии много большем размера апертуры, то искажение формы луча сводится, в первую очередь, к смещению его максимума по формуле (2.67). Однако, если КА располагается в непосредственной близости от ФАР, то нужно учитывать квадратичные и кубические ошибки, влияние которых на форму ДН рассмотрено ниже.

Влияние квадратичных и кубических фазовых ошибок в апертуре на форму луча хорошо известно и описано, например, в [5]. Для наглядности (Рисунок

2.15), покажем формы диаграммы направленности для квадратичных и кубических фазовых ошибок в апертуре, соответствующих типовым примерам, рассмотренным выше (то есть, при расположении КА над центром апертуры на расстоянии, равном ее размерам). При погрешности установки равной половине длины волны и трем длинам волн. Это соответствует квадратичной и кубической ошибкам с максимальными значениями 22° , 11° для $\lambda/2$ и 120° , 70° для 3λ , соответственно.

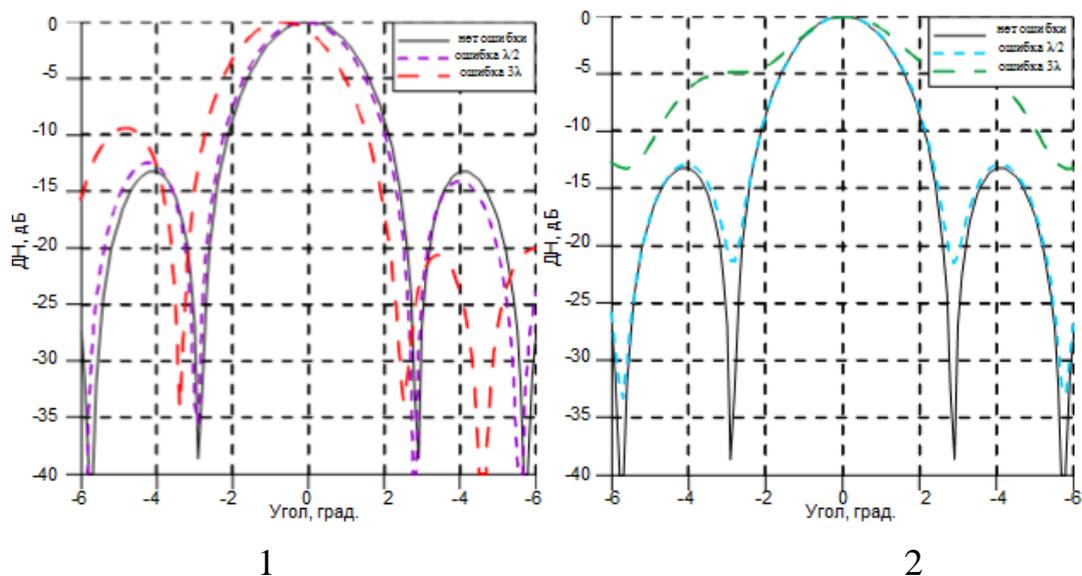


Рисунок 2.15 – Влияние кубической (1) и квадратичной (2) фазовых ошибок на отклонение луча ФАР при погрешности определения координаты КА $\lambda/2$ и 3λ

Из рисунка видно, что влияние квадратичной ошибки выражается в "заплывании" нулей ДН и подъеме уровня боковых лепестков, кубическая ошибка вызывает несимметричный перекося ДН с небольшим смещением максимума диаграммы направленности. Расширение главного луча в данном случае мало выражено. Дополнительное отклонение направления главного луча может быть вычислено по формуле $u = 0.6 \times \Delta\varphi$ [5] и не превосходит в данном случае 10% ширины ДН. В целом, искажения формы ДН относительно невелики, и в ряде задач ими можно пренебречь. Основное внимание следует уделять смещению максимума ДН из-за неточности установки КА.

Гораздо существеннее форма ДН искажается, если КА расположена на том же расстоянии, но не в центре, а на краю апертуры. Форма диаграммы направленности для этого случая представлена на Рисунке 2.16.

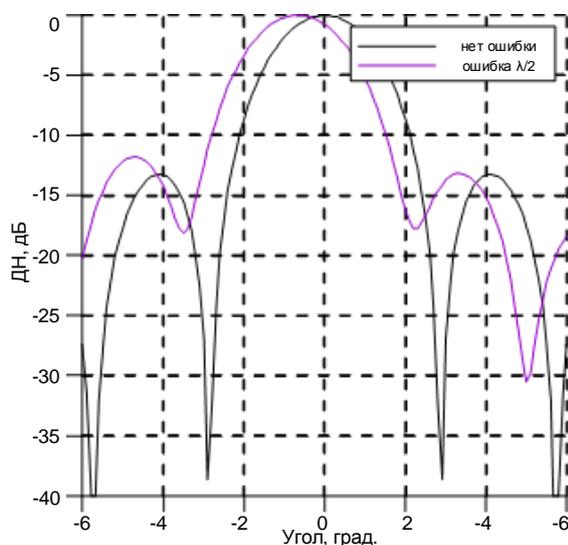


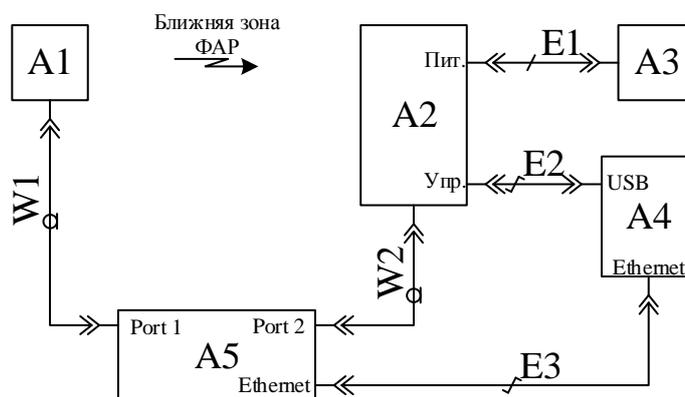
Рисунок 2.16 – Влияние кубической фазовой ошибки на отклонение луча ФАР при погрешности определения координаты калибровочной антенны $\lambda/2$ и расположении КА на краю апертуры

В частности, происходит перекося диаграммы направленности со смещением положения максимума на величину около половины ширины луча. Связано это с тем, что нормированная координата изменяется при этом не в диапазоне $[-0.5..0.5]$, но в диапазоне $[0..1]$, и, соответственно, максимальные значения фазовых ошибок при этом существенно больше. Так, например, при кубическом характере зависимости фазовой ошибки, она будет равняться 180° . Т.е., в случае расположения КА на краю апертуры, точность расположения КА, для получения приемлемого уровня ошибки ($22,5^\circ$), нужно повысить в 8 раз.

2.2.5. Эксперимент по оценке погрешности калибровки, вызванных смещением КА из заданного положения, и их влияния на форму ДН

Для подтверждения полученных теоретических результатов в части погрешности калибровки, вызванных смещением КА из заданного положения, и их влияния на форму ДН, был проведен эксперимент. Эксперимент условно разбивался на 3 этапа. На первом этапе производилась калибровка ФАР методом REV по КА.

На втором этапе производилось смещение положения КА и повторная калибровка. На третьем этапе производились измерения ДН ФАР для каждого из наборов начальных фазовых длин, полученных на этапах 1 и 2. Экспериментальный стенд включал в себя исследуемую ФАР, плоский сканер для измерения АФР и восстановления ДН, векторный анализатор, совмещенный с генератором монохроматического сигнала, КА, набор кабелей и тахеометр. Схема соединений на этапах 1 и 2, при работах по КА, показана на Рисунке 2.17. Общий вид экспериментального стенда показан на Рисунке 2.18. Эксперименты проводились в БЭК ПАО «Радиофизика». В качестве исследуемой антенны использовалась крупноапертурная приемная ФАР S-диапазона, изготовленная в ПАО «Радиофизика». Антенна состоит из 512 каналов с возможностью независимого управления фазой сигнала в каждом канале. Работа происходит на круговой поляризации левого или правого вращения. Все экспериментальные работы велись на круговой поляризации правого вращения. Размер апертуры антенны - $31\lambda \times 31\lambda$.

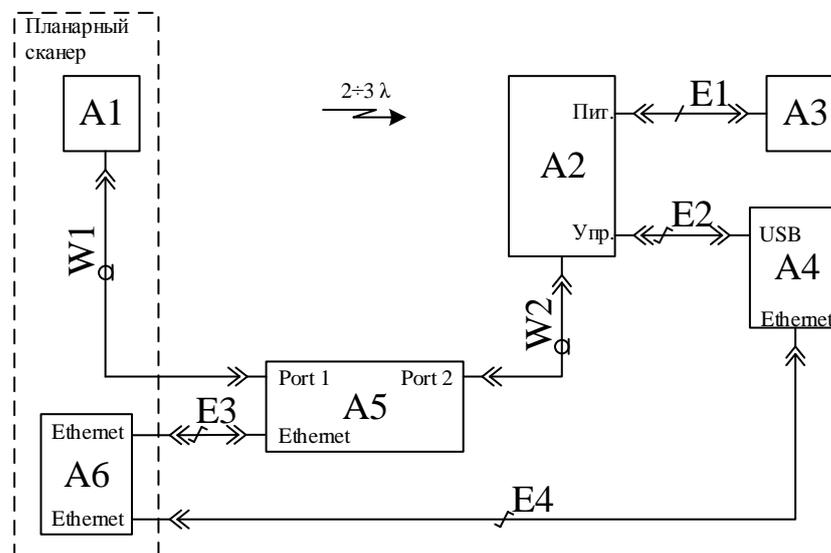


A1	Вспомогательная передающая антенна	W1	Кабельная сборка СВЧ
A2	ФАР	W2	Кабельная сборка СВЧ
A3	Источник питания АФАР	E1	Кабель питания
A4	Персональный компьютер оператора	E2	Кабель управления
A5	Векторный анализатор	E3	Кабель Ethernet

Рисунок 2.17 – Схема соединений при калибровке на этапах 1 и 2



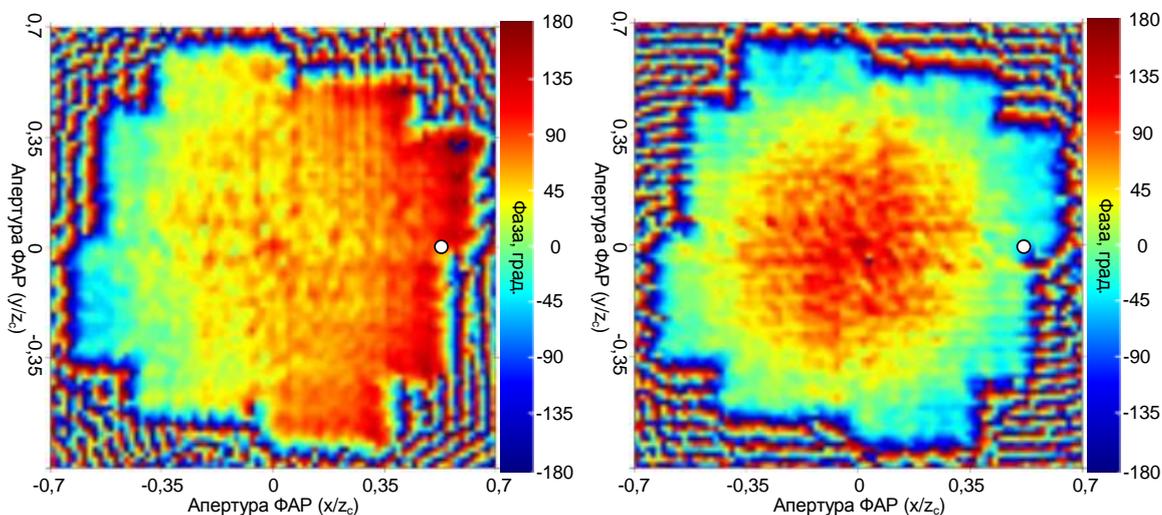
Рисунок 2.18 – Общий вид стенда при калибровке ФАР методом REV
 КА располагалась на расстоянии 31λ от плоскости апертуры. В качестве КА использовался спиральный излучатель с шириной ДН по -3дБ 70° и уровнем кроссполяризации -18 дБ . Выбор расстояния до апертуры был обусловлен необходимостью равноамплитудной засветки из одной точки всей апертуры ФАР и минимизации переотражений полезного сигнала от элементов окружения БЭК. Схема соединений на этапе 3, при измерениях ДН антенны, показана на Рисунке 2.19.



A1	Вспомогательная передающая антенна	W1	Кабельная сборка СВЧ
A2	ФАР	W2	Кабельная сборка СВЧ
A3	Источник питания ФАР	E1	Кабель питания
A4	Персональный компьютер оператора	E2	Кабель управления
A5	Векторный анализатор	E3	Кабель Ethernet
A6	Контроллер перемещений и измерений	E4	Кабель Ethernet

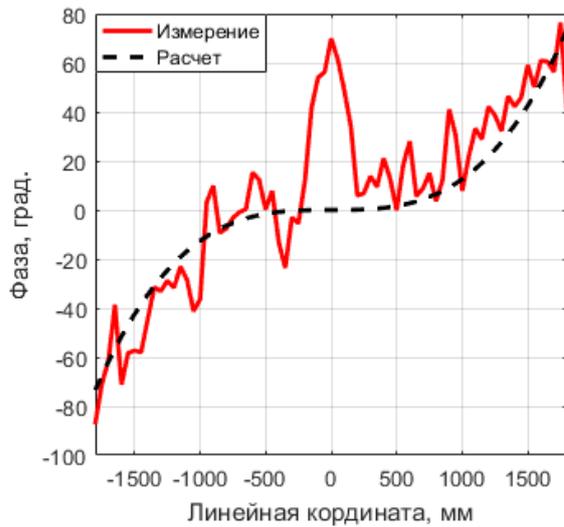
Рисунок 2.19 – Схема соединений при измерениях ДН на этапе 3

Для проверки влияния смещения КА на фазовое распределение в апертуре и форму ДН ФАР, КА смещалась из положения, в котором она находилась на первом этапе, на величины $\lambda/2$ и 3λ в плоскости, параллельной апертуре ФАР, и вдоль нормали к плоскости апертуры. После каждого нового положения КА, производилась калибровка методом REV, затем, полученный результат пересчитывался в дальнюю зону с учетом несмещенного положения КА. После этого, производились измерения фазового распределения по апертуре и ДН ФАР для каждого из четырех положений КА. Для наборов начальных фаз, когда смещение положения КА происходило вдоль апертуры, измерения ДН производились следующим образом: луч смещался на угол в соответствии с (2.67), тем самым достигалось исключение влияния линейной фазовой ошибки на фазовое распределение в апертуре, и только потом производилось измерение ДН ФАР. На Рисунке 2.20 представлены фазовые распределения по апертуре ФАР при погрешности установки КА 3λ вдоль апертуры и по нормали к апертуре, соответственно. Сравнение результатов эксперимента с результатами моделирования (Рисунки 2.12, 2.14) будем вести для точки с координатами $y/z_c=0$ и $x/z_c=0,5$. На Рисунке 2.20 1), 2.20 2) эта точка обозначена белым кружком. Кубическая и квадратичная фазовые ошибки в апертуре в результате эксперимента получились равными $\approx 70^\circ$ и $\approx 120^\circ$, соответственно (значения взяты относительно геометрического центра апертуры). По результатам моделирования те же ошибки составили 68° и 135° , соответственно. Легко видеть, что результаты совпали с точностью до десятка градусов.

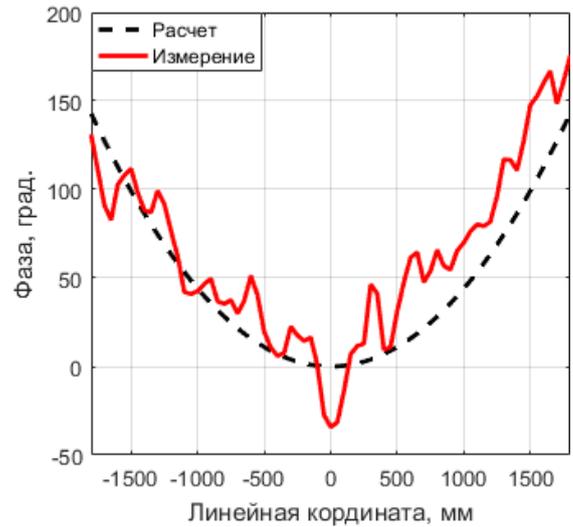


1

2



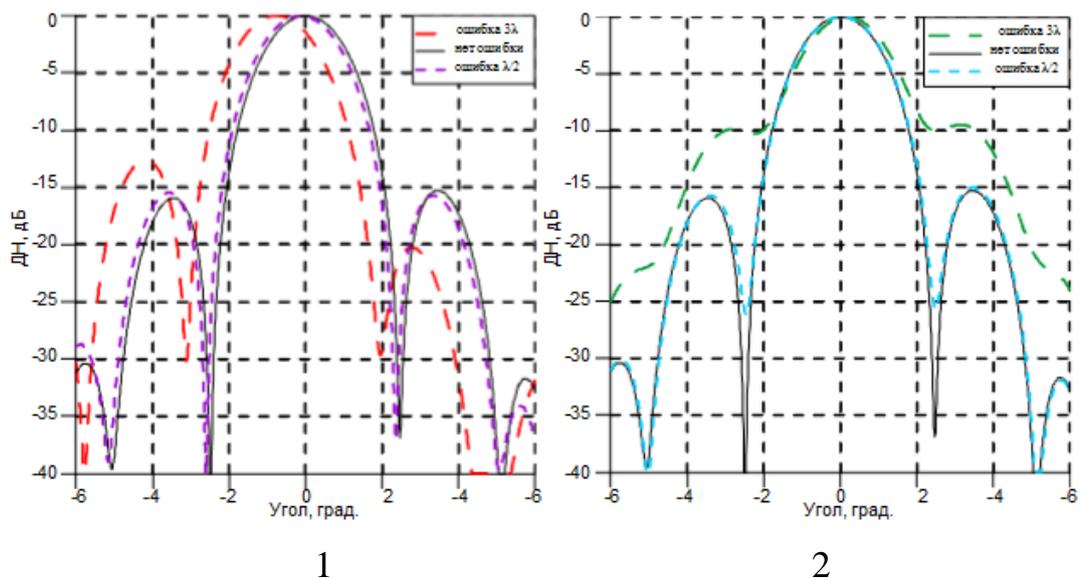
3



4

Рисунок 2.20 – Фазовые распределения по апертуре ФАР и их сечения при погрешности установки КА 3λ вдоль апертуры (1), (3) и по нормали к апертуре (2), (4)

На Рисунке 2.20 (3), (4) отдельно показаны расчетные и измеренные сечения фазовых распределений для картограмм (1), (2). Девияция фазы в центре апертуры на графиках сечений связана с конструктивными особенностями ФАР. На Рисунке 2.21 представлены восстановленные ДН после калибровки с погрешностями установки КА вдоль апертуры и по нормали к апертуре, соответственно.



1

2

Рисунок 2.21 – Восстановленные ДН после калибровки с погрешностями установки КА вдоль апертуры (1) и по нормали к апертуре (2)

Сравнивая графики на Рисунке 2.21 с графиками ДН в результате моделирования (Рисунок 2.15), легко видеть, что топологии искажений формы ДН совпадают. В частности, на Рисунке 2.21 можно видеть, что ошибка установки калибровочной антенны 3λ в продольном или поперечном направлении относительно плоскости апертуры ФАР при расположении калибровочной антенны на расстоянии размера апертуры от апертуры ФАР, приводит к искажению уровня первых боковых лепестков диаграммы направленности ФАР после калибровки на 3 дБ или 7 дБ, соответственно.

2.3. Калибровка ФАР в условиях наличия сигналов помех в апертуре

2.3.1. Постановка задачи

В лабораторных условиях (в БЭК), калибровка обычно производится по одной КА, расположенной на некотором расстоянии от ФАР. Можно считать при этом, что переотражения от стен БЭК пренебрежимо малы, так что в апертуре антенны присутствует только сигнал КА.

При калибровке в процессе эксплуатации переотражений от подстилающих поверхностей избежать невозможно. Таким образом, наряду с сигналом КА, в апертуре калибруемой ФАР присутствует сигнал от рассеивателей – результат переотражений сигнала КА. Помеховый сигнал при этом когерентен калибровочному сигналу. Настоящий подраздел посвящен исследованию влияния сигнала, возникающего в результате переотражений, на результаты калибровки и форму ДН, получаемую в результате такой калибровки.

Рассмотрим модельную ФАР, состоящую из 101 элемента, расположенных с шагом равным половине длины волны, с изотропными излучателями. Без нарушения общности рассуждений можно предположить, что калибровка ФАР производится на прием, а затем ФАР формирует луч на передачу в заданном направлении. В общем случае, при отсутствии переотражений, и если не принимать во внимание плоскостность фронта излучения в дальней зоне и его сферичность в зоне Френеля, на ФАР от КА приходит волна с фазовым набегом ϕ . ДН ФАР по-

сле прохождения через цепи управления (фазовращатели, аттенюаторы) запишется в виде:

$$\dot{F}(\phi_i) = \sum_{i=1}^N \dot{A}_i e^{j(\mathbf{k}(\phi), \mathbf{R}_i)} = \sum_{i=1}^N \dot{G}_i \dot{G}_i^0 e^{j(\mathbf{k}(\phi), \mathbf{R}_i)} = \sum_{i=1}^N \dot{G}_i^0 e^{-j\phi_i} e^{j(\mathbf{k}(\phi), \mathbf{R}_i)}, \quad (2.75)$$

где

\dot{A}_i – комплексный КП i – го канала ФАР;

\mathbf{k} – вектор распространения, $\mathbf{k} = k\mathbf{R}/R$, R – расстояние от начала координат до точки наблюдения;

\mathbf{R}_i – расстояние от i – го элемента ФАР до точки наблюдения;

j – мнимая единица;

\dot{G}_i – комплексный вводимый по управлению КП;

\dot{G}_i^0 – комплексный НКП канала, определяемый после калибровки.

При калибровке вдоль оси ФАР требуется формировать равноамплитудное и синфазное распределение, т.е. необходимо выполнять условие $\dot{A}_i \equiv 1$. Тогда вводимые коэффициенты передачи можно записать в виде:

$$\dot{G}_i = \frac{1}{\dot{G}_i^0}. \quad (2.76)$$

Соответственно, после определения начальных коэффициентов передачи, при подстановке (2.76) в (2.75) получаем требуемое равноамплитудное и синфазное распределение и неискаженную ДН. В случае наличия сигналов помех в апертуре, выражение (2.76) будет изменяться в зависимости от взаимного расположения источника помехи и апертуры, однако подстановка некорректно определенных коэффициентов передачи будет производиться снова в (2.75). Что приведет к деградации радиотехнических характеристик ФАР. Покажем, что представляет собой сигнал помехи в апертуре ФАР. А также определим влияние, которое оказывает помеховый сигнал на ДН ФАР. При дальнейших рассуждениях, опустим часть множителя решетки в (2.75), отвечающую за направление обзора.

2.3.2. Общий случай влияния переотраженного сигнала на поле в апертуре

При наличии сигнала от рассеивателя происходит интерференция полезной волны с рассеянной волной. Последняя представляет собой волну на той же частоте, приходящую с некоторого направления. При этом, хотя сигнал от рассеивателя может находиться за пределами сравнительно острой ДН калибруемой антенны, он, тем не менее, может оказывать существенное влияние на результаты калибровки пока находится в пределах парциальной ДН единичного элемента антенны.

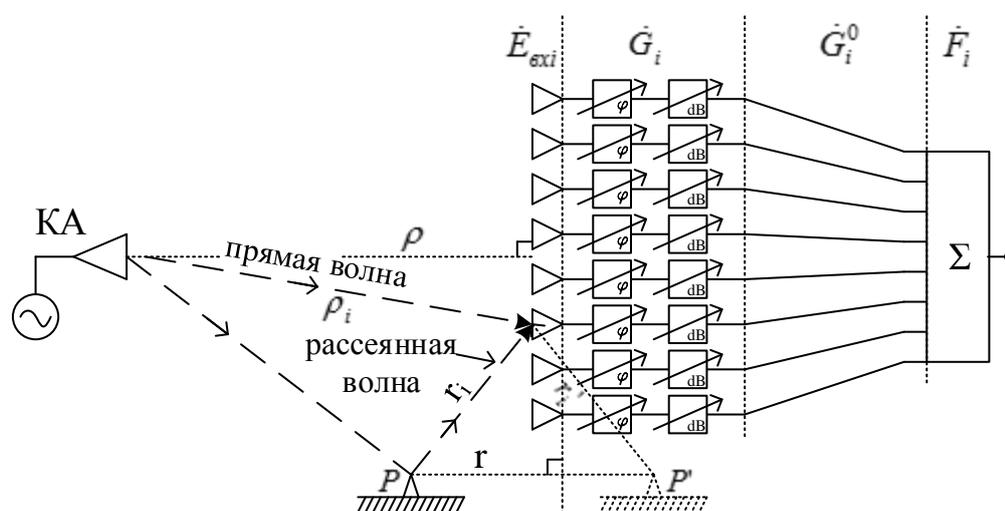


Рисунок 2.22 – Схема калибровки ФАР на прием с помощью КА при наличии поля от рассеивателя

Обычно при калибровке предполагается, что КА создает в апертуре ФАР поле, формирующее на входах каналов известное амплитудно-фазовое распределение, соответствующее полю сферической волны КА (Рисунок 2.22):

$$\dot{E}_{сxi} = \dot{a}_i \dot{b}_i e^{-jk\rho_i} / \rho_i, \quad (2.77)$$

где

ρ_i – расстояние от КА до i -го излучателя;

\dot{a}_i – ДН КА в направлении i -го излучателя;

\dot{b}_i – ДН i -го излучателя в направлении КА.

Далее будем использовать только амплитудные ДН КА и излучателей в направлении КА: $|\dot{a}_i|, |\dot{b}_i|$, рассматривая их как коэффициенты ослабления.

На входе сумматора ФАР (Рисунок 2.22) комплексные амплитуды сигналов \dot{F}_i определяются соотношением:

$$\dot{F}_i = \dot{E}_{\text{exi}} \dot{G}_i \dot{G}_i^0, \quad (2.78)$$

где

\dot{G}_i – известные составляющие комплексных коэффициентов передачи каналов, управляемые с помощью фазовращателей и аттенюаторов;

\dot{G}_i^0 – НКП, т.е. начальные составляющие коэффициентов передачи каналов.

При калибровке происходит выделение сигнала каждого канала ФАР путем выключения остальных каналов или математической обработки и получение НКП.

Т.е. в результате калибровки, из \dot{F}_i (2.78) будут получены НКП, \dot{G}_i^0 . Эту операцию можно записать как деление правой части выражения (2.78) на $\dot{E}_{\text{exi}} \dot{G}_i$:

$$\dot{G}_i^0 = \frac{\dot{F}_i}{\dot{E}_{\text{exi}} \dot{G}_i}. \quad (2.79)$$

В результате этой процедуры исключаются составляющие коэффициентов передачи \dot{F}_i , относящиеся к распространению калибровочного сигнала по эфиру \dot{E}_{exi} . Остаются только коэффициенты передачи, отражающие внутренние свойства каналов самой ФАР.

Если при калибровке в апертуру ФАР наряду с первичной волной от КА (2.77) попадает рассеянная волна с комплексной амплитудой \dot{B}_i , то комплексные амплитуды на входе каналов ФАР имеют вид:

$$\dot{E}'_{\text{exi}} = \dot{A}_{\text{exi}} + \dot{B}_i. \quad (2.80)$$

Наличие рассеивателя и, следовательно, комплексная амплитуда \dot{B}_i , в общем случае неизвестны и в алгоритме калибровки не учитываются. Поэтому НКП все равно будут получены по (2.79) делением на $\dot{E}_{\text{exi}} \dot{G}_i$.

Структура рассеянного поля, попадающего в апертуру ФАР, существенно зависит от формы, материала и положения рассеивателя относительно КА и ФАР. Предположим, что рассеиватель создает сферическую волну с центром в точке P , Рисунок 2.22. Комплексную амплитуду рассеянной волны на входе i -го канала можно представить в виде:

$$\dot{B}_i = \dot{\beta} \cdot \frac{\dot{a}'_i \dot{b}'_i}{r_i} \cdot e^{-jkr_i}, \quad (2.81)$$

где

$\dot{\beta}$ – комплексный коэффициент, указывающий на соотношение комплексных амплитуд первичной и рассеянной волн на рассеивателе;

r_i – расстояние от точки рассеяния P до i -го излучателя;

\dot{a}'_i – ДН рассеивателя в направлении i -го излучателя;

\dot{b}'_i – ДН i -го излучателя в направлении рассеивателя.

Далее будем использовать только амплитудные ДН рассеивателя и излучателей в направлении рассеивателя: $|\dot{a}'_i|, |\dot{b}'_i|$, рассматривая их как коэффициенты ослабления. Так же, как коэффициент ослабления, будем рассматривать и $|\dot{\beta}|$.

В диссертации рассмотрены два варианта расположения КА и рассеивателя: 1) КА находится в дальней зоне ФАР, а рассеиватель – в зоне Френеля ФАР, 2) КА и источник рассеяния расположены в зоне Френеля ФАР. Для обоих вариантов рассмотрены как ФАР с амплитудно-фазовым управлением в каналах, так и ФАР с управлением только фазами. Случай, когда КА и источник рассеяния находятся в дальней зоне ФАР, рассмотрен ранее (Афанасенков Ю.М., Шитиков А.М. Калибровка фазированных антенных решеток в условиях помех // Радиотехника. 2010. №4. С. 46-51).

Процедура калибровки, т.е. вычисления НКП, при наличии рассеянного поля в апертуре ФАР, запишется по (2.79) в виде:

$$\hat{G}_i^0 = \frac{(\dot{E}_{\epsilon xi} + \dot{B}_i) \cdot \dot{G}_i \dot{G}_i^0}{\dot{E}_{\epsilon xi} \dot{G}_i}, \quad (2.82)$$

$$\hat{G}_i^0 = \dot{G}_i^0 \left(1 + \frac{\dot{B}_i}{\dot{E}_{\text{вх}i}} \right). \quad (2.83)$$

Таким образом, в результате работы алгоритмов калибровки будут получены \hat{G}_i^0 (2.83), не равные истинным НКП \dot{G}_i^0 .

При диаграммоформировании после калибровки, для установки луча по нормали к апертуре, в каналах требуется сформировать равноамплитудное и синфазное распределение, т.е. необходимо выполнить условие:

$$\dot{F}_i = \dot{G}_i \dot{G}_i^0 \equiv 1. \quad (2.84)$$

Для выполнения (2.84), управляемые амплитуды и фазы в каналах ФАР должны компенсировать разброс НКП. Для этого, \dot{G}_i следует вычислять в соответствии с формулой:

$$\dot{G}_i = (\dot{G}_i^0)^{-1}. \quad (2.85)$$

Обозначим за $\dot{E}_{\text{вх}}$ поле, которое будет сформировано в дальней зоне ФАР (Рисунок 2.22) после калибровки на прием в случае диаграммоформирования этой же ФАР на передачу, полагая тракты на прием и передачу идентичными. $\dot{E}_{\text{вх}}$ запишется как:

$$\dot{E}_{\text{вх}}(\mathbf{R}) = \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_i \dot{a}(\theta, \varphi) \dot{F}_i e^{j(\mathbf{k}, \mathbf{r}_i)}, \quad (2.86)$$

где

k – волновое число;

\mathbf{R} – радиус-вектор от начала сферической системы координат, связанной с апертурой ФАР, до точки наблюдения в дальней зоне ФАР;

R – расстояние от начала сферической системы координат, связанной с апертурой ФАР, до точки наблюдения в дальней зоне ФАР;

$\dot{a}(\theta, \varphi)$ – ДН i -го элемента ФАР в направлении θ, φ ;

$\mathbf{k} = k\mathbf{R}/R$, волновой вектор;

\mathbf{r}_i – радиус-вектор от начала сферической системы координат, связанной с апертурой ФАР, до i -го элемента ФАР.

В (2.86) выражение под знаком суммы является ДН ФАР. Обозначим ее за \dot{A} и в дальнейшем в качестве результата диаграммоформирования в дальней зоне будем рассматривать только ее:

$$\dot{A}(\theta, \varphi) = \dot{a}(\theta, \varphi) \sum_i \dot{F}_i e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)}. \quad (2.87)$$

2.3.3. Калибровка при наличии рассеивателя в зоне Френеля, а КА в дальней зоне

Если КА расположена в дальней зоне в направлении нормали, то

$\dot{E}_{\text{exi}} = \frac{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR}}{R}$ и НКП (2.83) равны:

$$\hat{G}_i^0 = \dot{G}_i^0 \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jk r_i} / (|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR} \cdot r_i) \right). \quad (2.88)$$

В соответствии с (2.85), для формирования луча ФАР в направлении нормали получим следующие управляемые коэффициенты передачи:

$$\dot{G}_i = \frac{1}{\dot{G}_i^0 \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jk r_i} / (|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR} \cdot r_i) \right)}. \quad (2.89)$$

Определим комплексные амплитуды сигналов \dot{F}_i на выходах каналов ФАР (на входах сумматора) в случае амплитудно-фазового управления, если управляемые амплитуды и фазы установлены в соответствии с (2.89). Подставляя (2.89) в (2.84), получим:

$$\dot{F}_i = \dot{G}_i \dot{G}_i^0 = \frac{1}{1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jk r_i} / (|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR} \cdot r_i)}. \quad (2.90)$$

Воспользовавшись при условии малости отношения амплитуд рассеянной волны и первичной волны КА $|\dot{\beta} \cdot R / r_i| \ll 1$ разложением в ряд $\frac{1}{1+x} = 1 - x + x^2 \dots$, преобразуем (2.90):

$$\dot{F}_i = 1 + \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| |\dot{\beta}| R \cdot e^{j(-k r_i + \pi)}}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i e^{-jkR}}. \quad (2.91)$$

Из (2.91) ДН ФАР, с учетом (2.87):

$$\dot{A}(\theta, \varphi) = \dot{a}(\theta, \varphi) \sum_i e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)} + \dot{a}(\theta, \varphi) \frac{R}{e^{-jkR}} \sum_i \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| |\dot{\beta}| \cdot e^{j(-kr_i + \pi)}}{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| r_i} e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)}. \quad (2.92)$$

Таким образом, ДН ФАР состоит из двух слагаемых. Первое слагаемое соответствует плоской волне, а второе – сферической волне с центром в точке P' , являющейся зеркальным изображением P относительно плоскости апертуры ФАР. Т.к. фазы сферической волны в (2.81) и (2.92) равны с точностью до константы, она виртуально продолжает распространение в ту же сторону от реального источника рассеяния ФАР после проведения калибровки. Т.е. будто отражаясь от апертуры ФАР и распространяясь от изображения источника рассеяния с центром в точке P' . После калибровки и формирования ДН на передачу, сферическая волна при условии $\dot{\beta} \ll 1$ ослабнет и влияние на ДН в области главного луча практически не окажет. Возможно влияние на ДН только в дальних боковых лепестках, в зоне, где энергетика основной волны слабая.

В случае чисто фазового управления, амплитуды в каналах не изменятся после калибровки. Это значит, что нужно отнормировать вводимый коэффициент передачи к единице. Тогда (2.89) примет вид:

$$\hat{G}_i = \frac{|\dot{G}_i^0 (1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkr_i} / (|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i))|}{|\dot{G}_i^0 (1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkr_i} / (|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i))|}. \quad (2.93)$$

И вместо (2.90), комплексные амплитуды на выходах каналов будут определяться выражением:

$$\dot{F}_i = |\dot{G}_i^0| \frac{\left| \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkr_i} / (|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i) \right) \right|}{1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkr_i} / (|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i)}. \quad (2.94)$$

Модуль комплексного числа равен корню из суммы квадратов его действительной и мнимой части. Тогда числитель в (2.94) примет вид:

$$\begin{aligned} & \left| \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkr_i} / (|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i) \right) \right| = \\ & = \sqrt{\left(1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i} \cos(kr_i) \right)^2 + \left(\frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jkR} \cdot r_i} \sin(kr_i) \right)^2}. \end{aligned} \quad (2.95)$$

Раскрывая скобки в (2.95), получим:

$$\begin{aligned}
& \left(1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| e^{-jk r_i}}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} \right) = \\
& = \sqrt{1 + 2 \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} \cos(kr_i) + \left(\frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} \right)^2} \quad (2.96)
\end{aligned}$$

Раскладывая в ряд выражение (2.96) ($\sqrt{1+2x} = 1 + x - \frac{x^2}{2} \dots$) и отбрасывая степени

β больше единицы, получим:

$$\sqrt{1 + 2 \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} \cos(kr_i) + \left(\frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} \right)^2} \approx 1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} \cos(kr_i). \quad (2.97)$$

Учитывая, что $\cos(kr_i) = \frac{e^{jk r_i} + e^{-jk r_i}}{2}$, (2.97) преобразуется:

$$1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{-jk r_i} + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{jk r_i}. \quad (2.98)$$

Подставляя (2.98) в (2.94), получим:

$$\dot{F}_i = \left| \dot{G}_i^0 \right| \frac{1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{-jk r_i} + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{jk r_i}}{1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}}}. \quad (2.99)$$

Из (2.99) с учетом (2.90), (2.91) имеем:

$$\dot{F}_i = \left| \dot{G}_i^0 \right| \left(1 + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{-jk r_i} + \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{jk r_i} \right) \left(1 - \frac{|\dot{\beta}| \cdot R \cdot |\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR \cdot r_i}} e^{-jk r_i} \right). \quad (2.100)$$

Из (2.100), отбросив операнды со степенью β больше единицы, окончательно получим:

$$\dot{F}_i = \left| \dot{G}_i^0 \right| \left(1 - \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| R |\dot{\beta}|}{2r_i |\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR}} e^{-jk r_i} + \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| R |\dot{\beta}|}{2r_i |\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jkR}} e^{jk r_i} \right). \quad (2.101)$$

Из (2.101) выражение для ДН ФАР, с учетом (2.87):

$$\begin{aligned} \dot{A}(\theta, \varphi) = & \dot{a}(\theta, \varphi) \sum_i |\dot{G}_i^0| e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)} - \dot{a}(\theta, \varphi) \frac{R}{e^{-jkR}} \frac{|\dot{\beta}|}{2} \sum_i |\dot{G}_i^0| \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{r_i |\dot{a}_i| |\dot{b}_i|} e^{-jk r_i} e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)} + \\ & + \dot{a}(\theta, \varphi) \frac{R}{e^{-jkR}} \frac{|\dot{\beta}|}{2} \sum_i |\dot{G}_i^0| \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i|}{r_i |\dot{a}_i| |\dot{b}_i|} e^{jk r_i} e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)}. \end{aligned} \quad (2.102)$$

Как следует из (2.102), при калибровке с помощью КА, расположенной в дальней зоне ФАР в присутствии рассеивателя в зоне Френеля ФАР и при чисто фазовом управлении, ДН ФАР складывается из трех составляющих: основной и двух дополнительных, определяющих систематическую ошибку. Одно из дополнительных слагаемых соответствует сферической волне, идущей от рассеивателя в точке P , другое – сферической волне, идущей от изображения рассеивателя P' . Амплитуды этих двух слагаемых по меньшей мере на 3 дБ ниже, чем амплитуда дополнительного слагаемого в виде сферической волны при амплитудно-фазовом управлении.

2.3.4. Калибровка при наличии рассеивателя и КА в зоне Френеля

В случае когда и КА, и рассеиватель находятся в зоне Френеля ФАР, вместо (2.83) получим НКП \hat{G}_i^0 , не равные истинным НКП (в предположении

$$\dot{E}_{\text{exi}} = \frac{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| e^{-jk \rho_i}}{\rho_i} \text{ (Рисунок 2.22):}$$

$$\hat{G}_i^0 = \dot{G}_i^0 \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right), \quad (2.103)$$

где:

ρ_i – расстояние от КА до i – го элемента ФАР.

После калибровки при диаграммоформировании управляемые коэффициенты передачи (2.85) определяются формулой:

$$\dot{G}_i = \frac{1}{\dot{G}_i^0 \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right)}. \quad (2.104)$$

В случае амплитудно-фазового управления, комплексные амплитуды \dot{F}_i на выходах каналов ФАР выражаются соотношением:

$$\dot{F}_i = 1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{j(-k(r_i - \rho_i) + \pi)}. \quad (2.105)$$

Из (2.105) ДН ФАР, с учетом (2.87):

$$\dot{A}(\theta, \varphi) = \dot{a}(\theta, \varphi) \sum_i e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)} + \dot{a}(\theta, \varphi) \sum_i \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i |\dot{\beta}|}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{j(-k(r_i - \rho_i) + \pi)} e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)}. \quad (2.106)$$

Как правило, рассеиватель расположен ближе к апертуре ФАР, чем КА, поэтому второе слагаемое в (2.106), обуславливающее систематическую погрешность, пропорционально $\rho_i / r_i > 1$ и больше влияет на формируемую ДН ФАР, чем второе слагаемое в (2.92), пропорциональное $1 / r_i < 1$.

В случае чисто фазового управления амплитуды элементов будут равны единице, это значит, что нужно отнормировать вводимый коэффициент передачи к его же модулю (рассуждения аналогичны п.2.3.3):

$$\hat{G}_i^0 = \frac{\left| \dot{G}_i^0 \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right) \right|}{\left| \dot{G}_i^0 \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right) \right|}. \quad (2.107)$$

Комплексные амплитуды на выходах каналов будут определяться выражением:

$$\dot{F}_i = \tilde{G}_i \dot{G}_i^0 = \left| \dot{G}_i^0 \right| \frac{\left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right)}{1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)}}. \quad (2.108)$$

Модуль комплексного числа равен корню из суммы квадратов его действительной и мнимой части. Тогда числитель в (2.108) примет вид:

$$\begin{aligned} & \left| \left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right) \right| = \\ & = \sqrt{\left(1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} \cos(k(r_i - \rho_i)) \right)^2 + \left(|\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} \sin(k(r_i - \rho_i)) \right)^2}. \end{aligned} \quad (2.109)$$

Раскрывая скобки в (2.109), получим:

$$\sqrt{1 + 2|\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} \cos(k(r_i - \rho_i)) + \left(|\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} \right)^2}. \quad (2.110)$$

Раскладывая в ряд выражение (2.110) ($\sqrt{1+2x} = 1 + x - \frac{x^2}{2} \dots$) и отбрасывая степени β больше единицы, имеем:

$$1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} \cos(k(r_i - \rho_i)). \quad (2.111)$$

Учитывая, что $\cos(k(r_i - \rho_i)) = \frac{e^{jk(r_i - \rho_i)} + e^{-jk(r_i - \rho_i)}}{2}$, (2.111) преобразуется:

$$1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{jk(r_i - \rho_i)}. \quad (2.112)$$

Подставляя (2.112) в (2.108), получим:

$$\dot{F}_i = \left| \dot{G}_i^0 \right| \frac{1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{2|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{jk(r_i - \rho_i)}}{1 + |\dot{\beta}| \cdot \frac{|\dot{a}'_i| |\dot{b}'_i| \rho_i}{|\dot{a}_i| |\dot{b}_i| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)}}. \quad (2.113)$$

Из (2.113) с учетом (2.94) имеем:

$$\begin{aligned} \dot{F}_i = & \left| \dot{G}_i^0 \right| \left(1 + \left| \dot{\beta} \right| \cdot \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{2 \left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} + \left| \dot{\beta} \right| \cdot \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{2 \left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{jk(r_i - \rho_i)} \right) \times \\ & \times \left(1 - \left| \dot{\beta} \right| \cdot \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{\left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right) \end{aligned} \quad (2.114)$$

Из (2.114), отбросив операнды со степенью β больше единицы, окончательно получим:

$$\dot{F}_i = \left| G_i^0 \right| \left(1 + \left| \dot{\beta} \right| \cdot \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{2 \left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{jk(r_i - \rho_i)} - \left| \dot{\beta} \right| \cdot \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{2 \left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} \right). \quad (2.115)$$

Из (2.115) ДН ФАР, с учетом (2.87):

$$\begin{aligned} \dot{A}(\theta, \varphi) = & \dot{a}(\theta, \varphi) \sum_i \left| \dot{G}_i^0 \right| e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)} + \dot{a}(\theta, \varphi) \frac{\left| \dot{\beta} \right|}{2} \sum_i \left| \dot{G}_i^0 \right| \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{\left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{jk(r_i - \rho_i)} e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)} - \\ & - \dot{a}(\theta, \varphi) \frac{\left| \dot{\beta} \right|}{2} \sum_i \left| \dot{G}_i^0 \right| \frac{\left| \dot{a}'_i \right| \left| \dot{b}'_i \right| \rho_i}{\left| \dot{a}_i \right| \left| \dot{b}_i \right| r_i} e^{-jk(r_i - \rho_i)} e^{j(\mathbf{k}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_i)}. \end{aligned} \quad (2.116)$$

Из (2.116) видно, что выражение для результирующего КП канала на передачу по сравнению с (2.102) еще больше усложнилось. Аналогично п.2.3.3 добавилась еще одна помеховая волна. Сказать что-то по выражению (2.116) о поведении помех сложно. Был проведен аналитический анализ выражений (2.102) и (2.116) с целью приблизительной оценки влияния помеховых волн на ДН, однако трудоемкость метода оказалась сравнима с прямым вычислением амплитудно-фазового распределения по формулам (2.102), (2.116). Таким образом, при калибровке с наличием помехи и КА в зоне Френеля, для того, чтобы понять, как помехи будут влиять на результирующую ДН, разумнее всего будет строить ДН ФАР по известному амплитудно-фазовому распределению и сравнивать с идеальной ДН.

2.3.5. Влияние рассеивателя на форму результирующей ДН

Геометрооптическая структура волн, определяющих систематическую ошибку при калибровке ФАР при наличии рассеивателя P , показана на Рисунке 2.23. При формировании ДН после калибровки в апертуре ФАР с амплитудно-фазовым

управлением наряду с плоской волной формируется сферическая волна с мнимым фокусом P' , ограниченная лучами AA' и BB' (Рисунок 2.23 а). Чем ближе источник рассеяния P к апертуре AB , тем шире сектор углов излучения этой сферической волны. При удалении рассеивателя P от апертуры ФАР сектор излучения сферической волны сужается и в пределе становится нулевым, что соответствует участку плоской волны.

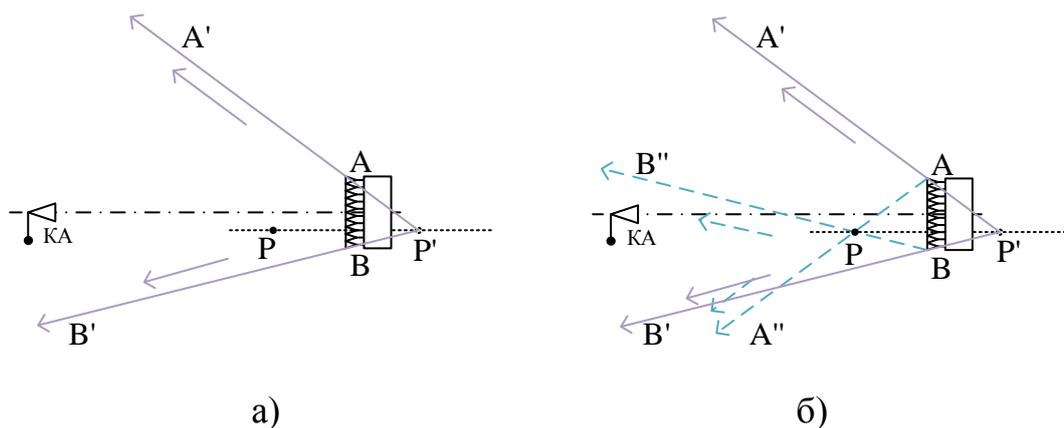


Рисунок 2.23 – Геометрооптические лучи волн при калибровке ФАР при наличии рассеивателя: а) – амплитудно-фазовое управление в каналах ФАР; б) – управление только фазами в каналах ФАР

При формировании ДН после калибровки в апертуре ФАР только с фазовым управлением наряду с плоской волной формируется две сферические волны (Рисунок 2.23 б): первая - волна с мнимым фокусом P' , ограниченная лучами AA' и BB' , вторая – волна с действительным фокусом P , ограниченная лучами AA'' и BB'' . Чем ближе источник рассеяния P к апертуре AB , тем шире секторы углов излучения обеих сферических волн. При удалении рассеивателя P от апертуры ФАР секторы излучения этих волн сужаются и в пределе получают два участка плоских волн.

Далее, следует учесть изменения амплитудного распределения согласно закону $\frac{1}{R}$ (2.86). Исходим из того, что амплитуда помехового источника в направлении ФАР зависит от множества причин, а именно: ширины диаграммы направленности КА, локальной формы поверхности на которой происходит рассеивание и т.д.. В связи с этим, нельзя считать, что при относительных перемещениях КА и рас-

сеивателя амплитуда поля источника постоянна, она должна каждый раз оцениваться «по месту». Однако для оценки нужна нормировка, и в качестве такой можно использовать нормировку к максимальному сигналу КА в апертуре, считая его равным единице. Таким образом, при расположении КА в дальней зоне ФАР, амплитуду нормируем в соответствии с выражением $\frac{r}{r_i}$, где r – минимальное рас-

стояние между рассеивателем и апертурой ФАР. А при расположении КА в зоне Френеля ФАР, амплитудное распределение претерпевает дополнительное преобразование вида $\frac{r'_i}{r_i}$. При этом, поскольку КА обычно находится дальше источника

рассеяния, при расчетах разумно сохранить здесь нормировку к единице. Норми-

ровочный коэффициент, в данном случае, можно записать как $\frac{\frac{r'_i}{r_i}}{\frac{r}{r}}$. Где r' -

расстояние между апертурой и КА, r - расстояние между апертурой и рассеивателем.

На Рисунке 2.24 показаны ДН систематических погрешностей, то есть добавок к ДН ФАР, возникающих при наличии источников рассеяния для линейной ФАР с амплитудно-фазовым (а) и фазовым (б) управлением. ФАР состоит из 101 всенаправленного излучателя, расположенных с шагом $\lambda/2$. Источник рассеяния P в дальней зоне и зоне Френеля расположен в направлении первого бокового лепестка ФАР под углом -1.7° от оси ФАР. Амплитуда рассеянного сигнала $|\beta| = -13.2$ дБ принята равной амплитуде первого бокового лепестка ФАР. КА в зоне Френеля расположена на расстоянии четырех размеров апертуры ФАР, а источник рассеяния – на расстоянии одного размера апертуры. Амплитуды сигналов от рассеивателя нормированы к максимуму сигнала от КА.

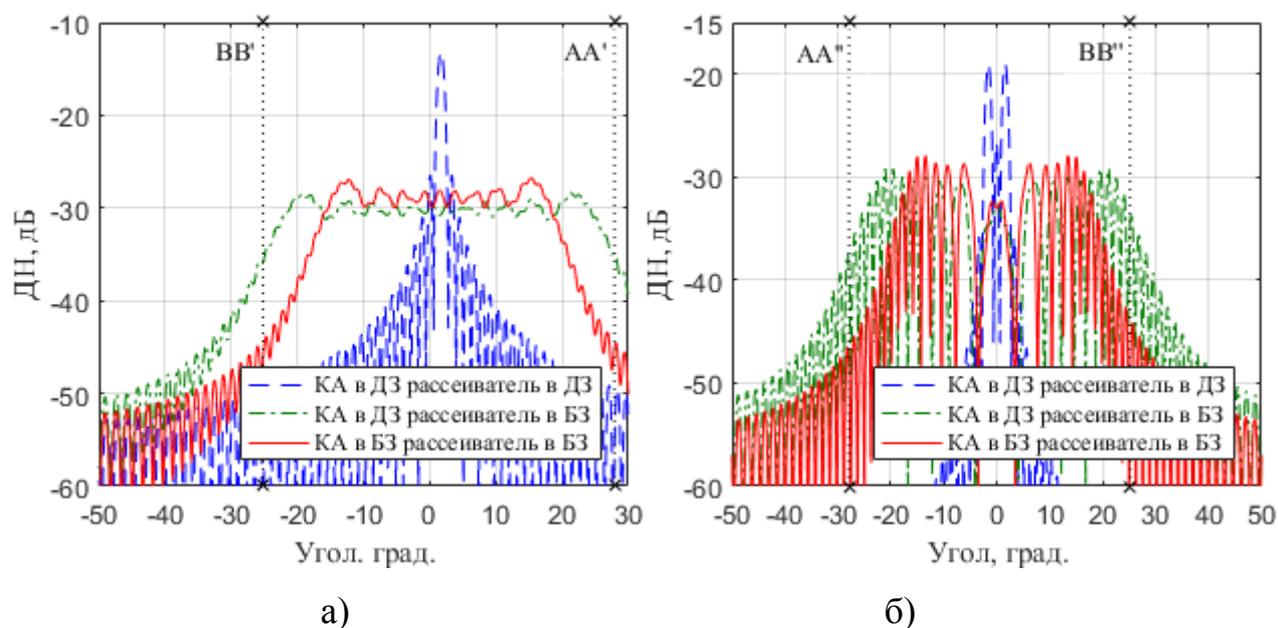
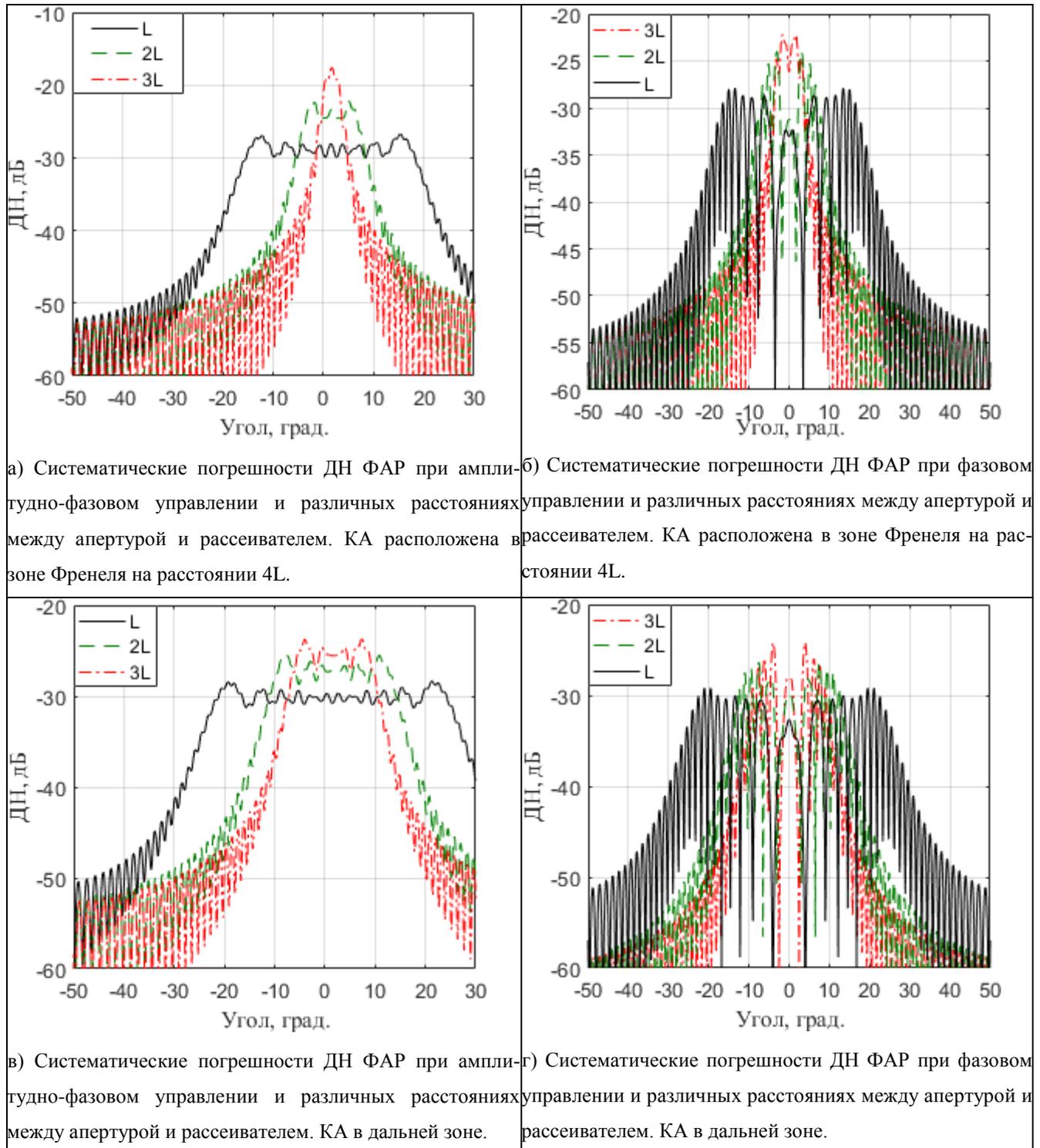


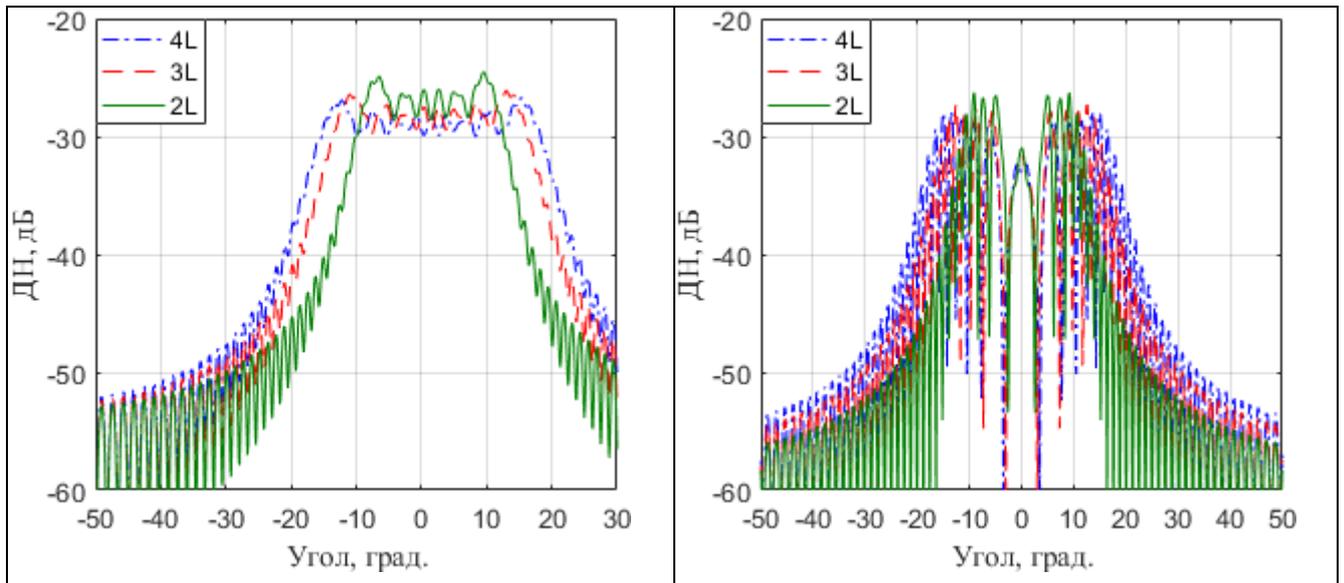
Рисунок 2.24 – Систематические погрешности ДН ФАР, возникающие после калибровки ФАР из-за наличия рассеивателя при амплитудно-фазовом (а) и фазовом (б) управлениях. На этом рисунке и далее: ДЗ – дальняя зона, БЗ – зона Френеля

Из Рисунка 2.24а) видно, что систематическая погрешность при амплитудно-фазовом управлении представляет собой ДН, формируемую излучателями в апертуре при возбуждении их сферической волной с мнимым фокусом P' . При приближении рассеивателя P к апертуре ФАР сектор углов, в котором излучается поле, расширяется, а его амплитуда снижается (Рисунок 2.25 а, б, в, г). С приближением КА к апертуре ФАР амплитуда поля увеличивается, а сектор углов, в котором излучается поле, сужается (Рисунок 2.25 д, е), т.к. фазовый фронт уплощается в соответствии с выражением $e^{jk\rho_i - jkz_i}$ (Рисунок 2.25 и). При расположении рассеивателя в дальней зоне ФАР, ДН систематической погрешности имеет максимум в направлении, зеркальном относительно нормали к апертуре.

Из Рисунка 2.24 б) видно, что при чисто фазовом управлении ФАР, систематическая погрешность является суммой двух сферических волн. В угловом секторе, где эти волны интерферируют, ее ДН осциллирует. В направлении КА рассматриваемые волны излучаются в противофазе, поэтому суммарная ДН погрешности в этой области углов имеет провал. На Рисунке 2.24 в соответствии с обозначения-

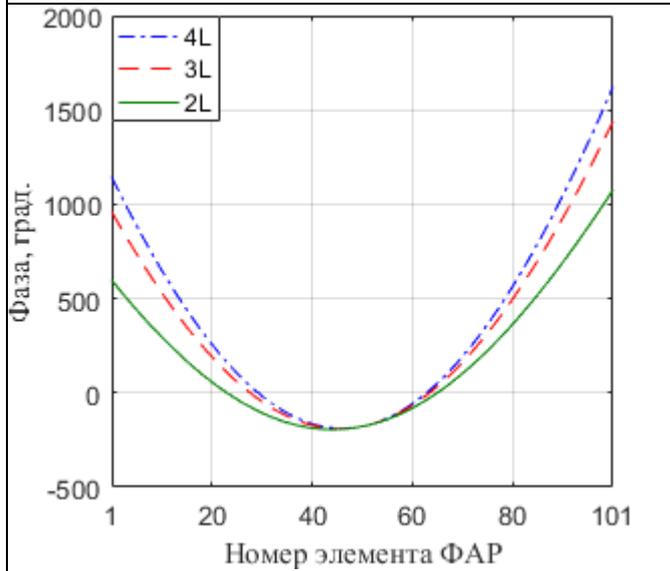
ми на Рисунке 2.23, показан сектор формирования сферической волны при амплитудно-фазовом управлении ВВ'-АА', и сектор формирования одной из двух сферических волн при фазовом управлении АА''-ВВ''.





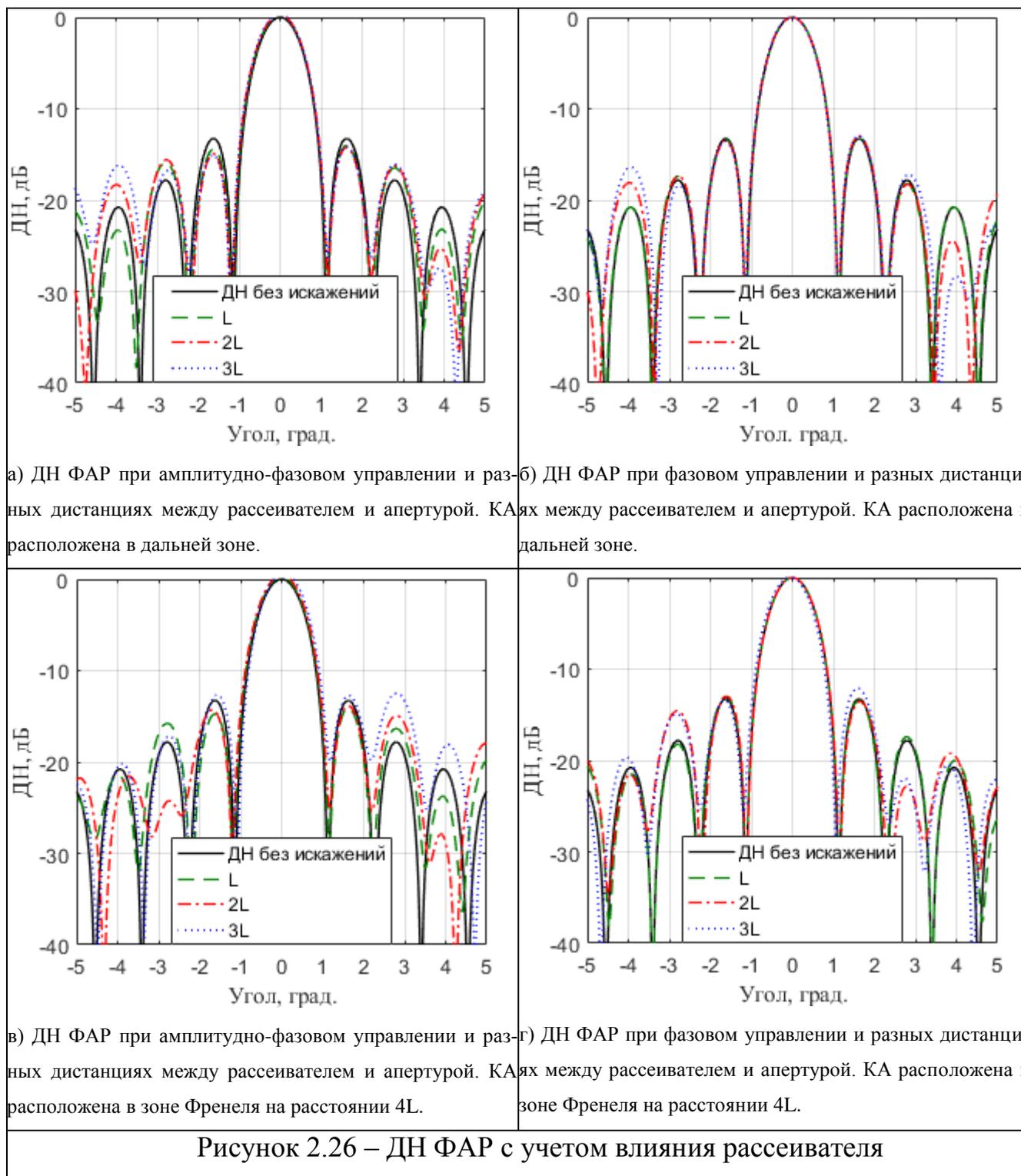
д) Систематические погрешности ДН ФАР при амплитудно-фазовом управлении и различных расстояниях между апертурой и КА.

е) Систематические погрешности ДН ФАР при фазовом управлении и различных расстояниях между апертурой и КА.



и) Поведение фазового распределения в апертуре ФАР в соответствии с выражением $e^{jk\rho_i - jkx_i}$ при различных расстояниях между апертурой и КА (L – размер апертуры).

Рисунок 2.25 – Систематические погрешности ДН ФАР, вызванные рассеивателем



На Рисунке 2.26 а, б представлены ДН вышеописанной линейной ФАР после калибровки с наличием рассеивателя в зоне Френеля ФАР, а КА в дальней. В сравнении с неискаженной ДН ФАР (диаграмма «ДН без искажений»). Как и на Рисунке 2.25, источник рассеяния располагался на расстояниях от одного до трех размеров апертуры. Можно видеть, что с увеличением расстояния увеличиваются и искажения ДН ФАР в области боковых лепестков. Максимальное изменение

уровня первого бокового лепестка произошло при максимальной дистанции между источником рассеяния и апертурой. Отметим, что форма и направление главного максимума не изменяются. На Рисунке 2.26 в, г представлены ДН этой же ФАР после калибровки с наличием рассеивателя и КА в зоне Френеля ФАР. КА была расположена на расстоянии четырех размеров апертуры от апертуры ФАР. Источник рассеяния располагался на расстоянии от одного до трех размеров апертуры. Видно, что с увеличением расстояния увеличиваются и искажения ДН ФАР в области боковых лепестков. Уровень нулей ДН увеличивается. Максимальное изменение уровня первого бокового лепестка произошло при максимальной дистанции между источником рассеяния и апертурой. При этом, в данном случае искажается и главный максимум ДН, в отличие от случая калибровки по КА в дальней зоне. Кроме того, сравнив попарно графики (Рисунок 2.26 а, в), (Рисунок 2.26 б, г) можно видеть, что искажения ДН ФАР существеннее после калибровки с амплитудно-фазовой коррекцией, чем при чисто фазовом управлении. При фазовом управлении искажения ДН ФАР существеннее при калибровке по КА, находящейся в зоне Френеля ФАР, чем в дальней зоне ФАР.

Кроме упрощенных выражений, полученных выше, можно производить расчет влияния рассеивателя на результирующую ДН ФАР с использованием прямого расчета НКП в соответствии с формулой (2.83). Например, когда основное и рассеянное поля сферические, и дополнительный член в апертуре имеет более сложную структуру. Или когда коэффициент переотражения излучения достаточно велик, так, что предположения малости в выражениях выше не выполняются. В результате, использование упрощенного метода оценки искажения формы ДН не имеет под собой достаточного обоснования. Ниже приведены результаты математического моделирования для случая решетки S-диапазона (длина волны 10 см) размером 10 метров, размещенной на ОПУ так, что середина апертуры расположена на высоте 10 метров над землей. Угломестная ось вращения расположена на расстоянии 2 метров за плоскостью апертуры (Рисунок 2.27). Рассмотрен случай линейной решетки, с шагом расположения излучателей в половину длины волны. Вначале рассмотрен случай, когда КА установлена на вышке высотой 10 метров,

расположенной на расстоянии 100 метров от апертуры ФАР. Это примерно соответствует $\theta \approx 11^\circ$ на Рисунке 2.27. Затем рассмотрен случай, когда вышка с КА располагается на расстоянии 50 метров от апертуры ФАР. Это примерно соответствует $\theta \approx 22^\circ$ на Рисунке 2.27. Ось антенны направлена на источник калибровочного сигнала. Для наглядности, при расчетах предполагается, что как излучающие элементы, так и источник калибровочного сигнала всенаправленные. Ослабление переотраженного сигнала в апертуре антенны при этом обеспечивается исключительно коэффициентом отражения от подстилающей поверхности.

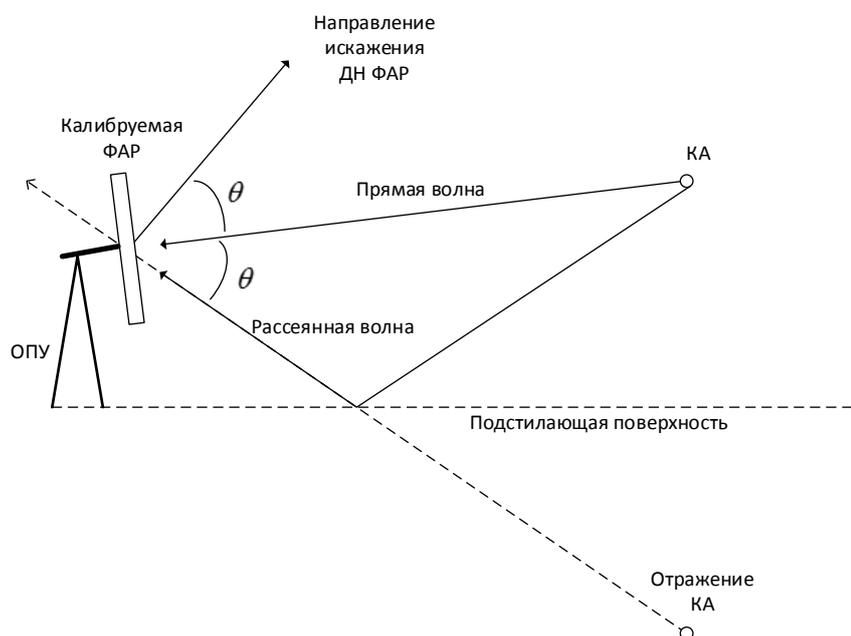


Рисунок 2.27 – Калибровка в условиях однократного переотражения

На Рисунке 2.28 приведены нормированные диаграммы направленности, полученные по результатам калибровки в условиях переотражения сигнала от подстилающей поверхности с амплитудным коэффициентом 0.1 (-20 дБ), 0.3 (-10 дБ) и 0.7 (-3 дБ). Предполагается, что при диаграммоформировании используется амплитудно-фазовое управление. Положительные значения углов соответствуют направлению от подстилающей поверхности. Видно, что при коэффициенте отражения 0.1, тип искажения ДН схож со случаем, когда расчет влияния помехового излучения ведется по упрощенным формулам, полученным выше (Рисунок 2.25а). Именно, при амплитудно-фазовом управлении в угловом спектре излуче-

ния ФАР появляется дополнительный помеховый лепесток, в направлении около 11° с величиной примерно -20 дБ.

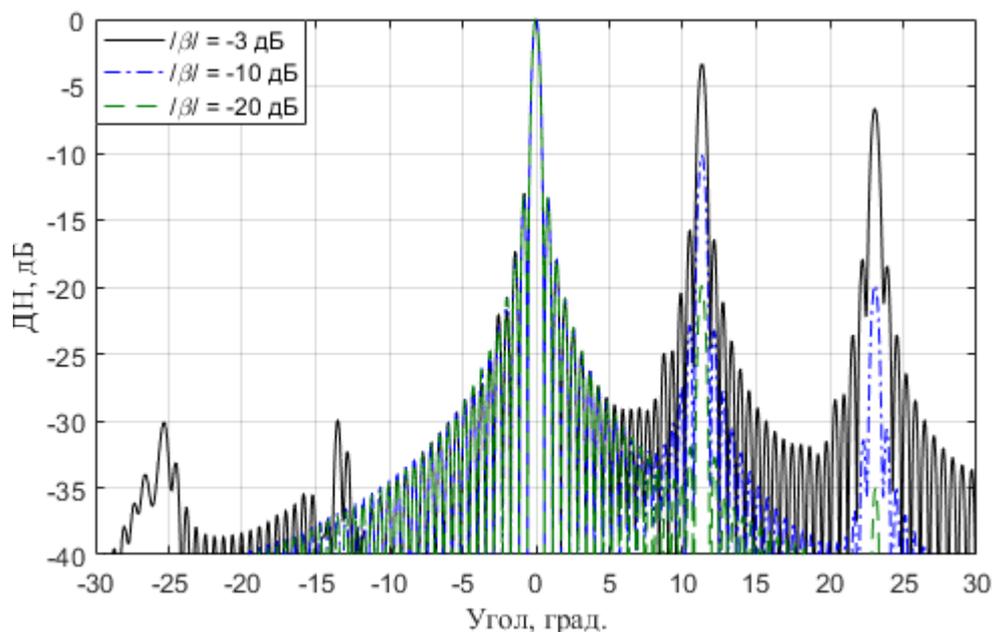


Рисунок 2.28 – Диаграммы направленности, сформированные после калибровке по вышке, расположенной на расстоянии 100 м. Управление амплитудой и фазой

С ростом коэффициента отражения, растет и уровень помеховых лепестков, примерно соответствуя коэффициенту отражения. Кроме того, в угловом спектре появляются выраженные дополнительные помеховые лепестки, с шагом примерно 11° (то есть, θ). При больших коэффициентах отражения, искажения начинают проявляться в направлениях к подстилающей поверхности. Наконец, при коэффициентах отражения близких к единице, происходит развал диаграммы направленности (на рисунках не показано). На Рисунке 2.29 приведены аналогичные диаграммы для амплитудно-фазового управления, но при расстоянии до калибровочной вышки 50 метров (соответствует углу $\theta \approx 22^\circ$ на Рисунке 2.27).

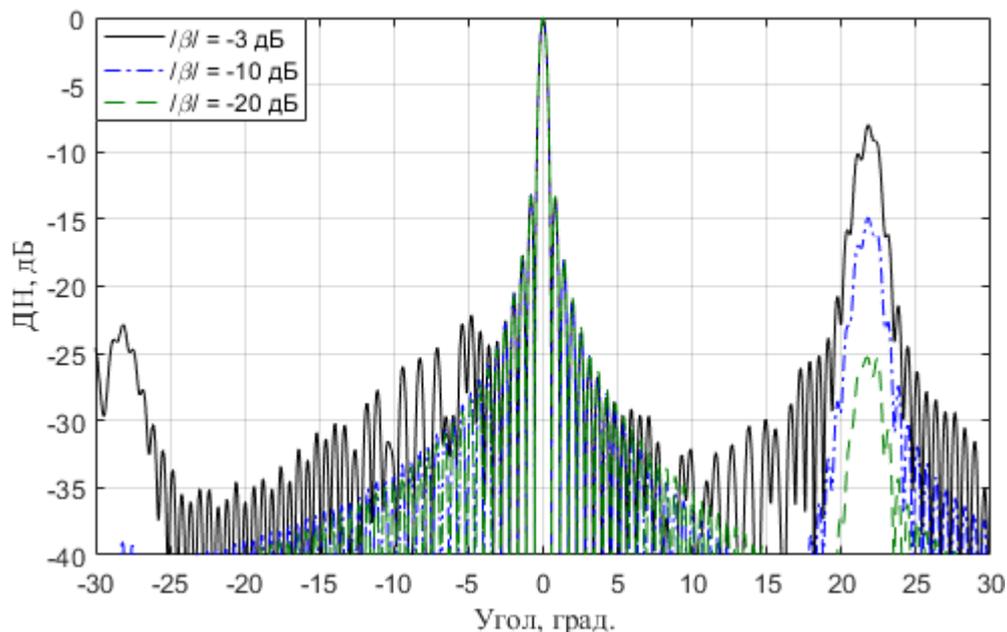


Рисунок 2.29 – Диаграммы направленности, сформированные после калибровке по вышке, расположенной на расстоянии 50 м. Управление амплитудой и фазой

Сравнение с Рисунком 2.28 показывает, что помеховые лепестки расширились, а их уровень снижен. Это объясняется тем, что фаза в (2.83) нелинейная. Диаграмма, сформированная для нелинейного фазового распределения в апертуре, обычно расширена и имеет несколько меньший уровень, что и наблюдается на Рисунке 2.29. Положение максимального помехового лепестка ($\approx 22^\circ$) определяется направлением на образ КА (угол θ на Рисунке 2.27).

Резюмируя все вышенаписанное, можно сделать следующие выводы. При калибровке с наличием источника рассеяния возникают ошибки калибровки. В свою очередь, это приводит к искажению ДН ФАР. Искажение ДН эквивалентно добавлению к идеальной ДН ФАР дополнительного источника волны, близкой к плоской или сферической, направленной в сторону, симметричную помехе. В случае чисто фазового управления - появляются два источника, симметрично направленных. Амплитуды помеховых ДН зависят от уровня рассеянного сигнала, и могут быть оценены сравнением сигналов КА и рассеянного сигнала на элементе ФАР. Амплитуда рассеянного источника достигает максимальных значений, когда КА и точка рассеяния располагаются ближе друг к другу относительно

апертуры ФАР. Искажения формы ДН при этом наиболее локальны, величина искажений максимальна. При приближении точки рассеяния к апертуре ФАР, уровень искажений падает, зона искажений растет. Уровень искажений может быть грубо оценен сверху как уровень, возникающий в предположении, что КА и точка рассеяния находятся в дальней зоне ФАР. Зона искажений - как зона конуса видимости точечного виртуального источника. При наличии источника рассеяния, расположенного в зоне Френеля калибруемой ФАР, искажения формы главного лепестка ДН не происходит, а систематическая погрешность оказывает влияние только на боковое излучение. В случае только фазового управления, амплитуды результирующих систематических погрешностей делятся пополам относительно уровня систематической погрешности при амплитудно-фазовом управлении. При необходимости более точной оценки возможных искажений ДН ФАР, можно воспользоваться прямым вычислением ДН источников рассеяния по полученным соотношениям.

2.4. Выводы

Во второй главе были рассмотрены некоторые источники ошибок, которые могут присутствовать при проведении калибровочных процедур ФАР.

Было рассмотрено влияние погрешностей установки КА на фазовое распределение в раскрыве ФАР, формируемое в результате калибровки без учета этих погрешностей. Рассмотрены случаи неучтенного смещения КА вдоль апертуры и в перпендикулярном направлении. Получены формулы для оценки фазовой ошибки в апертуре. Показано, что смещение КА вдоль апертуры приводит к ошибке установки направления луча, формируемого ФАР, на угол, равный отношению погрешности установки к расстоянию между антеннами. Показано, что в апертуре возникает кубическое, в первом приближении, искажение фазы. Показано, что при смещении КА в плоскости, перпендикулярной ФАР, в ее апертуре возникает квадратичное, в первом приближении, искажение фазы. Влияние подобных фазовых искажений на форму луча хорошо известно и описано, например, в [5].

Для уменьшения искажений, рекомендуется располагать КА на достаточном удалении от ФАР. При необходимости близкого расположения КА, рекомендуется располагать ее над центром апертуры.

Рассмотрена калибровка ФАР в условиях переотражений сигнала КА от проводящих элементов в непосредственной близости от ФАР. Рассмотрены варианты расположения КА вблизи калибруемой ФАР и на большом удалении. Получены формулы для оценки искажений результирующего амплитудно-фазового распределения в апертуре при такой калибровке, рассмотрено влияние искажений на форму ДН. Показано, что наибольшие искажения присутствуют когда КА и источник рассеяния расположены в зоне Френеля относительно калибруемой ФАР. С приближением рассеивателя к апертуре уровень искажений ДН уменьшается, однако зона искажений расширяется. С приближением КА уровень искажений растет, зона искажений сужается. Эти рассуждения можно использовать для грубой оценки искажений в результирующей ДН по верхней границе максимально возможного искажения. Для более точной оценки можно использовать формулы для результирующей ДН.

Был рассмотрен вопрос прогнозной оценки ошибок вычисления начальных комплексных коэффициентов передачи каналов ФАР методом REV при наличии погрешности измерения мощности полезного сигнала. Также, был проведен анализ погрешностей калибровки при использовании не только амплитудной, но и фазовой информации. Ошибки установки фазовых состояний фазовращателями, меняющиеся от установки к установке, не рассматривались. Показано, что в случае калибровки методом REV, амплитудно-фазовые погрешности пропорциональны погрешности измерения мощности полезного сигнала и корню из числа измерений на канал, и обратно пропорциональны размаху сигнала. В случае калибровки с использованием также и фазовой информации, погрешности калибровки получаются меньше, чем при использовании только амплитуды контрольного сигнала.

Глава 3. Калибровка ФАР с использованием сшивки НКП каналов

3.1. Постановка задачи

С ростом числа каналов в современных ФАР, калибровать их за один проход иногда не представляется возможным. При калибровке подобных антенн могут возникать ситуации, когда область равноамплитудной засветки главным лучом КА не охватывает всю апертуру ФАР целиком, или распределение поля КА по апертуре значительно (более чем на 1,5 дБ) отличается от равноамплитудного. Кроме того, возможны случаи, когда точку установки КА можно считать локально неподвижной относительно апертуры ФАР только за время, достаточное для калибровки ограниченного числа каналов. Все это говорит о невозможности калибровки всех каналов ФАР только из одного положения КА. Возникает задача разбиения апертуры ФАР на сектора, независимой калибровки секторов, а затем – сведения полученных НКП каналов секторов. Точность калибровки будет зависеть от числа групп и степени перекрытия каналов групп. Процедуру сведения или нормировки НКП каналов будем называть «сшиванием». Под «сектором» понимаем область апертуры измеряемой ФАР, которую КА может засветить равноамплитудно, и в которую входят только те каналы, которые планируется калибровать при данном конкретном взаимном расположении ФАР и КА. Известен[3] способ калибровки многоэлементных ФАР по секторам, когда, после калибровки каналов в каждом из секторов, скалиброванные сектора ФАР калибруются друг к другу при помощи метода МТЕ, когда один сектор принимается за опорный, а все остальные сектора калибруются к нему, синхронно переключая фазу во всех каналах калибруемого сектора в соответствии с алгоритмом МТЕ. Минусом такой калибровки являются временные затраты на калибровку всей ФАР. Предлагаемый в диссертационной работе алгоритм позволяет сократить временные затраты на калибровку ФАР по секторам за счет исключения процедуры калибровки частей между собой.

В случае калибровки с использованием КА(одной или нескольких), располагающейся в непосредственной близости от ФАР, после применения метода REV для

калибровки каналов в секторах, происходит пересчет вычисленных НКП к дальней зоне. Пересчет осуществляется в соответствии с выражением:

$$\dot{G}_i^n = \dot{G}_i^m r(x_i^n) e^{\phi(x_i^n)}, \quad (3.1)$$

где

\dot{G}_i^n – НКП n -ого сектора i -го канала в дальней зоне;

\dot{G}_i^m – НКП n -ого сектора i -го канала в зоне Френеля;

$r(x_i^n)$ – расстояние от n -ого сектора i -го канала до КА;

$\phi(x_i^n)$ – фазовый набег от n -ого сектора i -го канала до КА.

Ниже разберем ряд основных вопросов, которые позволят проводить калибровку ФАР с использованием сшивания данных:

- Как реализуется процедура сшивания;
- Как минимизировать суммарный сигнал антенны перед калибровкой секторов;
- Как влияет наличие фазовой погрешности калибровки в апертуре на форму луча;
- Как оптимально разбивать полотно ФАР на сектора для минимизации количества процедур сшивания.

Рассмотрим каждый пункт подробно, а затем, сформулируем общий алгоритм калибровки с использованием сшивания НКП.

3.2. Реализация процедуры сшивания

Будем считать, что были проведены процедуры калибровки для N групп каналов по отдельности, в результате которых появились N наборов комплексных НКП. Пусть имеется некоторое количество каналов, которые присутствуют и в $N-1$ и в N группах. Очевидно, что сшивание групп наборов НКП, в общем случае, заключается в домножении одного из них на некоторую комплексную константу так, чтобы НКП каналов, принадлежащих области пересечения, совпали. Для каждой пары наборов эта константа будет своя. Сшивание наборов НКП осуществляется домножением на комплексный множитель, что означает масштаби-

рование и доворот одного вектора к другому. В свою очередь, комплексный множитель суть не что иное как комплексное отношение одного исходного коэффициента к другому. Для поиска этого отношения хорошо приспособлен метод МТЕ. Таким образом, предварительно учтя начальные коэффициенты передачи, найденные ранее для каждого из наборов, приняв одну часть каналов из пары наборов $[N-1, N]$ за опорный, а другую часть за тестируемый канал, и, проведя численную МТЕ калибровку получившейся подгруппы, можно найти требуемый комплексный переходной коэффициент. Разберем эту методику более подробно.

Пусть по результатам калибровки двух групп каналов получены начальные фазы:

для группы $N-1 - \tilde{\varphi}_0^i, i = 1..M$;

для группы $N - \tilde{\psi}_0^j, j = 1..K$.

Здесь $\tilde{\varphi}_0^i$ и $\tilde{\psi}_0^j$ – начальные фазы, определенные по результатам калибровки с погрешностью Δ . Реальные значения начальных фаз связаны с ними соотношениями:

$$\begin{aligned}\tilde{\varphi}_0^i &= \varphi_0^i + \Delta, \\ \tilde{\psi}_0^j &= \psi_0^j + \Delta.\end{aligned}\tag{3.2}$$

Примем, что группы перекрываются, то есть Q каналов принадлежит как той, так и другой группе. Очевидно, что начальные фазы перекрывающихся каналов, определенные по калибровкам в составе первой и второй групп должны при этом совпасть, так как каналы суть одни и те же. Однако, из-за того, что калибровка в первой и второй группах проводится в разных условиях, возможно совпадение с точностью до смещения:

$$\psi_0^i = \varphi_0^i + a, i = 1..Q.\tag{3.3}$$

Задачей операции сшивания является нахождение корректировочной фазы a и выполнения операции $\hat{\varphi}_0^i = \tilde{\varphi}_0^i + a$. После выполнения этой операции, начальные фазы каналов той и другой группы оказываются определенными по отношению к общему опорному значению и могут совместно использоваться в алгоритмах диаграммоформирования.

Очевидное, на первый взгляд, вычисление поканальной разности начальных фаз, определенных по одной и другой группе, с последующим усреднением, приводит к неверному результату. Связано это с тем, что, хотя разность истинных начальных фаз постоянна, так что:

$$\psi_0^i = \varphi_0^i + a, \quad (3.4)$$

тем не менее, разность начальных фаз, определенных по результатам калибровки:

$$\tilde{\psi}_0^i \neq \tilde{\varphi}_0^i + a. \quad (3.5)$$

При этом, из-за особенности представления фазы на конечном интервале 360 угловых градусов, величины a_i , определяемые как $a_i = \tilde{\varphi}_0^i - \tilde{\psi}_0^i$, могут даже не иметь близкого значения, так как в паре $\tilde{\varphi}_0^i$ и $\tilde{\psi}_0^i$ одно значение может выйти за границы интервала, а другое – нет. В результате, отличия между соседними a_i могут достигать величины 360 градусов, что при усреднении дает неприемлемую ошибку. Для отыскания корректировочной фазы a , предлагается использовать следующий алгоритм.

3.2.1. Сшивание виртуальным методом МТЕ

Рассмотрим ФАР, апертура которой разделена на N пересекающихся секторов R_n , (Рисунок 3.1). Калибровка каналов ФАР в каждом секторе выполняется независимо с помощью соответствующей КА. В результате такой калибровки формируется N наборов комплексных НКП. В каждом двух соседних секторах R_{n-1} и R_n имеется пересечение Π_{n-1} , в котором расположены каналы, участвующие в двух независимых калибровках.

НКП каналов, входящих в пересечение Π_{n-1} соседних секторов R_{n-1} и R_n , должны быть одинаковы при выполнении двух независимых калибровок каналов в этих секторах, однако фактически они отличаются из-за различия комплексных амплитуд опорных сигналов и ошибок измерений. Такая антенна создает на достаточном удалении суммарный сигнал, являющийся суммой сигналов всех каналов. Тогда, в соответствии с методом МТЕ, примем суммарный сигнал на выходе каналов, входящих в Π_{n-1} , рассчитанный по результатам калибровки сектора R_{n-1} , за

тестируемый сигнал \dot{A}_{n-1} , а суммарный сигнал сектора R_n за опорный сигнал \dot{B}_n . Процедура МТЕ калибровки геометрически представляет собой вращение конца вектора \vec{A} по окружности относительно его начала при неподвижном векторе \vec{B} . Длины векторов это амплитуды, а начальные фазы – угловое положение этих векторов перед началом процедуры калибровки.

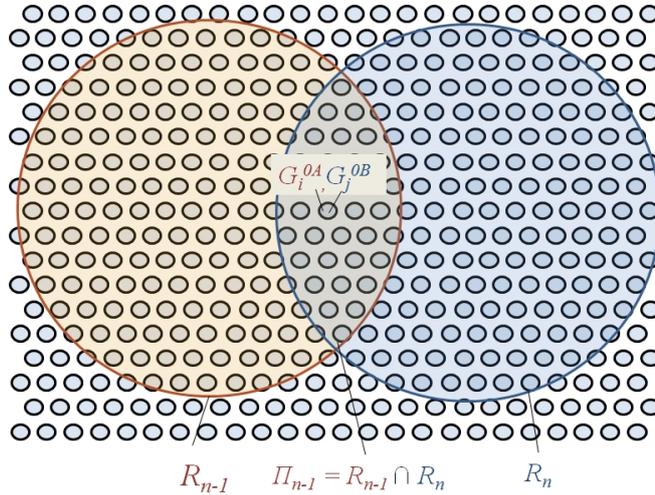


Рисунок 3.1 – Калибровка ФАР по секторам: пересекающиеся секторы ФАР для независимой калибровки

Из метода МТЕ известно, что начальная фаза тестируемого канала (значение фазы сигнала тестируемого канала относительно фазы опорного канала) равна:

$$a = \operatorname{arctg} \left(\frac{\sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta_d l)}{\sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta_d l)} \right), \quad (3.6)$$

где

l – текущее состояние ФВ;

L – максимальное значение состояния ФВ;

P_l – значение мощности сигнала при l -ом состоянии ФВ;

Δ_d – дискрет ФВ.

Таким образом, P_l , мощность сигнала, которая интересна в процессе МТЕ калибровки, это квадрат длины вектора $\vec{A} + \vec{B}$. Длина вектора $\vec{A} + \vec{B}$ находится из проекций векторов \vec{A} и \vec{B} на оси абсцисс и ординат:

$$\begin{aligned}
0x(\vec{A} + \vec{B})_l &: \sum_i |\dot{A}^i| \cos(\varphi_{0i} + \Delta_d l) + \sum_j |\dot{B}^j| \cos \psi_{0j}, \\
0y(\vec{A} + \vec{B})_l &: \sum_i |\dot{A}^i| \sin(\varphi_{0i} + \Delta_d l) + \sum_j |\dot{B}^j| \sin \psi_{0j}.
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Где

$0x(\vec{A} + \vec{B})_l$ – проекция на ось абсцисс вектора $\vec{A} + \vec{B}$ при l -ом состоянии ФВ канала А;

$|\dot{A}^i|$, $|\dot{B}^j|$ – амплитуды тестируемого i -го и опорного j -го сигналов;

φ_{0i} – начальная фаза i -го канала;

ψ_{0j} – начальная фаза j -го канала.

Длина вектора $\vec{A} + \vec{B}$ будет равна:

$$|\vec{A} + \vec{B}| = \sqrt{\left(\sum_i |\dot{A}^i| \cos(\varphi_{0i} + \Delta_d l) + \sum_j |\dot{B}^j| \cos \psi_{0j} \right)^2 + \left(\sum_i |\dot{A}^i| \sin(\varphi_{0i} + \Delta_d l) + \sum_j |\dot{B}^j| \sin \psi_{0j} \right)^2}. \tag{3.8}$$

Тогда, с учетом (3.6, 3.8), фазу для сшивания можно записать как:

$$a = \arctg \left(\frac{\sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_i |\dot{A}^i| \cos(\varphi_{0i} + \Delta_d l) + \sum_j |\dot{B}^j| \cos \psi_{0j} \right)^2 + \sin(\Delta_d l)}{\sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_i |\dot{A}^i| \sin(\varphi_{0i} + \Delta_d l) + \sum_j |\dot{B}^j| \sin \psi_{0j} \right)^2 + \cos(\Delta_d l)} \right). \tag{3.9}$$

Принимая $|\dot{A}^i| \equiv 1$ и $|\dot{B}^j| \equiv 1$, т.е. амплитуды сигналов i -ых и j -ых каналов равными единице, вычисляем a . Для вычисления амплитуд сшивания каналов, нужно воспользоваться выражением для вычисления начальной амплитуды канала из метода МТЕ, подставив в него вместо P_l квадрат длины вектора $\vec{A} + \vec{B}$.

3.2.2. Сшивание без коммутаций ФВ

Из вышеизложенных соображений можно прийти к другому способу сшивки. Т.к. мы условились, что рассматриваем группы перекрывающихся каналов как двухканальную антенну с суммарными сигналами \vec{A} и \vec{B} , то можно поступить следующим образом:

- 1) вычислить фазу сигнала \vec{A} ;
- 2) вычислить фазу сигнала \vec{B} ;
- 3) вычислить разность фаз между сигналами \vec{A} и \vec{B} ;

Обозначим через \dot{G}_i^{0A} НКП, полученные при калибровке сектора R_{n-1} , а через \dot{G}_i^{0B} - НКП, полученные при калибровке сектора R_n . Для сшивания этих НКП предположим, что каналы, входящие в пересечение Π_{n-1} , освещены разными КА, расположенными в дальней зоне, но так, что амплитуды возбуждения на всех входах одинаковы, т.е. $\dot{E}_{\text{вх}i} \equiv 1$. Все управляемые коэффициенты передачи каналов приведем в начальное состояние, т.е. $\dot{G}_i \equiv 1$. Как следует из (2.78), в этом случае сигнал на выходе каждого канала равен его НКП, и, соответственно, сумма сигналов от каналов в Π_{n-1} равна сумме их НКП. Суммарный сигнал на выходе каналов, входящих в Π_{n-1} , рассчитанный по результатам калибровки сектора R_{n-1} составляет:

$$\dot{A}_{n-1} = \sum_i \dot{G}_i^{0A}. \quad (3.10)$$

А суммарный сигнал на выходе этих же каналов, рассчитанный на основе калибровки каналов сектора R_n , составляет:

$$\dot{B}_n = \sum_j \dot{G}_j^{0B}, \quad (3.11)$$

где

i, j - номера каналов, входящих в Π_{n-1} .

Сшивание НКП каналов в секторах R_{n-1} и R_n выполним из условия равенства векторов \dot{A}_{n-1} и \dot{B}_n в области пересечения Π_{n-1} (Рисунок 3.2).

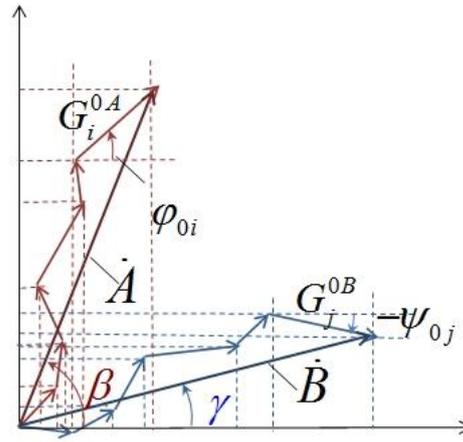


Рисунок 3.2 – Калибровка ФАР по секторам: векторная диаграмма начальных коэффициентов передачи каналов, расположенных на пересечении двух соседних секторов

Для этого НКП \dot{G}_j^{0B} каналов n -го сектора, полученные на первом этапе калибровки, умножим на комплексное число $\dot{C}_n = C_n \cdot e^{i\alpha}$, определяемое соотношением:

$$\dot{C}_n = \frac{\dot{A}_{n-1}}{\dot{B}_n}. \quad (3.12)$$

Если в каналах ФАР предусмотрено только управление фазами, то $|\dot{C}_n| = 1$, и с помощью (3.12) «сшиваются» только массивы фаз. Записывая формально:

$$\beta = \arctg \frac{\sum_i |\dot{G}_i^{0A}| \sin \varphi_{0i}}{\sum_i |\dot{G}_i^{0A}| \cos \varphi_{0i}}, \quad \gamma = \arctg \frac{\sum_j |\dot{G}_j^{0B}| \sin \psi_{0j}}{\sum_j |\dot{G}_j^{0B}| \cos \psi_{0j}},$$

$$a = \beta - \gamma, \quad (3.13)$$

$$|\dot{C}_n| = \frac{\left| \sum_i \dot{G}_i^{0A} \right|}{\left| \sum_j \dot{G}_j^{0B} \right|}.$$

Таким образом, имеем два способа сшивки:

- Сшивка виртуальным методом МТЕ;
- Сшивка без коммутаций ФВ.

На Рисунке 3.3 представлены эквивалентные схемы построения ФАР, к которым можно применять процедуры сшивки (3.9), (3.13). Опорным сигналом \vec{B} выступает суммарный сигнал нечетных каналов, тестируемым сигналом \vec{A} – суммарный сигнал четных каналов. Слева сверху представлена ФАР с возможностью управления фазой во всех каналах, сигнал с которых идет на сумматор. Справа сверху – ФАР с возможностью управления фазой только в четных каналах, с суммированием сигнала со всех каналов. Слева внизу – ФАР с отдельными сумматорами для управляемых и неуправляемых каналов. Справа внизу – ФАР с возможностью управления фазой суммарного сигнала только четных каналов.

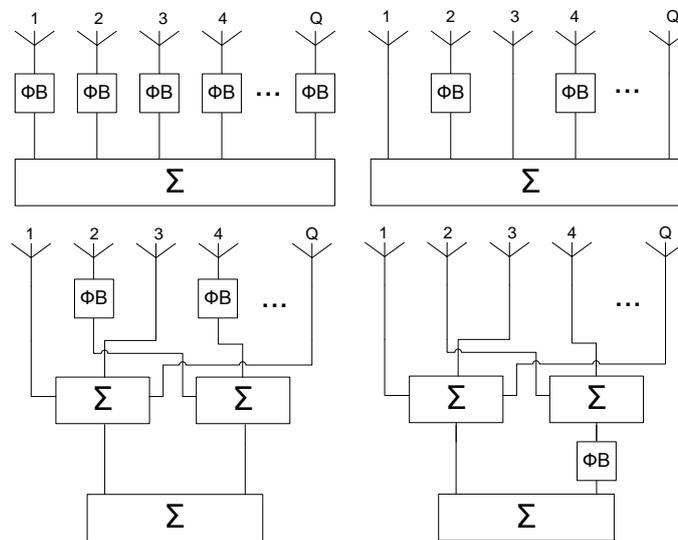


Рисунок 3.3 – Эквивалентные схемы построения ФАР, для которых можно реализовать процедуры сшивки

И тот и другой методы сшивки дают одинаковые результаты. Однако, сшивка без коммутаций ФВ вычислительно проще, и оценить фазовую погрешность после такой сшивки легче. Рассчитаем фазовую погрешность сшивки, а также зависимость погрешности сшивки от количества элементов в секторе и числа сшивок.

3.3. Оценки фазовой погрешности сшивки

Примем, что в (3.13) $|\dot{G}_i^{0A}| \equiv 1$ и $|\dot{G}_j^{0B}| \equiv 1$. После этого, обозначим за В:

$\sum_i \sin \varphi_{0i}$, а за С: $\sum_i \cos \varphi_{0i}$. По известным формулам (п. 2.3.3) для оценки погрешностей, имеем:

$$\Delta_\beta = \sqrt{\left(\left| \frac{C}{C^2 + B^2} \Delta B \right| \right)^2 + \left(\left| -\frac{B}{C^2 + B^2} \Delta C \right| \right)^2}. \quad (3.14)$$

$$\Delta B = \sqrt{\sum_i \cos^2 \varphi_{0i} \times \Delta^2}; \quad \Delta C = \sqrt{\sum_i \sin^2 \varphi_{0i} \times \Delta^2}, \quad (3.15)$$

где

Δ – абсолютная погрешность определения начальной фазы i -го канала.

При моделировании задачи сшивания, Δ определяем как среднеквадратическую ошибку для 1000 генераций одного и того же значения начальной фазы i -го канала. При применении алгоритма сшивки к реальному изделию, Δ рассчитывается в соответствии с п. 2.3. Тогда, подставляя (3.15) в (3.14), погрешность определения фазы сшивания будет:

$$\Delta_\beta = \Delta \sqrt{\frac{(\sum_{i=1}^k \cos \varphi_0^i)^2 \times \sum_{i=1}^k \cos^2 \varphi_0^i + (\sum_{i=1}^k \sin \varphi_0^i)^2 \times \sum_{i=1}^k \sin^2 \varphi_0^i}{(\sum_{i=1}^k \cos \varphi_0^i)^2 + (\sum_{i=1}^k \sin \varphi_0^i)^2}}, \quad (3.16)$$

где

Δ_β – погрешность определения фазы суммарного сигнала \vec{A} .

Погрешность определения фазы суммарного сигнала \vec{B} находится аналогично:

$$\Delta_\gamma = \Delta \sqrt{\frac{(\sum_{i=k+1}^Q \cos \psi_0^j)^2 \times \sum_{i=k+1}^Q \cos^2 \psi_0^j + (\sum_{i=k+1}^Q \sin \psi_0^j)^2 \times \sum_{i=k+1}^Q \sin^2 \psi_0^j}{(\sum_{i=k+1}^Q \cos \psi_0^j)^2 + (\sum_{i=k+1}^Q \sin \psi_0^j)^2}}. \quad (3.17)$$

Общая погрешность сшивания будет:

$$\Delta_a = \sqrt{\Delta_\beta^2 + \Delta_\gamma^2}. \quad (3.18)$$

Отметим, что выражение (3.13) для фазы сшивания и оценка погрешности сшивания по (3.18) дают неточные результаты. Неточность вычисления (3.13) связана с уровнем сигналов \dot{A} и \dot{B} , чем меньше по амплитуде эти сигналы, тем больше погрешность определения фазы сшивания. Причиной неточности оценки погрешности сшивания (3.18) является как малый уровень сигналов \dot{A} и \dot{B} , так и смещение из-за ошибок в одном направлении фаз сигналов \dot{A} и \dot{B} . В последнем случае может возникнуть ситуация, когда разница по фазе по (3.13) между сигналами будет той, что нужно, а оценка (3.18) даст нам агрегацию фазовых ошибок сигналов секторов \dot{A} и \dot{B} , т.е. будет иметь значение, соразмерное с уходом по фазе сигналов секторов \dot{A} и \dot{B} по отдельности (Рисунок 3.4). В частности, для случая на Рисунке 3.4, реальная ошибка определения фазы сшивки составила всего 0.5° , в то время как оценка дала $\approx 16^\circ$. Т.е. выражение (3.18) дает максимально возможную ошибку сшивания. На самом деле ошибка сшивания может быть и меньше, поскольку погрешность определения фаз сигналов может оказаться однонаправленной, и после вычитания будет получено значение, более близкое к точному, чем тогда, когда погрешность разнонаправлена. Т.е. (3.18) может использоваться как верхняя граница погрешности. Таким образом, нужно максимизировать виртуальные сигналы секторов \dot{A} и \dot{B} для того, что бы минимизировать влияние погрешностей начальных фаз на фазы сигналов секторов. Максимизацию предлагается проводить следующим образом. Нужно переориентировать составляющие сигналов \dot{A} и \dot{B} . Для этого, менять значения начальных фаз для каждой пары, составляющей сигнал, чтобы разница фаз между i -ми сигналами в паре оставалась постоянной.

Практический интерес представляет нахождение зависимости погрешности сшивания от количества перекрывающихся элементов. Т.е. нужно понять, как Δ_a зависит от N . Рассмотрим, как преобразуется формула (3.13) при этих условиях. Будем считать, что переходов фазы через 360° между парными φ_0^i и ψ_0^j не происходит. Произведем нормировку секторов, один из них нормируем до 0° , а другой сдвигаем по фазе соответственно.

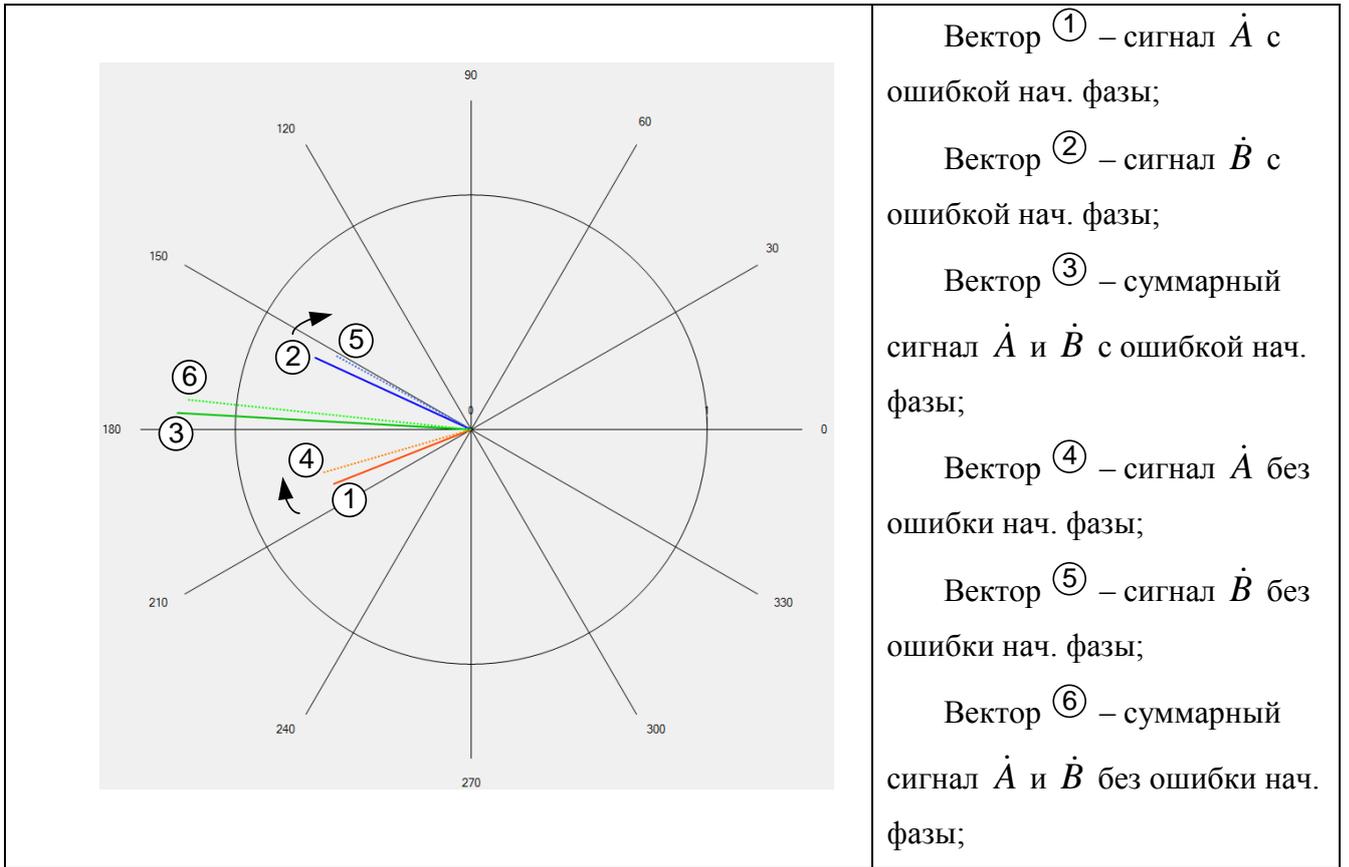


Рисунок 3.4 – Разница фаз между сигналами верна, но оценка погрешности много больше истинного значения из-за смещения сигналов \dot{A} и \dot{B} в одном направлении

Тогда можно сказать, что значения φ_0^i и ψ_0^j одинаковы для каждого сектора в отдельности. Тогда в (3.13) вместо φ_0^i и ψ_0^j подставим 0 и ψ соответственно. Получим:

$$\Delta_\beta = \Delta \frac{\sqrt{Q^2 \cos^2 0 \times Q \cos^2 0 + Q^2 \sin^2 0 \times Q \sin^2 0}}{Q^2 \cos^2 0 + Q^2 \sin^2 0} = \Delta \sqrt{\frac{1}{Q}}. \quad (3.19)$$

$$\Delta_\gamma = \Delta \frac{\sqrt{Q^2 \cos^2 \psi \times Q \cos^2 \psi + Q^2 \sin^2 \psi \times Q \sin^2 \psi}}{Q^2 \cos^2 \psi + Q^2 \sin^2 \psi} = \Delta \sqrt{\frac{1}{Q} (\cos^4 \psi + \sin^4 \psi)}. \quad (3.20)$$

Подставляя (3.19) и (3.20) в (3.18), получим:

$$\Delta_a^Q = \Delta \sqrt{\frac{1}{Q} (1 + \cos^4 \psi + \sin^4 \psi)}. \quad (3.21)$$

Значение погрешности сшивания Δ_a^Q будет максимальным, когда

$(1 + \cos^4 \psi + \sin^4 \psi)$ из (3.21) будет принимать максимальное значение. На интер-

вале $[-\pi; \pi]$ эта сумма будет максимальной при $\psi = \pm \frac{\pi}{2}, \pm \pi$. Тогда (3.21) переписывается:

$$\Delta_a^Q = \Delta \sqrt{\frac{2}{Q}}. \quad (3.22)$$

Если сшивания секторов от одного конца апертуры до другого было произведено M , то погрешность в последнем секторе будет:

$$\Delta_a^M = \sqrt{\sum_{i=1}^M \frac{2\Delta^2}{Q}} = \Delta \sqrt{\frac{2M}{Q}}. \quad (3.23)$$

Из формулы (3.23) можно сделать вывод о том, что, для того что бы погрешность сшивания в последнем сшиваемом секторе ФАР не превышала погрешности калибровки, нужно задаваться числом каналов в области пересечения засветок в два раза большим чем предполагаемое число процедур сшивания секторов.

Подводя итог, можно выделить следующий алгоритм процедуры сшивания двух секторов ФАР:

1. Определить погрешность определения начальных фаз после калибровки секторов;
2. Определиться с числом каналов в группах пересекающейся засветки, исходя из формул (3.22, 3.23);
3. Нормировать начальные фазы пар групп к нулевому значению фазы. Это необходимо для максимизации суммарного сигнала виртуальной антенны;
4. Провести расчеты фазы сшивки по формулам (3.13);
5. Рассчитать погрешность определения фазы сшивки по формуле (3.18);
6. Если результат (3.18) неудовлетворительный, вернуться к пункту 2.

3.4. Минимизация суммарного сигнала ФАР перед калибровкой секторов

Для минимизации суммарного сигнала ФАР предлагается использовать два подхода. Первый – отключение тех каналов антенны, которые не входят в калибруемый сектор. Этот подход применим для ФАР, в которых имеется возможность независимого включения или отключения каналов. Второй – одновременная мо-

дуляция нескольких каналов решетки в соответствии с некоторой ортогональной системой модулирующих функций. Например, функций Уолша, Радемахера, Вилленкина-Крестенсона и др. [11]. Для выбора количества каналов в секторах и предварительной оценки погрешности калибровки сектора можно использовать выражение (3.24) [1], которое учитывает размах изменения уровня сигнала и рассчитанного значения погрешности измерения мощности полезного сигнала:

$$10 \lg \left(\frac{K + N}{K - N} \right) \gg \varepsilon, \quad (3.24)$$

где

K – число каналов, принимаемых за опорный сигнал;

N – число каналов, принимаемых за тестируемый сигнал;

ε – абсолютная погрешность измерения мощности суммарного сигнала ФАР.

3.5. Минимизация влияния фазовой погрешности сшивания на форму луча

С влиянием наличия фазовой погрешности сшивания в апертуре на форму луча нужно определиться для того, чтобы понять, какую стратегию сшивания следует выбрать, т.к. каждое сшивание двух секторов между собой вносит фазовую погрешность во все начальные фазы каналов сшиваемого сектора. Наихудшим вариантом для ФАР будет последовательное сшивание секторов от одного края апертуры до другого. При этом, произойдет увеличение фазовой погрешности от одного края апертуры до другого, что может привести к смещению главного луча [56]. Поэтому, сшивание следует проводить таким образом, чтобы фазовая погрешность не накапливалась только с одного края апертуры, а, была равномерно распределена по полотну ФАР.

3.6. Оптимальное разбиение полотна ФАР на сектора для минимизации количества процедур сшивания

Что бы ответить на вопрос о том, как оптимально разбивать полотно ФАР на сектора для минимизации количества процедур сшивания, необходимо ответить на дополнительные вопросы:

1. Какова общая концепция разбивки апертуры на сектора;
2. Что является критерием для включения канала в тот или иной сектор.

Разберем эти пункты подробнее:

1. Желательно иметь как можно меньше секторов для того, чтобы операций сшивания было как можно меньшее число. Количество секторов зависит от возможностей по взаимной ориентации системы ФАР-КА. А размер сектора ограничен сверху расстоянием от КА до апертуры ФАР. Рассмотрим общий случай, когда секторов может быть произвольно много. Предлагается разбивать апертуру ФАР на сектора четырехугольниками, которые образовывали бы сетку. Длины ребер секторов могут выбираться произвольно. В результате, должна получиться карта апертуры ФАР, состоящая из сетки с четырехугольными ячейками. Треугольники не разумно использовать, т.к. четырехугольник это два треугольника, т.е. лишняя операция сшивки. По этой же причине геометрическую фигуру с большим числом ребер использовать не рекомендуется. Также, можно разбивать апертуру на сектора круглой формы, что увеличит число каналов в пересекающихся группах. Однако, такое разбиение может оказаться неудобным из-за строчно-столбцевого характера расположения излучателей по апертуре в большинстве ФАР;
2. Критерием для включения канала в сектор будет являться взаимное расположение излучателя канала ФАР и КА. Если КА не будет находиться в главном луче излучателя канала, то в формируемый сектор его включать нельзя.

Сшивка подразумевает под собой калибровку всех секторов к одному. Т.е. к сектору N пришиваем сектор N+1, затем к сектору N+1 пришиваем сектор N+2 и т.д..

Значит, нужно сшивать апертуру к такому сектору, который обеспечивал бы минимальное количество операций сшивания. На роль такого сектора больше всего подходит тот, который лежит в центре масс апертуры рассматриваемой ФАР (под центром масс понимается количество секторов на единицу площади полотна ФАР). Первый сектор, к которому впоследствии будет производиться сшивание всех остальных, расположенный в центре масс, позволит сместить набегавшую фазовую погрешность на края апертуры(периметр) ФАР. А так же, обеспечит минимальное (и равномерное) количество сшиваний до всех остальных секторов.

Для того, что бы пути от первого сектора до всех остальных были минимальными, предлагается использовать алгоритм Дейкстры [57]. Этот алгоритм находит кратчайшее расстояние от одного из узлов графа до всех остальных. Узлами графа будут являться сектора, а ребрами – четыре боковые стороны и четыре угла секторов-четырёхугольников. Веса всех ребер принимаются за единицу. Вершиной графа и узлом, от которого ищутся кратчайшие пути до всех остальных, будет являться исходный сектор, к которому будут сшиваться остальные сектора. Стороны сектора и углы в качестве ребер направленного графа выбраны не случайно. Если бы имелась возможность сшивания сектора только по сторонам, то для того, чтобы добраться до соседнего сектора, лежащего по диагонали от текущего четырехугольника, требовалось бы 2 операции сшивки по сторонам четырехугольников (Рисунок 3.5 а). При наличии возможности сшивания по углам, требуется только одна операция сшивки (Рисунок 3.5 б).

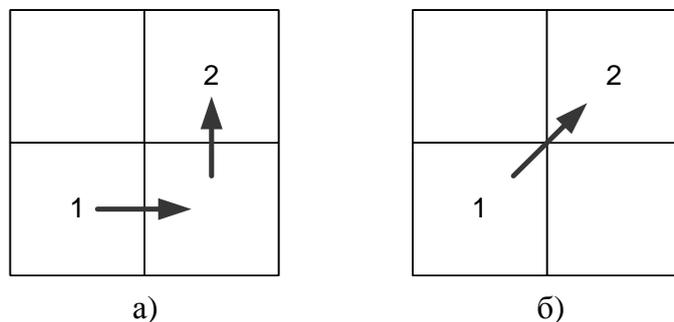


Рисунок 3.5 – Варианты сшивания при разбиении полотна ФАР на сектора четырехугольниками

Отметим, что возможность сшивания по углам приводит к уменьшению площади сектора. А именно: если ограничиться сшиванием только по сторонам секторов, то сектор будет вписанным в область засветки калибровочной антенной, Рисунок 3.5 а. При сшивании по углам, сектор должен находиться на некотором расстоянии от окружности засветки (Рисунок 3.5 б), для того что бы иметь пул общих каналов с другим сектором. На Рисунке 3.6 окружности – зоны засветки, квадраты – сектора. Штриховкой показаны зоны сшивания.

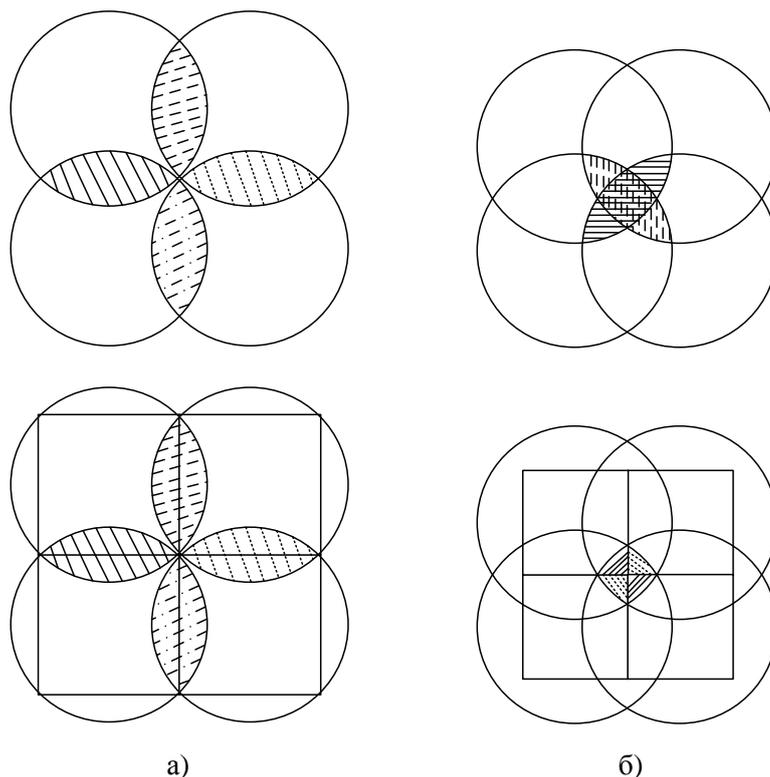


Рисунок 3.6 – Изменение размеров секторов различной геометрической формы при сшивании только по сторонам, а), и с возможностью сшивания по углам, б)

В алгоритм Дейкстры предлагается внести проверку на количество «проходов» до других секторов через текущий сектор (узел). Число таких проходов необходимо минимизировать, что бы погрешность сшивания не накапливалась в одном регионе апертуры ФАР, а менялась от сектора к сектору. Т.е., чтобы каждый кратчайший путь между узлами был как можно более уникальным. Таким образом, на каждом шаге алгоритма необходимо проверять, есть ли еще узел, который не увеличивает общий вес пути и ведет к цели. Альтернативой может быть увеличение

веса ребер узла на единицу каждый раз, когда через него происходит проход до другого.

3.7. Общий алгоритм калибровки с использованием сшивания НКП каналов

В общем случае, для калибровки ФАР с использованием сшивания НКП, необходимо выполнить следующие шаги:

1. Разбить апертуру ФАР на сектора в соответствии с зонами засветки, которые может обеспечить архитектура калибровочного стенда и КА;

2. Определиться с первым сектором для сшивки, к которому будут сшиваться все остальные. Выбрать план сшивания. Если необходимо, применить алгоритм Дейкстры для получения плана сшивания. Оценить возможные погрешности сшивания. Если план сшивания или величина возможных погрешностей не устраивает, перейти к пункту 1;

3. Предпринять меры для выделения сигнала калибруемого сектора;

4. Провести калибровку выбранного сектора. Возможна калибровка по частям;

5. Повторить п. 3,4 для всех секторов ФАР;

6. Провести сшивание НКП в соответствии с планом, полученным в п. 2. Оценить погрешности сшивания. Если величины погрешностей сшивания не устраивают, принять меры по их минимизации, затем, перейти к п. 1.

Блок-схема описанного алгоритма представлена на Рисунке 3.7.



Рисунок 3.7 – Блок-схема калибровки ФАР с последующим сшиванием НКП каналов

3.8. Эксперимент по калибровке ФАР с использованием сшивания НКП каналов

Эксперимент по сшиванию НКП условно разбивался на 3 этапа. На первом этапе производилась калибровка ФАР методом REV по КА. На втором этапе производились калибровки секторов апертуры ФАР, на которые она была поделена предварительно, при различных положениях КА относительно апертуры. Затем выполнялось сшивание. На третьем этапе производились измерения ДН ФАР для каждого из наборов начальных фазовых длин, полученных на этапах 1 и 2. Экспериментальный стенд включал в себя исследуемую ФАР, планарный сканер для восстановления ДН, векторный анализатор, совмещенный с генератором моно-

хроматического сигнала, КА, набор кабелей и тахеометр. Схема соединений на этапах 1 и 2, при работах по КА, показана на Рисунке 2.19. Общий вид экспериментального стенда показан на Рисунке 2.18.

Предварительно, апертура ФАР была поделена на 4 условных сектора. После этого, были выбраны 4 области для сшивания секторов, по 12 каналов в каждой. Условное деление апертуры ФАР на 4 сектора и области сшивания представлены на Рисунке 3.8.

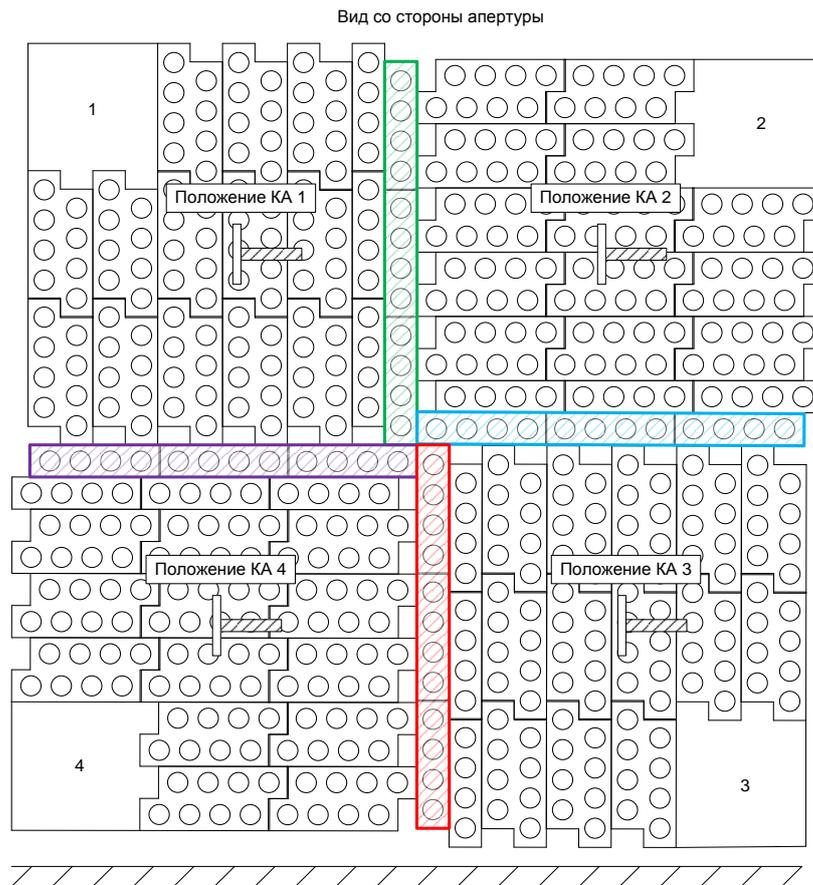


Рисунок 3.8 – Условное деление апертуры ФАР на 4 сектора. Области сшивания выделены цветом

После разбивки на сектора, производилась калибровка. Калибровочная антенна устанавливалась в 4 положения относительно апертуры в зоне Френеля ФАР. В каждом положении калибровался только один сектор плюс группа каналов для сшивания. После калибровки секторов, полученные фазовые состояния приводились к фазовому распределению для дальней зоны, а затем, используя фазы групп каналов для сшивания, вычислялась фазовая поправка сшивания. На Рисунках 3.9

а, б, в, г представлены сравнительные графики начальных фаз групп каналов для сшивания до и после учета фазовой поправки сшивания.

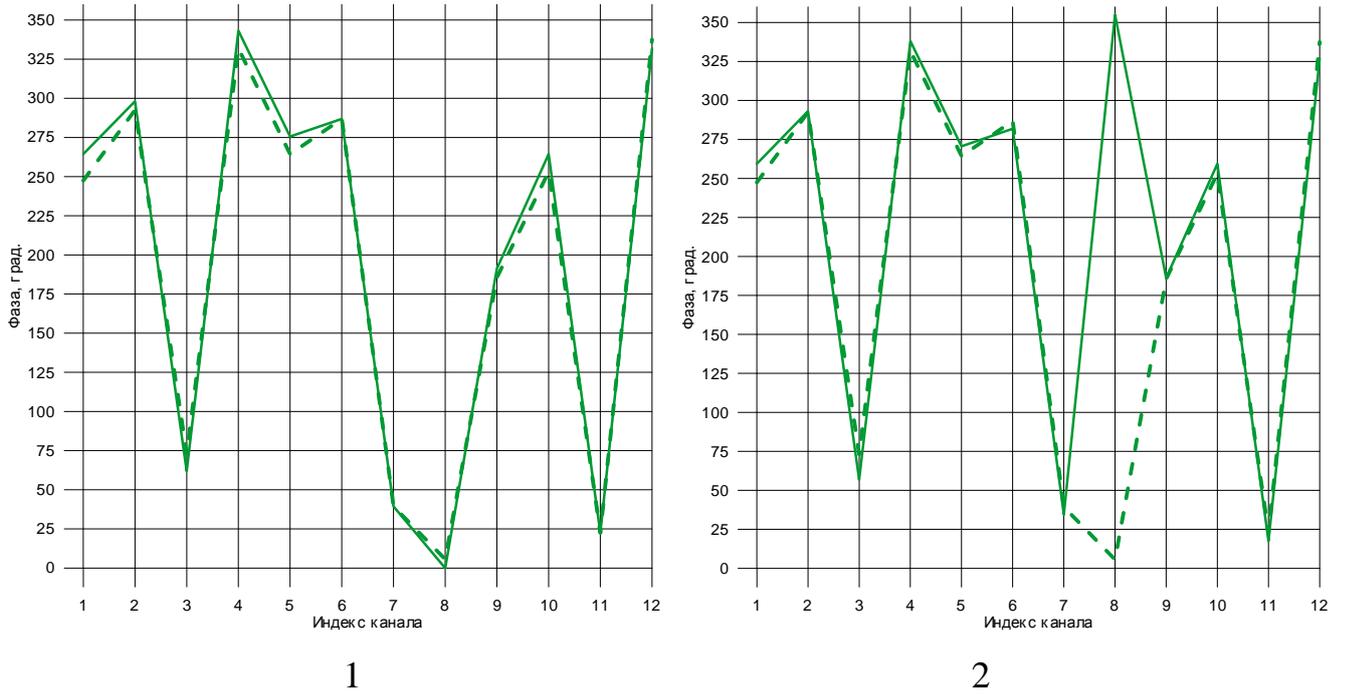


Рисунок 3.9а – Сравнительные графики начальных фаз каналов из области сшивания секторов 1 и 2 без учета (1) и с учетом (2) фазы сшивания

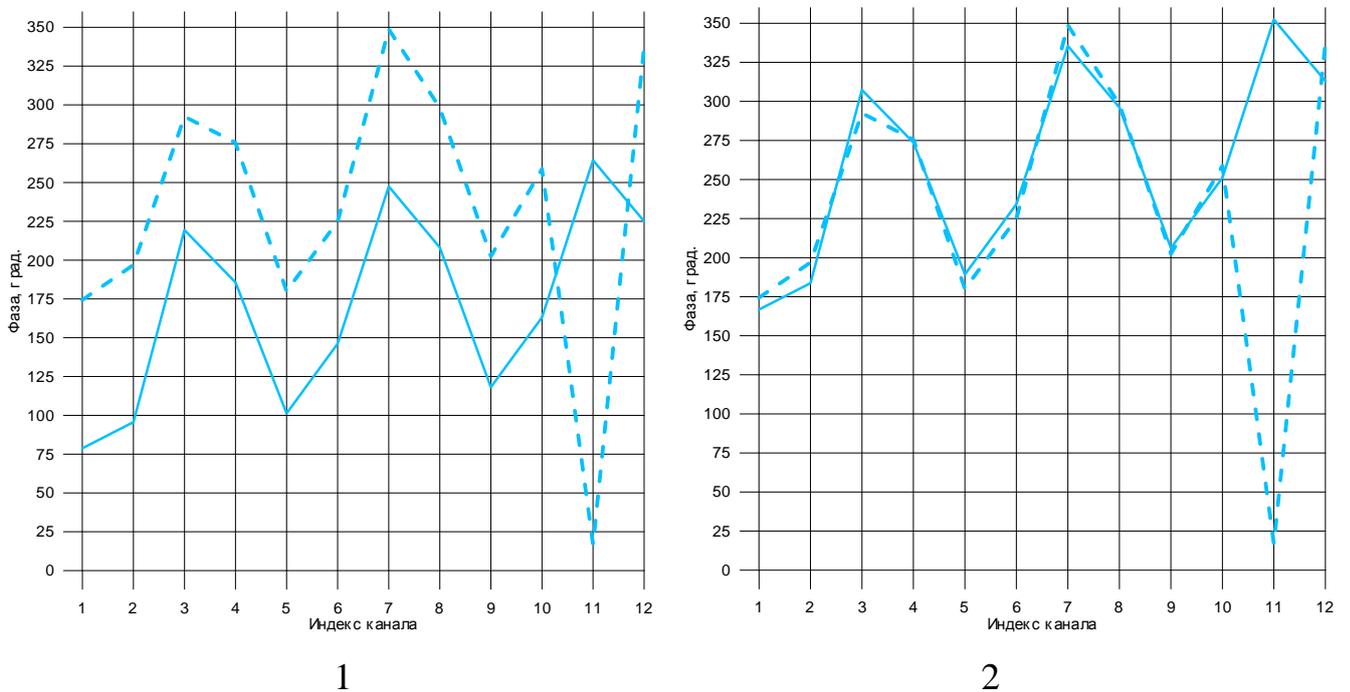
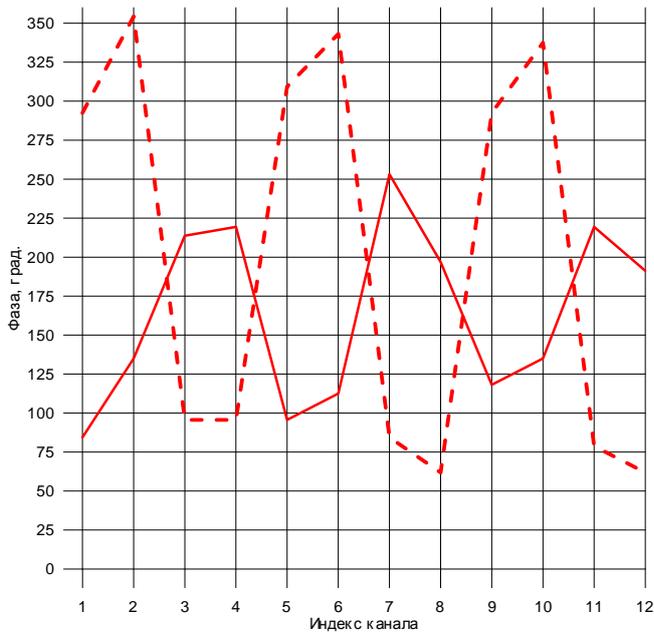
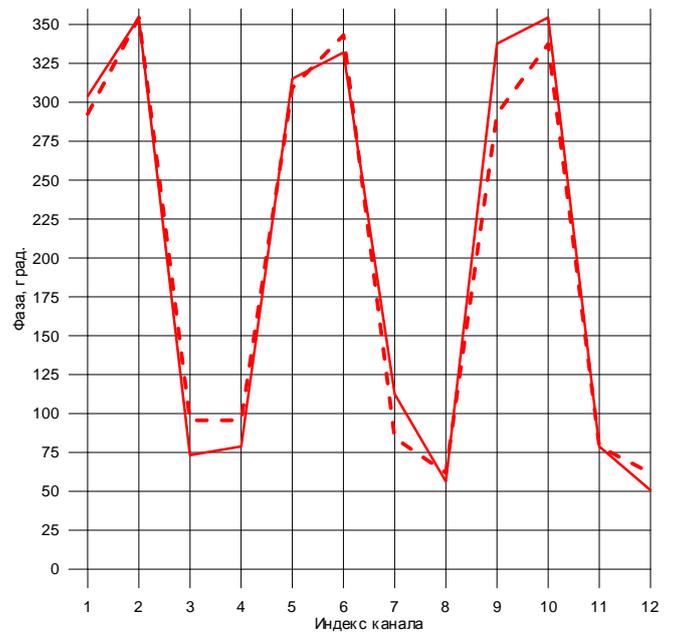


Рисунок 3.9б – Сравнительные графики начальных фаз каналов из области сшивания секторов 2 и 3 без учета (1) и с учетом (2) фазы сшивания

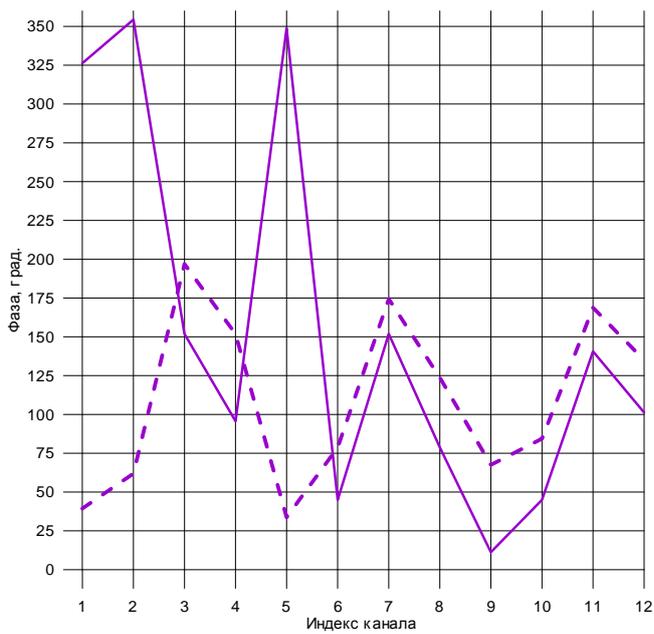


1

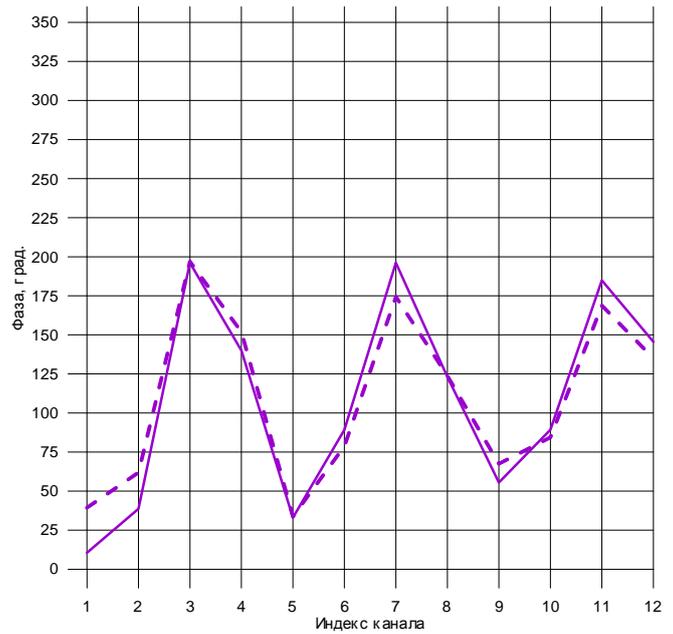


2

Рисунок 3.9в – Сравнительные графики начальных фаз каналов из области сшивания секторов 4 и 3 без учета (1) и с учетом (2) фазы сшивания



1



2

Рисунок 3.9г – Сравнительные графики начальных фаз каналов из области сшивания секторов 4 и 1 без учета (1) и с учетом (2) фазы сшивания

Из Рисунков 3.9 а, б, в, г можно видеть, что после учета фазовой поправки происходит совмещение начальных фаз каналов в областях сшивания. После расчета фазовых поправок для сшивания секторов, сектора 2, 3, 4 последовательно сши-

вались к сектору 1 таким образом, что сшивка сектора 4 происходила по цепочке $4 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$. После проведения эксперимента по калибровке с использованием процедуры сшивания, была проведена калибровка всей ФАР обычным порядком, когда КА находилась только в одном положении в зоне Френеля ФАР.

В среднем по апертуре, разница между фазовыми распределениями после калибровки из одного положения калибровочной антенны и калибровки с сшиванием, составила 21° , при среднеквадратической ошибке 13° . Рассчитаем погрешности сшивания для каждого сектора, используя формулу:

$$\Delta_a^Q = \Delta \sqrt{\frac{2}{Q}}, \quad (3.25)$$

где Δ – погрешность калибровки, Q – количество каналов в области для сшивания секторов. В данном случае $Q=12$. Так как сшивание производилось к первому сектору, то, в идеале, начальные фазы его каналов должны совпасть с начальными фазами после типовой калибровки. Что бы совместить эти фазовые наборы, выполним сшивание между каналами первого сектора и теми же каналами после типовой калибровки. Погрешность калибровки с сшиванием будет равна среднеквадратической ошибке между наборами начальных фаз, найденными после калибровки сектора в отдельности, и типовой калибровки. Можно записать:

$$(\Delta_i^{общ.})^2 = \Delta_i^2 + \Delta_i^2 \frac{1}{6}, \quad (3.26)$$

где $\Delta_i^{общ.}$ – погрешность калибровки с сшиванием i -го сектора, Δ_i – погрешность калибровки i -го сектора, $\Delta_i \sqrt{\frac{1}{6}}$ – погрешность сшивки i -го сектора. Тогда, для первого сектора имеем $\Delta_1^{общ.} = 12^\circ$, $\Delta_1 = 11,3^\circ$, погрешность сшивания $\Delta_a^{12} = 4,6^\circ$. Аналогично рассчитываются погрешность сшивания для оставшихся секторов. $\Delta_2^{общ.} = 22^\circ$, $\Delta_2 = 20,4^\circ$ и погрешность сшивания $\Delta_a^{12} = 8^\circ$ для секторов 1 и 2, $\Delta_3^{общ.} = 28^\circ$, $\Delta_3 = 26^\circ$ и погрешность сшивания $\Delta_a^{12} = 10,6^\circ$ для секторов 1 и 3, $\Delta_4^{общ.} = 18^\circ$, $\Delta_4 = 16,7^\circ$ и погрешность сшивания $\Delta_a^{12} = 6,8^\circ$ для секторов 1 и 4.

Оценка влияния несоответствий между начальными фазами после двух различных калибровок на ДН измеряемой ФАР, производилась путем прямых измерений ДН антенны. Результаты представлены на Рисунке 3.10. На виде (1) показана картограмма ДН ФАР в ЦПЛ в секторе $\pm 5^\circ$ после учета начальных фаз при калибровке из одного положения калибровочной антенны. На виде (2) представлена картограмма ДН ФАР при использовании начальных фаз, полученных после сшивания секторов ФАР. На видах (3), (4) показаны главные сечения по азимуту и углу места после типовой калибровки и калибровки с использованием сшивания, соответственно.

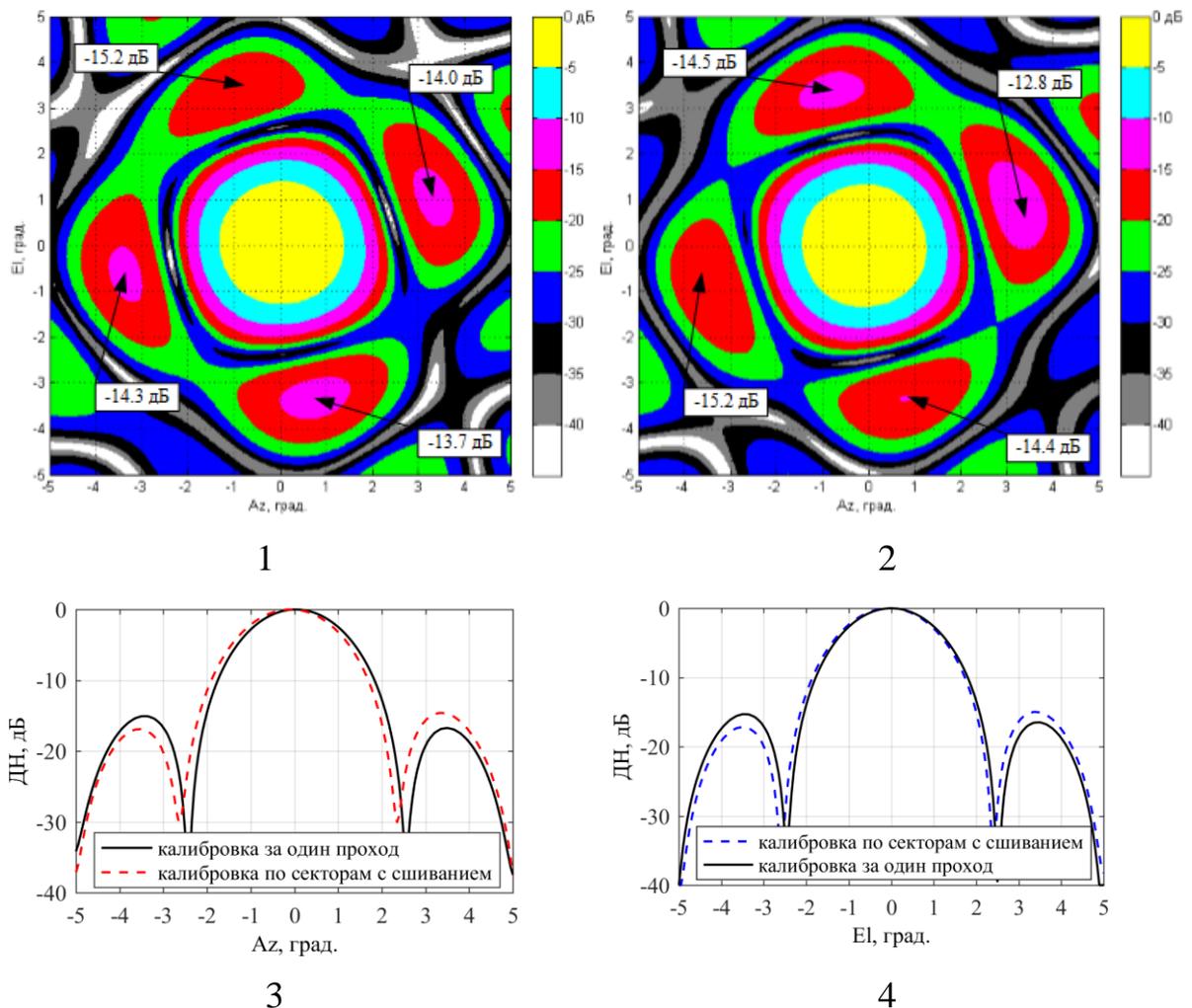


Рисунок 3.10 – Картограммы ДН ФАР в ЦПЛ после типовой калибровки (1) и калибровки с использованием сшивания (2). А также главные азимутально-угломестные сечения ДН (3), (4) после типовой калибровки и калибровки с использованием сшивания

Из Рисунка 3.10 можно видеть, что разница между максимальным и минимальным уровнем первых боковых лепестков ДН ФАР на виде (1) составляет 1.5 дБ, на

виде (2) – 2.4 дБ. Разница между КУ составила 0.07 дБ. Ошибка установки луча на виде (2) по сравнению с (1) составила 3 минуты.

Был представлен эксперимент по калибровке ФАР с использованием процедуры сшивки. Проведено сравнение с результатами после типовой калибровки. Было показано, что процедура сшивки не приводит к неприемлемой деградации ДН ФАР и может использоваться при калибровке.

3.9. Подход для организации и проведения калибровки ФАР на открытых полигонах

Целью диссертационной работы является решение задачи обеспечения калибровки ФАР на открытых полигонах. Рассмотренные в работе вопросы, перечисленные в научной новизне, наряду с уже известными материалами из Главы 1, составляют решение поставленной задачи диссертационного исследования. Таким образом, на основании трех глав работы, можно сформулировать общий подход для организации и проведения процедур калибровки ФАР на открытых полигонах.

1) Исходя из габаритов ФАР и практической целесообразности, определиться с размерами измерительного полигона, а также с его конфигурацией в соответствии с рекомендациями из п.1.4.4. При калибровке крупноапертурных ФАР с расположением КА в зоне Френеля, выгодно располагать КА как можно ближе к апертуре ФАР, т.к. в этом случае возможные искажения ДН ФАР будут находиться на больших значениях углов боковых лепестков ДН по сравнению со случаем расположения КА дальше от апертуры, п. 2.3.5.

2) После выбора конфигурации измерительного полигона, рассчитать ДН ФАР после калибровки с наличием помехового сигнала в апертуре по формулам из диссертационного исследования, п. 2.3. Далее произвести оценку результатов и поменять конфигурацию измерительного полигона в случае необходимости.

3) Если конфигурация измерительного полигона подходит, и калибровку планируется проводить по КА в зоне Френеля ФАР, рассчитать допустимые линейные ошибки определения положения КА относительно апертуры ФАР по форму-

лам из диссертационного исследования, п. 2.2. Задать требования на точность определения положения КА по результатам расчета.

4) На измерительном полигоне непосредственно перед калибровкой рассчитать прогнозные значения ошибок по формулам из диссертационного исследования, п. 2.1. Если значения ошибок получились неприемлемыми, необходимо изменить значение мощности опорного сигнала ФАР, коммутацией фазовых состояний в каналах, которые выбраны за опорные, п. 1.3.4. Или изменить набор каналов, выбранных за опорные. Рассчитать прогнозные значения ошибок калибровки повторно. Если изменение сигнала опорного канала не помогло, нужно подумать над изменением конфигурации измерительного стенда. Например, можно уменьшить расстояние между КА и апертурой ФАР или поменять КА на антенну с большим значением КУ. Если есть возможность, можно отключить часть каналов ФАР и калиброваться по секторам.

5) После оценки ошибок калибровки, провести калибровку REV методом или с использованием сшивки НКП.

3.10. Выводы

В третьей главе был описан метод калибровки ФАР по секторам с использованием одной или нескольких КА. Представлен алгоритм численного совмещения(сшивания) НКП после калибровки секторов ФАР. Даны оценки фазовых погрешностей сшивания НКП в зависимости от числа каналов в перекрывающихся группах и количества процедур сшивания. Получено, что для того, чтобы погрешность сшивания в последнем сшиваемом секторе ФАР не превышала погрешности калибровки, нужно задаваться числом каналов в области пересечения засветок в два раза большим чем предполагаемое число процедур сшивания секторов. Предложен алгоритм разбиения полотна ФАР на сектора для проведения калибровки с последующим сшиванием НКП и минимизацией погрешности сшивания.

Заключение

Основные результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Представлены основные методы калибровки ФАР. Проанализированы функциональные возможности и способы расчета погрешностей приведенных методов. А также подходы к организации калибровки ФАР на открытых полигонах.

2. Определено влияние геометрических погрешностей установки КА на фазовое распределение в апертуре и ДН ФАР после калибровки в зоне Френеля ФАР. Показано, что смещение КА вдоль апертуры приводит к ошибке установки направления луча, формируемого ФАР, на угол, равный отношению погрешности установки к расстоянию между антеннами. Показано, что в этом случае в апертуре возникает кубическое, во втором приближении, искажение фазы. Показано, что при смещении калибровочной антенны в плоскости, перпендикулярной ФАР, в ее апертуре возникает квадратичное, во втором приближении, искажение фазы. В частности, показано, что ошибка установки калибровочной антенны 3λ в продольном или поперечном направлении относительно плоскости апертуры ФАР при расположении калибровочной антенны на расстоянии размера апертуры от апертуры ФАР, приводит к искажению уровня первых боковых лепестков диаграммы направленности ФАР после калибровки на 3 дБ или 7 дБ, соответственно. Даны рекомендации по оптимизации расположения КА относительно апертуры ФАР при калибровке с ошибками определения координат КА.

3. Определено влияние рассеяния контрольного сигнала на результаты калибровки и ДН ФАР при различных положениях калибровочной антенны и источника рассеяния. Показано, что наибольшие искажения присутствуют когда КА и источник рассеяния расположены на одинаковом удалении от калибруемой ФАР. С приближением источника рассеяния к апертуре ФАР уровень искажений ДН уменьшается, однако зона искажений расширяется. С приближением КА уровень искажений растет, зона искажений сужается. Показано, что в случае калибровки только по фазе, амплитуда результирующей систематической погрешности в два раза меньше чем при амплитудно-фазовом управлении.

4. Установлено влияние погрешности измерений мощности контрольного сигнала при калибровке коммутационным методом REV на результаты калибровки. Приведенные в диссертации результаты математического моделирования и эксперимента позволяют заключить, что предложенные соотношения могут быть использованы для прогнозной оценки фазовых и амплитудных погрешностей калибровки ФАР методом REV. В частности, показано, что ошибка определения погрешности калибровки по фазе для двух ФАР, использованных в эксперименте, составила не более 10% при стандартном отклонении мощности измеряемого сигнала 0,05...0,11 дБ.

5. Разработан и обоснован алгоритм совмещения начальных коэффициентов передачи групп каналов между секторами ФАР после калибровки секторов по отдельности. Получены оценки погрешности совмещения НКП в зависимости от числа каналов в перекрывающихся группах и количества процедур сшивки. Показано, что для того, чтобы погрешность совмещения в последнем сшиваемом секторе ФАР не превышала погрешности калибровки, нужно задаваться числом каналов в области пересечения секторов в два раза большим чем предполагаемое число процедур совмещения секторов. Разработанный алгоритм позволил исключить этап калибровки секторов между собой, то есть сократил временные затраты на калибровку.

Таким образом, в диссертации решена актуальная задача обеспечения калибровки ФАР на открытых полигонах за счет разработки алгоритмов прогнозной оценки результатов калибровки и алгоритма калибровки ФАР по секторам.

Предметом дальнейших исследований является рассмотрение вопроса существенной минимизации влияния источников рассеяния контрольного сигнала от элементов окружения ФАР на результаты калибровки, изучение влияния дрейфа КП в процессе калибровки на ее результаты, а также особенности калибровки ЦАР.

Список сокращений и условных обозначений

АФР	амплитудно-фазовое распределение
БЭК	безэховая камера
ДН	диаграмма направленности
КА	калибровочная антенна
КП	коэффициент передачи
КУ	коэффициент усиления
НКП	начальный коэффициент передачи
ОПУ	опорно-поворотное устройство
РТХ	радиотехнические характеристики
СКО	среднеквадратическое отклонение
ФАР	фазированная антенная решетка
ФВ	фазовращатель
ЦАР	цифровая антенная решетка
МТЕ	метод калибровки «measurement of two elements»
REV	метод калибровки «rotation of an electric field vector»

Приложение 1

Псевдокод алгоритма сшивки НКП каналов ФАР после калибровки по секторам

```

1: procedure CalcPhaseStaple;
2: for i = 1 to Количество_состояний_ФВ do
3:   for j = 1 to Количество_каналов_в_перекрывающихся_секторах do
4:     A = A + Cos(Начальная_фаза_j-го_тестируемого_канала · (Pi ÷ 180) +
       + (i · (2 · Pi ÷ Количество_состояний_ФВ)));
5:     C = C + Sin(Начальная_фаза_j-го_тестируемого_канала · (Pi ÷ 180) +
       + (i · (2 · Pi ÷ Количество_состояний_ФВ)));
6:     B = B + Cos(Начальная_фаза_j-го_опорного_канала · (Pi ÷ 180));
7:     D = D + Sin(Начальная_фаза_j-го_опорного_канала · (Pi ÷ 180));
8:   end for;
9:   delimiter = delimiter + Cos(i · (2 · Pi ÷ Количество_состояний_ФВ)) ·
     · (Pow((A + B), 2) + Pow((C + D), 2));
10:  numerator = numerator + Sin(i · (2 · Pi ÷ Количество_состояний_ФВ)) ·
     · (Pow((A + B), 2) + Pow((C + D), 2));
11: end for;
12: PhaseStaple = ArcTan2(numerator, delimiter) · 180 ÷ Pi;
13: end procedure.

```

Расчет ведется в соответствии с ф. (3.9) A, B, C, D в псевдокоде являются вспомогательными переменными. Сначала вычисляются первые коэффициенты дискретного преобразования Фурье, примененного к набору данных с единичными значениями амплитуд и фазами, которые виртуально переключаются во все возможные состояния ФВ. Затем, вычисляется фаза сшивки.

Расшифровка используемых обозначений функций в псевдокоде

Функция **ArcTan2**(X, Y: *double*): *double*;

Функция вычисляет $\arctg(Y/X)$ и возвращает значение угла в радианах с учетом квадранта в диапазоне от $-\pi$ до π .

Функция **Pow**(X, Y: *double*): *double*;

Возвращает указанное число, возведенное в указанную степень.

Функция **Sin**(X: *double*): *double*;

Функция вычисляет синус аргумента X. Значение аргумента указывается в радианах.

Функция **Cos**(X: *double*): *double*;

Функция вычисляет косинус аргумента X. Значение аргумента указывается в радианах.

Функция **Pi**;

Функция возвращает значение числа π .

Список литературы

1. Бондарик А.В., Шитиков А.М., Шубов А.Г. Опыт использования в многоканальных фазированных антенных решетках поэлементных методов калибровки без применения фазометрической аппаратуры // Антенны. 2005. №1(92). С. 15-21.
2. Yonezawa R., Konishi Y., Member S. Beam-Shape Correction in Deployable Phased Arrays // IEEE. 1999. V. 47. № 3. P. 482–486.
3. Россельс Н.А., Шишлов А.В., Шитиков А.М. Активные фазированные антенные решетки – некоторые вопросы настройки и обслуживания // Радиотехника. 2009. №4. С. 64-70.
4. Shitikov A.M., Bondarik.A.V. Multi-element PAA calibration with REV method // International Conference on Antenna Theory and Techniques. Sevastopol. 2003. P. 761–764.
5. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терёшин О.Н. Антенны УКВ. М.: Связь. 1977. С. 147-155.
6. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. М.: АСТ. 2006. С. 991.
7. Mano S. K.T. A Method for Measuring Amplitude and Phase of Each Radiation Element of a Phased Array Antenna // Trans. IEESE. 1982. V. J65-B. P. 555–560.
8. Dandekar K.R. Smart antenna array calibration procedure including amplitude and phase mismatch and mutual coupling effects // IEEE International Conference on Personal Wireless Communications. Conference Proceedings (Cat. No.00TH8488). 2000. P. 293–297.
9. Iii J.T.L., Reinhard D.S., Hauck K.E. Phased Array Calibration and Diagnostics Utilizing a Student-Built Planar Near-Field System // Applied Radar Inc. 2010. V. 2. P. 279–286.
10. Толкачев А.А., Макота В.А., Николаев А.М. Большая радиолокационная ФАР миллиметрового диапазона волн // Антенны. 1999. № 1(42). С. 4-11.
11. Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. М.: Радио и Связь. 1988.

12. Lee K., Chu R. A Built-In Performance-Monitoring / Fault // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1993. V. 41. № 11. P. 1530–1540.
13. Fakharzadeh M. et al. A Fast Calibration Algorithm for Phased Array Antennas Based on a Modified Perturbation Method // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2006. № 1. P. 3343–3346.
14. Chiba I. et al. Phased array antenna calibration method in operating condition REV method // Mitsubishi Electric Corporation. 1999. № 1. P. 3–4.
15. Takahashi T. et al. A simple on-board calibration method and its accuracy for mechanical distortions of satellite phased array antennas // Mitsubishi Electric Corporation. 2009. № 2. P. 1573–1577.
16. Takahashi T. et al. Fast Measurement Technique for Phased Array Calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. V. 56. № 7. P. 1888–1899.
17. Tao Xie, Jiang Zhu, Jinjun Luo The Simplified REV Method Combined with Hadamard Group Division for Phased Array Calibration // IEICE Transactions on Communications. E101.B(3).
18. Nakamoto N. et al. Calibration Procedure and Calibration Accuracy // IEEE. 2009. № 2. P. 2–5.
19. Takahashi T. et al. Theoretical study on measurement accuracy of rotating element electric field vector (REV) method // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). 2006. V. 89. № 1. P. 22–33.
20. Shubov A.G. Shishlov A.V. Analysis of methods for phased array antenna phasing based on amplitude measurements only // Proceedings of the Millennium conference on Antennas and Propagation. 2000.
21. Shishlov A.V., Ganin S.A., Shubov A.G. Limit of accessible antenna array efficiency under their calibration by means of switching method // Proceedings of Nordic Antenna Symposium. 2000.
22. Sorace R. Phased array calibration // IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology. 2000.

23. Lier E. et al. Phased Array Calibration and Characterization Based on Orthogonal Coding : Theory and Experimental Validation // IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology. 2010. P. 271–278.
24. G.A. Hampson A fast and accurate scheme for calibration of active phased-array antennas // IEEE Antennas and propagation society International symposium. 1999.
25. Son S.H., Eom S.Y., Jeon S.I. Automatic phase correction of phased array antennas by a genetic algorithm // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. V. 56. № 8. P. 2751–2754.
26. Mitra et al. Design of Multibeam Dielectric Lens Antennas by Multiobjective Optimization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. V. 57. № 1. P. 57–63.
27. Добычина Е.М., Кольцов Ю.В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: МАИ. 2013. С. 64-71.
28. Добычина Е.М. Калибровка цифровых антенных решеток // Антенны, № 9 (196). 2013. С. 46-55.
29. Shi C., Lu Z. A Transmission Double-Line for the Calibration System of X-Band Active Phased-Array Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. V. 56. № 12. P. 3876–3878.
30. Rotman R. et al. Calibration of Pulsed Phased Arrays with Wide Instantaneous Bandwidths // Tel-Aviv university. 2007. P. 121–124.
31. Mengot A.M., Manikas A. Global calibration of CDMA-based arrays // Imperial college London. 2004.
32. Liou L.L. et al. Digital wideband phased array calibration and beamforming using time reversal technique // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. 2010. P. 261–266.
33. Lie J.P. A Practical Simple Geometry and Gain/Phase Calibration Technique for Antenna Array Processing // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. V. 57. № 7. P. 1963–1972.

34. Fistas N., Manikas A. A new general global array calibration method // Proceedings of ICASSP '94 // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1994. V. 4. № 1. P. 73–76.
35. Caplan B.L. et al. Assembling , Calibrating and Testing a Phased Array in Two Separate Halves // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. 2010.
36. Zeyang D., Yuming D. Fast Active Calibration for Uniform Linear Array with Amplitude and Phase Errors // Proceedings of the 2009 International Workshop of Information Security and Application. 2009. № 1. P. 349–352.
37. Yao W., Wang Y.E. Beamforming for Phased Arrays on Vibrating Apertures // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. V. 54. № 10. P. 2820–2826.
38. Zeming X., Jingsheng W. The ability of blind calibration for the linear array // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2006. V. 1. № 1. P. 4565–4568.
39. Samminga R.K., Gangwar V.S., Shankar U. Calibration of active array in NTFR // Electronic and radar development Establishment Bangalore. 1998.
40. Cooper T. et al. Toward Scalable, Automated Tower-Top Phased Array Calibration // IEEE 65th Vehicular Technology Conference - VTC2007-Spring. 2007. P. 362–366.
41. Авторское свидетельство СССР №1062864 Устройство взаимного фазирования пространственно разнесенных усилительных каналов / Денисенко В.В., Кияко В.И., Макаров А.В. Опубл. 15.08.1990. Бюл. № 30.
42. Chen W. Array calibration for compensating gain/phase mismatch and mutual coupling effects in Smart Antenna Systems // IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems. 2008. P. 483–487.
43. Alfred Q.M. A novel schematic for calibration of large phased array antenna using programmable tine delay units // Progress in Electromagnetic Research. 2006. P. 81–91.

44. Herbert M. Aumann A.J.F. Phased Array calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 1989. P. 844–850.
45. Shipley C., Woods D. Mutual coupling-based calibration of phased array antennas // *IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*. 2000.
46. Воскресенский Д.И., Канащенков А.И. Активные фазированные антенные решетки. М.: Радиотехника. 2004. С. 404
47. Цейтлин Н.М., Захарьев Л.Н., Леманский А.А. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М.: Радио и Связь. 1985. С. 73.
48. Blake L.V., Long M.W. *Antennas: Fundamentals, design, measurement*. London: SciTech Publishing. 2009. P. 380.
49. Burberry R.A. *VHF and UHF antennas*. London: Peter Peregrinus. 1992. P. 273.
50. Hasset K. *Phased array antenna calibration measurement techniques and methods* // NSI-MI Technologies. 2005.
51. Yonezawa R., Sato S. Measurement error of the rotating element-field vector method due to errors of phase shifters // *ISAP'92*. 1992.
52. Nakamoto N., Takahasi T. Study on calibration accuracy of phased array antenna calibration using the REV method // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2009.
53. Шитиков А.М., Афанасенко Ю.М. Калибровка фазированных антенных решеток в условиях помех // *Радиотехника*. 2010. №4. С. 46-51.
54. Шифрин Я.С. *Вопросы статистической теории антенн*. М.: Советское радио. 1970. С. 18-19.
55. Keysight 2-Port and 4-Port PNA-X Network Analyzer. Data Sheet and Technical Specifications. // Keysight Technologies. 2020. P. 25-27.
56. Mailloux R. J. *Phased array antenna handbook 2ed*. London: Artech house. 2005.
57. Томас Х.К., Чарльз И.Л. *Алгоритмы: построение и анализ* // MIT Press. 2006.