

Акционерное общество
«Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

На правах рукописи



Егоров Алексей Дмитриевич

**ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ
АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЛИНЕЙНОЙ
АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

Специальность 2.2.11 Информационно-измерительные и управляющие
системы

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
Доктор технических наук, профессор
Увайсов Сайгид Увайсович

Москва - 2026 г

Оглавление

Введение.....	5
1 Анализ состояния проблемы контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток и постановка задачи исследования.....	14
1.1 Калибровка и диагностика ФАР.....	14
1.2 Классификация методов калибровки ФАР.....	15
1.3 Технология ДОС	16
1.4 Краткий обзор методов калибровки и диагностики ФАР.....	22
1.5 Особенности методов и средств контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток.....	26
1.6 Пример реализации ИИС с подвижным зондом.....	30
1.7 Постановка задачи.....	32
1.8 Выводы.....	33
2 Разработка информационно-измерительной системы контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток.....	35
2.1 Метод коммутируемого зонда.....	35
2.2 Моделирование информационно-измерительной системы.....	37
2.2.1 АФР ЛАР с синфазной ДОС.....	39
2.2.2 АФР ЛАР с почти синфазной ДОС.....	42
2.2.3 Примеры расчета для некоторых схем построения ДОС.....	43
2.2.4 Действующий коэффициент отражения при возбуждении конечного числа излучателей бесконечной периодической ЛАР.....	46
2.2.5 Моделирование взаимодействия излучателей ДОС и ЗУ.....	48
2.3 Разработка структуры информационно-измерительной системы....	59
2.4 Разработка программно-аппаратного обеспечения информационно-измерительной системы.....	63

2.4.1 Аппаратное обеспечение ИИС.....	63
2.4.2 Программное обеспечение ИИС.....	70
2.5 Выводы.....	79
3 Метрологическое обеспечение информационно-измерительной системы.....	81
3.1 Постановка задачи анализа погрешностей измерения и восстановления АФР ЛАР.....	81
3.2 Оценка погрешности измерения АФР ДОС по откликам коммутируемой системы зондов.....	84
3.2.1 Общие соотношения.....	84
3.2.2 Ошибки хорошо обусловленной матрицы разрешения.....	85
3.2.3 Случайные ошибки матрицы разрешения.....	86
3.3 Оценка составляющих погрешности измерения АФР ЛАР.....	87
3.3.1 Погрешности прямых измерений.....	88
3.3.3 Погрешность матрицы разрешения.....	89
3.3.3 Погрешность, связанная с расположением ЛАР не в составе ФАР, а в измерительной установке.....	91
3.3.4 Суммарная погрешность измерений.....	92
3.4 Погрешности измерений за счет влияния внешнего окружения ДОС.....	93
3.5 Пример численной оценки погрешности измерений.....	95
3.6 Выводы.....	99
4 Реализация информационно-измерительной системы контроля и экспериментальная проверка результатов исследования.....	100
4.1 Конструктивное исполнение информационно-измерительной системы.....	100
4.2 Разработка инженерной методики использования информационно-измерительной системы.....	106

4.3 Результаты экспериментальной проверки информационно-измерительной системы.....	111
4.3.1 Оценка результатов измерения матрицы разрешения.....	111
4.3.2 Оценка результатов измерения партии испытуемых устройств.....	116
4.4 Выводы.....	121
Заключение.....	122
Список сокращений.....	124
Список литературы.....	125
Приложение А. Схема электрическая принципиальная платы управления коммутаторами ИИС.....	134
Приложение Б. Текст программы прошивки микроконтроллера платы управления коммутаторами.....	136
Приложение В. МНК нормировка для сравнения двух комплексных векторов.....	141
Приложение Г. Акты внедрения.....	143

Введение

Актуальность темы диссертации

В последнее время, в современных работах по радиолокации, в связи с появлением гиперзвуковых воздушных объектов, беспилотных летательных аппаратов и развитием средств радиопротиводействия, что в свою очередь сопровождается предъявлением повышенных требований к помехозащищенности радиолокационных систем (РЛС), точности определения координат объектов и темпу обновления информации в круговом азимутальном секторе активно развивается направление перехода к системам с двумерным сканированием.

Двумерное сканирование требует управления фазой в каждом излучателе на прием и передачу, что означает переход к активным фазированным решеткам (ФАР). Переход к РЛС с ФАР с двумерным сканированием приводит к существенному схемотехническому усложнению и повышению объема и стоимости аппаратуры. Именно повышение сложности, а главное стоимости аппаратуры ФАР ограничивают использование систем с двумерным сканированием в мобильных обзорных РЛС – наиболее массовом сегменте современных радиолокационных средств.

В большинстве современных, производимых серийно, мобильных РЛС обзора используются антенны с механическим вращением (гибридные зеркальные антенны, плоские антенные решетки со сканированием в угломестной плоскости), архитектура которых требует формирования фиксированной диаграммы направленности (ДН) в азимутальной плоскости, которая, в свою очередь, может быть сформирована с использованием пассивных систем деления мощности – диаграммообразующих схем (ДОС), представляющих собой линейную антенную решетку (ЛАР). Сканирование в вертикальной плоскости в таких антенных системах осуществляется при помощи изменения линейного наклона фазового распределения между этажами решетки – ДОС строк ФАР.

Большинство современных мобильных РЛС обзора с ФАР используют L и S диапазоны частот, что позволяет достигать компромисса между ограничениями размера раскрыва ФАР и точностью определения угловых координат цели. Другой особенностью применения данных частотных диапазонов является возможность работы в любых погодных условиях для использующих их РЛС.

Наиболее перспективной технологией изготовления ДОС строк ФАР в L и S диапазонов частот является технология большеразмерных печатных схем, позволяющая на единой печатной плате формировать топологию проводников системы деления мощности и излучателей без использования дополнительных соединителей между ними. Погонные диссипативные потери мощности в названных частотных диапазонах относительно невелики, а использование параллельных схем деления мощности позволяет избегать паразитного частотного сканирования максимумом формируемой ДН, характерного для волноводно-щелевых антенн. Применение печатной технологии обеспечивает высокую повторяемость электрических параметров ДОС строк в процессе серийного изготовления.

В процессе разработки ФАР естественным образом возникает задача контроля параметров ее составных частей. Основой контроля ДОС строк ФАР является измерение амплитудно-фазового распределения (АФР) падающих волн в каналах ее излучателей и сравнение его с требуемым АФР. Поскольку система деления мощности ДОС и излучатели соединены неразъемно, то процесс измерений является косвенным и состоит из измерения распределения поля в ближней зоне ДОС с последующим алгоритмическим восстановлением АФР падающих волн в каналах излучателей. Актуальность данной диссертационной работы обусловлена необходимостью создания информационно-измерительной системы (ИИС) контроля АФР ДОС ФАР, предназначенную для использования в процессе серийного производства.

Степень разработанности темы

Вопросы измерения параметров антенн, в том числе в их ближней зоне, в современной отечественной и зарубежной литературе рассмотрены очень широко. Среди наиболее известных отечественных ученых следует отметить Г.Г. Бубнова, Н.М. Цейтлина, Л.Д. Бахраха, А.П. Курочкина и многих других.

Среди иностранных ученых, занимавшихся проблемами измерений параметров антенн в ближней зоне могут быть отмечены A. Yaghjian, A. Newell, R. Mailloux, C. Balanis, J. Hansen и другие.

Большой вклад в создание базы измерительной аппаратуры для ближней зоны – сканеров на плоской, цилиндрической и сферической поверхностях и создания методик их применения внесли сотрудники НПП «ТРИМ Сверхширокополосные измерительные системы» П.И. Миляев, Ю.Н. Калинин и другие.

Среди создателей матричной теории ФАР – основного математического аппарата метрологического анализа погрешностей измерения АФР ДОС, необходимо отметить Д.М. Сазонова, И.В. Гузеева, М.В. Инденбома.

Вопросами создания систем диагностики АФР ДОС занимались, в свое время И.В. Гузеев, М.В. Инденбом, В.В. Демидов и другие.

Рассмотренные в литературных источниках системы диагностики АФР ДОС использовали методы измерения с подвижным зондирующим устройством (ЗУ), перемещаемым механически вдоль испытываемой линейной АР. На практике подобные устройства требуют создания сложных устройств перемещения с использованием шагового или серво приводов. Основания таких устройств перемещения являются достаточно протяженными и должны иметь в процессе измерений близкий к нулю коэффициент линейного расширения для минимизации ошибок измерений. Скорость перемещения зондирующего устройства в таких системах, как правило, не высока.

В процессе серийного производства ДОС выявленные выше особенности порождают ***проблему***, связанную с противоречием между необходимостью 100% контроля АФР, изготавливаемых ДОС и существенными затратами

времени и трудоемкости на проведение измерений с использованием систем с подвижным зондом.

Выдвигаемая научная гипотеза: решением данной проблемы может быть создание измерительной системы с неподвижным ЗУ, представляющим из себя линейную АР, излучатели которой в процессе измерений коммутируются электронным способом.

Объектом исследования является процесс контроля АФР линейной АР при ее серийном производстве.

Предметом исследования являются метод и средства контроля АФР линейной АР.

Целью диссертационной работы является сокращение времени и снижение трудоемкости измерений в процессе серийного производства АФАР на основе решения **научной задачи** по исследованию и разработке ИИС контроля АФР линейной АР. Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решены следующие **частные задачи**:

1. Анализ состояния проблемы измерения АФР линейной АР в ее ближней зоне.
2. Разработка метода измерения АФР линейной АР с использованием неподвижного коммутируемого ЗУ.
3. Разработка методики моделирования взаимодействия излучателей моделируемой линейной АР и ЗУ.
4. Разработка математической модели учета погрешностей измерения и восстановления АФР линейной АР.
5. Создание аппаратно-программного обеспечения ИИС.
6. Разработка инженерной методики измерения АФР линейной АР.
7. Апробация, экспериментальная проверка и внедрение результатов исследования.

Методы исследования

При исследовании использовались вычислительные методы электродинамики, численные методы математического анализа, матричные

методы теории антенн и устройств СВЧ, теория измерений и погрешностей. Экспериментальная часть исследования выполнена с использованием современной базы средств измерения.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Предложен метод измерения АФР линейной АР, отличающийся от известных методов тем, что измерения производятся при помощи неподвижного ЗУ, представляющего собой линейную АР, излучатели которой последовательно подключаются измерительному прибору посредством управляемых коммутаторов.

2. Разработана методика оценки согласования и связи излучателей испытуемой линейной АР и ЗУ при различных их взаимных положениях процессе измерений, которая в отличие от известных методик, основанных на натурных измерениях, использует результаты численного моделирования.

3. Разработана математическая модель, позволяющая производить оценку составляющих погрешности измерения АФР линейной АР, отличающаяся от известных использованием матричной теории ФАР и устройств СВЧ.

4. Создана информационно-измерительная система, отличающаяся от известных составом и структурой.

Теоретическая значимость диссертационного исследования и полученных в нем научных результатов заключается в развитии теории информационно-измерительных и управляющих систем, в частности, методов диагностики ФАР и их метрологического анализа.

Практическая ценность результатов работы состоит в создании стендовой аппаратуры, предназначенной для диагностики составных частей ФАР в процессе их серийного производства.

Реализация и внедрение результатов работы

Основные результаты диссертационной работы использованы и внедрены в производственном процессе АО «ВНИИРТ», а также в учебный процесс РТУ МИРЭА при подготовке бакалавров и магистров по направлению

«Конструирование и технология электронных средств». Акты о внедрении приведены в приложении к диссертации.

Достоверность полученных результатов

Подтверждается результатами измерений выполненных, с использованием стендовой аппаратуры, использующей методы измерений с применением подвижного и коммутируемого зондирующих устройств.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Разработанный метод контроля АФР ДОС с использованием коммутируемого зондирующего устройства, позволяет сократить время проведения измерений в 18 и более раз по сравнению с методом, использующим подвижное ЗУ.

2. Разработанная методика исследования электродинамической модели взаимодействия излучателей испытуемой ДОС и зондирующего устройства, позволяет выбрать взаимное положение излучателей, таким образом, чтобы КСВн излучателя испытуемой ДОС не превышал значение 1,5, а КСВн излучателя ЗУ был меньше 2.

3. Математическая модель информационно-измерительной системы, позволяет производить оценку составляющих погрешности измерения АФР линейной АР. Показано, что для конкретного варианта построения информационно-измерительной системы суммарная погрешность измерения не превышает 5%.

4. Созданные аппаратное и программно-методическое обеспечение ИИС позволяют автоматизировано контролировать АФР линейных АР в процессе серийного производства.

Соответствие паспорту специальности

Указанная область исследования соответствует паспорту специальности 2.2.11. «Информационно-измерительные и управляющие системы», а именно: пункту 1 - «Научное обоснование перспективных информационно-измерительных и управляющих систем, систем их контроля, испытаний и метрологического обеспечения, повышения эффективности существующих

систем», 2 – «Исследование возможностей и путей совершенствования существующих и создания новых элементов структуры и образцов информационно-измерительных и управляющих систем, улучшение их технических, эксплуатационных, экономических и эргономических характеристик, разработка новых принципов построения и технических решений.», 3 – «Математическое, алгоритмическое, информационное, программное и аппаратное обеспечение информационно-измерительных и управляющих систем» и пункту 5 – «Научные исследования по использованию новых физических принципов, обеспечивающих создание перспективных методов и средств, применяемых в информационно-измерительных и управляющих системах».

Апробация результатов работы

Основные положения и результаты, полученные в диссертации, докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях:

- XVII научно-техническая конференция ВНИИРТ. Москва 2006;
- 21 Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение» – DSPA-2019. Москва 2019;
- XXII Международная научно-практическая конференция «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии». Сочи 2025;
- XII Всероссийская научно-техническая конференция «Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и информационных систем в интересах обеспечения Воздушно-космических сил Российской Федерации», Москва, 2025;
- IX Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» («Радиоинфоком-2025»), Москва, 2025.

Публикации

По основным результатам проведенных исследований опубликовано 6 научных статей, в том числе 3 – в журналах, рекомендованных ВАК (К2). Получено 2 патента РФ о регистрации авторских прав.

Личный вклад

Все основные результаты диссертационных исследований, связанные с разработкой и применением метода измерений АФР линейной антенной решетки методом коммутируемого зонда получены автором лично. В ходе работы над диссертацией автором самостоятельно был сформулирован и решен ряд научно-технических задач, возникающих при реализации построения названного метода измерений.

Объем и структура работы

Диссертация имеет объем 145 машинописных страниц, состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Иллюстративный материал состоит из 49 рисунков и 4 таблиц. Список литературы содержит 90 наименований, включая работы автора.

Во введении обоснована актуальность темы диссертации. Сформулирована цель работы и задачи, которые необходимо решить для ее достижения. Представлен перечень основных научных результатов и определено в чем заключается их практическая ценность, а также сформулированы положения, выносимые на защиту.

В главе 1 проведен обзор и анализ отечественных и зарубежных источников, отражающих состояние теории и практики измерений полей линейной АР в ближней зоне восстановления АФР, формируемого ее диаграммообразующей схемой. Поставлена задача исследования.

В главе 2 предложен метод измерения АФР линейной АР с использованием неподвижного коммутируемого многоэлементного ЗУ. Разработана математическая модель ДОС, позволяющая проанализировать ее свойства, существенные для измерений. Разработана методика моделирования взаимодействия излучателей моделируемой линейной АР и ЗУ с использованием САПР электродинамического уровня, при различных взаимных положениях излучателей АР и ЗУ. Разработана структурная схема информационно измерительной системы и определены требования к ее аппаратному и программному обеспечению.

В главе 3 построена математическая модель анализа погрешностей измерений, позволяющая оценить систематические и случайные составляющие погрешностей, возникающие в процессе измерения и восстановления АФР линейной АР методом коммутируемого зонда.

В главе 4 рассмотрены варианты конструктивного построения ИИС при различном взаимном положении излучателей испытуемой ЛАР и ЗУ. Разработана инженерная методика применения ИСС. Приведены результаты измерений.

В заключении сформулированы основные результаты диссертационной работы.

1 Анализ состояния проблемы контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток и постановка задачи исследования

1.1 Калибровка и диагностика ФАР

Одной из важнейших характеристик антенн является ее ДН направленности, однозначно связанная с АФР токов на поверхности проводников антенны. Из общей теории антенн известно, например [1], что для апертурных антенн, т.е. антенн, для которых может быть определена эквивалентная излучающая поверхность, ДН может быть определена как пространственное преобразование Фурье по обобщенным угловым координатам от АФР токов или напряжений по поверхности антенны.

ФАР могут быть отнесены к классу апертурных антенн с дискретным распределением источников токов или напряжений по ее поверхности. Каждый из излучателей ФАР имеет свой канал возбуждения, представляющий собой схему, состоящую из набора пассивных и (или) активных элементов, которые требуют настройки в процессе изготовления ФАР, а также периодическую подстройку в процессе эксплуатации. За этим процессом устойчиво закрепилось название «калибровка ФАР».

В работе [2] дано устоявшееся в литературе, посвященной фазированным решеткам, определение слова «калибровка» как «определение индивидуальных характеристик каналов, используемых в алгоритмах формирования луча». В том же источнике дано традиционное определение термина «диагностика» как «проверка исправности и локализация неисправностей ФАР». В дальнейшем в данной работе термины «калибровка» и «диагностика» будут использоваться в соответствии с данными выше определениями. Термин «контроль АФР» в дальнейшем следует понимать как синоним термина «калибровка».

1.2 Классификация методов калибровки ФАР.

Калибровка ФАР может производиться в режиме работы на прием или передачу, при этом всегда необходим вспомогательный источник передачи/приема измеряемого контрольного сигнала, представляющий собой антенну-зонд.

По *расположению вспомогательного источника* методы измерений могут быть классифицированы следующим образом:

- Метод дальней зоны, при котором вспомогательный источник располагается относительно испытываемой антенны на расстоянии, достаточном для формирования плоской волны. Такой метод обычно применяется при измерениях на открытом полигоне или в большой безэховой камере.

- Метод квазидальней зоны. Вспомогательный источник располагается на ограниченном расстоянии от испытываемой антенны, а волной фронт плоской волны формируется специальными приспособлениями. К таким методам относятся коллиматорный метод и метод перефокусировки.

- Метод зоны Френеля. Вспомогательный источник располагается на ограниченном расстоянии от испытываемой антенны, ДН которой еще не сформировалась в области боковых лепестков, но напряженность поля уже убывает обратно пропорционально расстоянию между антеннами. Такие методы требуют специальной алгоритмической обработки для восстановления характеристик антенны в дальней зоне.

- Метод ближней зоны, при котором вспомогательная антенна-зонд перемещается в непосредственной близости от испытываемой антенны по заданной траектории. При этом, как правило, различают методы сканирования на плоскости, на цилиндре и на сфере. Восстановление характеристик антенны в дальней зоне осуществляется по результатам измерения АФР поля вблизи поверхности антенны.

По *методам обработки измерений сигнала* различают измерения во временной и частотной областях.

1.3 Технология ДОС

Печатные антенные решетки находят широкое применение в радиолокации, преимущественно в антенных системах с одномерным сканированием или не сканирующих, поскольку в этом случае за счет высокой степени интеграции устройств антенной решетки в наибольшей степени проявляются преимущества печатной технологии.

В процессе разработки печатных антенных решеток L- и S-диапазонов в АО «ВНИИРТ» была создана технология производства большеразмерных печатных плат на гибких фольгированных диэлектриках [3,4,8]. Габариты печатных плат могут достигать $L \times H = 4 \times 0,5$ м. В качестве основных материалов для печатных плат обычно используются фольгированные стеклотекстолит или лавсан толщиной $t = 0,12$ мм.

Типовая конструкция полосковой линии с использованием таких печатных плат представлена на рисунке 1.1, где 1 - печатно-полосковая плата (W - ширина полоскового проводника); 2 - крышки-экраны полосковой линии, которые, в свою очередь, могут быть печатными платами; 3 - диэлектрические слои заполнителя, поддерживающие печатно-полосковую плату. Материал заполнителя для снижения потерь и уменьшения влияния неоднородности диэлектрика на электрическую длину полосковой линии имеет низкое значение диэлектрической проницаемости $\epsilon = 1,04 \dots 1,08$. Слои полосковой структуры соединяются между собой как с помощью клеевой, так и бесклеевой технологии.

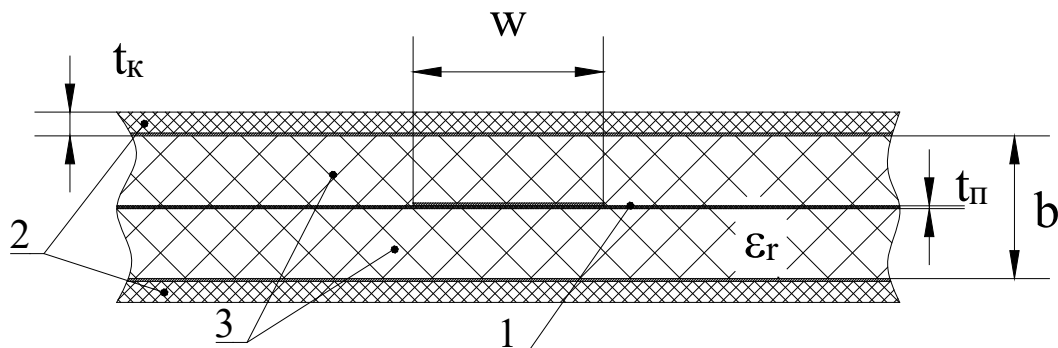


Рисунок 1.1 - Конструкция полосковой линии

Погонные потери в 50-омной полосковой линии при типовой базе $b = 10$ мм и различных материалах, и технологии сборки приведены в таблице 1.1. Наименьшие значения потерь выделены серым фоном. Они составляют около 0,2 дБ/м на частоте 1,3 ГГц и 0,4 дБ/м на частоте 3 ГГц.

Таблица 1.1

Заполнитель	1,3 ГГц		3 ГГц	
	Тип технологии			
	Клеевая	Бесклеевая	Клеевая	Бесклеевая
Сотопласт из фенилоновой бумаги	0,33-0,37	-	0,7-0,8	-
Ячеистый лист из стеклоткани	0,3-0,36	0,23-0,26	0,6-0,7	0,5-0,6
Пенополиэтилен	0,23-0,27	0,18-0,22	0,48-0,55	0,35-0,41

Для дальнейшего рассмотрения в качестве иллюстративного материала рассмотрим две ДОС S-диапазона частот, с одинаковым шагом излучателей 85 мм, изготовленные по технологии большеразмерных печатных схем.

На рисунке 1.2 приведена топология полосковых проводников линейной антенной решетки рассматриваемого типа – строки полуактивной цифровой ФАР S-диапазона волн с одномерным сканированием. Для обеспечения равенства длин линий передачи по рабочим и контрольным цепям, в этой АР включение направленного ответвителя пилот-сигнала, было выполнено не на входе устройства, а максимально близко к излучателям. Один двухсторонний направленный ответвитель ввода пилот-сигнала заменил собой два НО. В силу габаритных ограничений длины линий передачи по рабочим цепям и цепям пилот-сигнала имеют не равную длину.

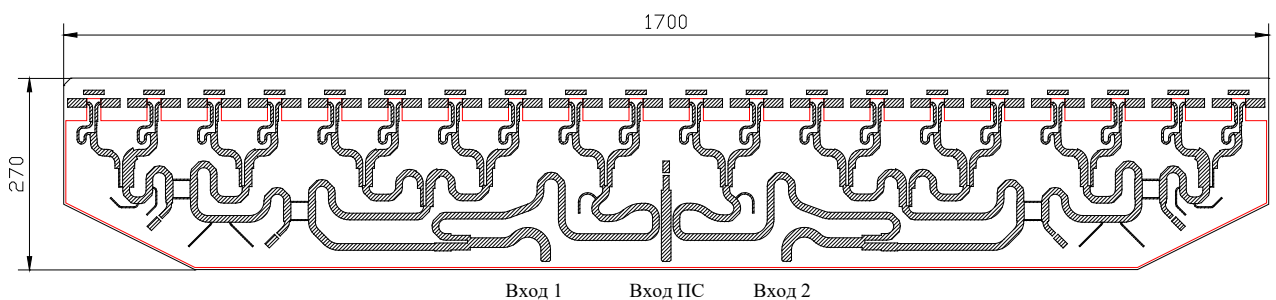


Рисунок 1.2 - Топология проводников ДОС ФАР S – диапазона

Длина АР составляла 1,7 м. Для более компактного расположения полосковых проводников делитель выполнен на полосковой линии с волновым сопротивлением 65 Ом, вместо обычных 50. Дальнейшее увеличение волнового сопротивления недопустимо из-за увеличения потерь и уменьшения пропускаемой мощности.

Линейная АР реализована на подвешенной полосковой линии с базой 10 мм. Толщина подложки печатной платы 0,125 мм. Печатная плата удерживается в симметричном положении относительно экранов с помощью листов заполнителя из пенополиэтилена с очень низким значением диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь. Погонные потери в полосковой линии составляют около 0,4 дБ/м в рассматриваемом диапазоне частот. Экраны полосковой линии образованы фольгированным слоем крышек линейной АР, которые также представляют собой печатные платы. В области излучателей фольга на крышках определенным образом вытравлена для образования излучателей АР. Схема деления мощности АР разделена на две подрешетки, в каждой из которых используется свой приемо-передающий модуль. Использование двух приемо-передающих модулей в каждой строке этой ФАР обеспечивает требуемый уровень мощности на передачу, а также формирование суммарно-разностных и вспомогательной ДН на прием в цифровом виде. В состав ФАР входит 20 таких АР. Управление положением луча на передачу и фазировка ФАР осуществляется посредством 5-разрядных фазовращателей. Полоса рабочих частот ФАР составляет около 7%.

Относительная ОМНК отклонения комплексного АФР ближнего поля АР от среднего АФР (по партии устройств) составила в среднем 0,03-0,04 в полосе частот. Это соответствует эквивалентной фазовой ошибке около 2°. СКО среднего комплексного коэффициента передачи строки (как целого) в партии устройств составило 0,4 дБ по амплитуде и 5° по фазе. Разброс коэффициентов передачи между рабочими входами и входом пилот-сигнала составил по СКО в среднем 0,37 дБ по амплитуде и 3,4° по фазе.

СКО разности коэффициентов передачи между входом пилот-сигнала и левым и правым входами устройства (не симметрия) составляет 0,1 дБ по амплитуде и $0,8^\circ$ по фазе. Столь высокая симметрия и повторяемость АФР строк в совокупности с реализованным амплитудным распределением Тейлора позволяет обеспечить максимальный уровень боковых лепестков ФАР в горизонтальной плоскости около -30 дБ.

На рисунке 1.3 приведена топология проводников печатной платы другой ДОС S-диапазона. Апертура ФАР РЛС, использующая данную ДОС функционально разделена на две части – передающую и приемную. 16 нижних строк ФАР предназначены для работы только на передачу, 48 верхних – только на прием. Приведенная на рисунке топология проводников принадлежит приемной ДОС, состоит из 46 вибраторных излучателей, 44 из которых предназначены для формирования ДН на прием, а два крайних излучателя являются пассивными, предназначены для уменьшения влияния краевого эффекта и нагружены на согласованную нагрузку.

База полосковой линии, рассматриваемой ДОС также составляет 10 мм, волновое сопротивление регулярных частей линий составляет 50 Ом.

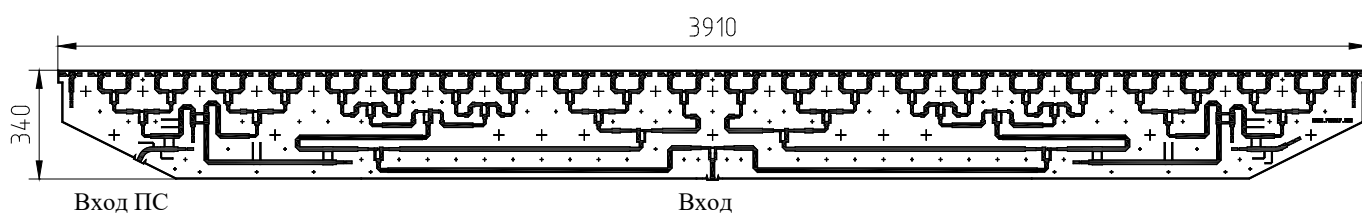


Рисунок 1.3 - Топология проводников центральной платы ДОС ФАР S – диапазона

Схема деления ДОС формирует амплитудное распределение Тейлора с уровнем боковых лепестков минус 38 дБ. Фазовое распределение – синфазное. Выбранное АФР при наличии случайных ошибок фазового распределения с СКО 5° обеспечивает уровень боковых лепестков ДН, формируемой ДОС, не превышающий минус 30 дБ.

По результатам измерений максимальный разброс ОМНК отклонения комплексного АФР от заданного по партии устройств в диапазоне частот составил от 0,04 до 0,09.

Топология проводников излучателей, описанных выше ДОС, приведена на рисунке 1.4.

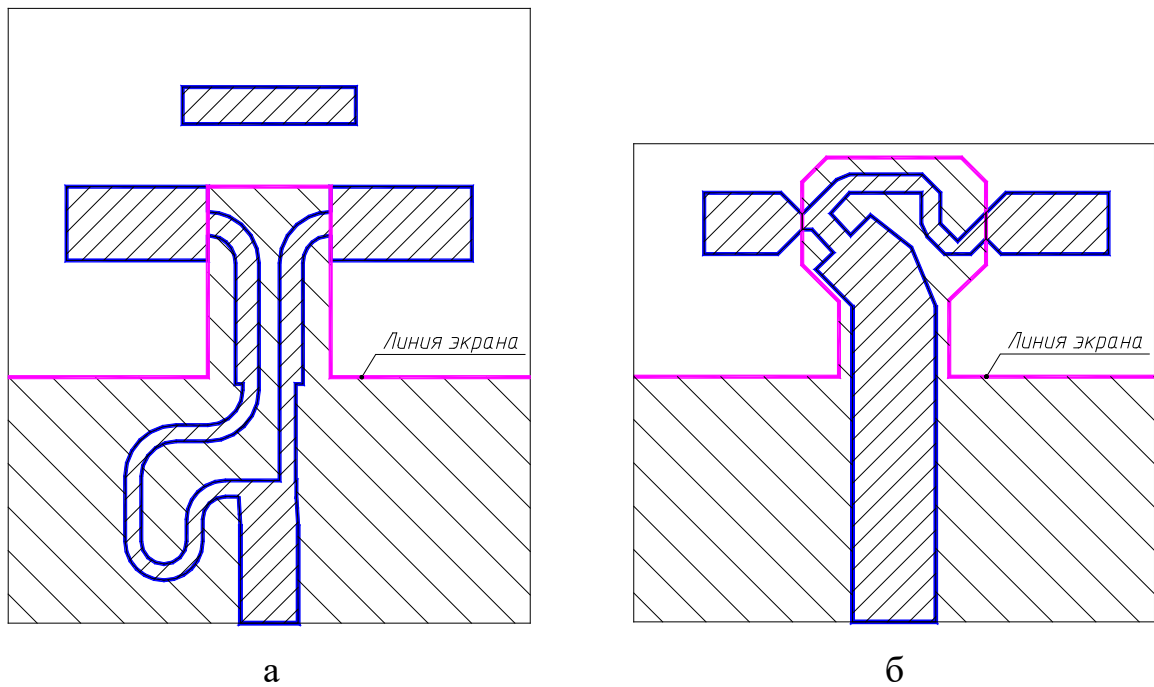


Рисунок 1.4 - Топология проводников излучателей

Излучатели выполнены на основе симметричной полосковой линии, и представляют из себя многослойную печатную конструкцию. Плечи вибраторов и проводники симметрирующих устройств напечатаны на центральной плате структуры, рисунок 1.4, экраны линий – на внутренней поверхности верхней и нижней крышек той же структуры.

Излучатель, рисунок 1.4а, представляет из себя директорный излучатель с одним активным и пассивным вибраторами, симметрирующее устройство которого выполнено в виде так называемого «U-колена». Конфигурация этого излучателя является частным случаем варианта, описанного в патенте [5].

Излучатель, рисунок 1.4б, вибраторный, с симметрирующим устройством, расположенным непосредственно в области экранов излучателя. Конструкция данного излучателя попадает под действие патента [6].

Описанные выше излучатели вибраторного типа формируют ДН ЛАР с линейной поляризацией, вектор электрического поля которой направлен вдоль длинной стороны ЛАР. В случае необходимости построения ЛАР с линейной поляризацией излучаемой волны, перпендикулярной длинной стороне ЛАР, может быть использована конструкция ЛАР с печатными резонаторно-щелевыми излучателями и полосковым делителем мощности, описанная в патенте [7], и изображенная на рисунке 1.5.

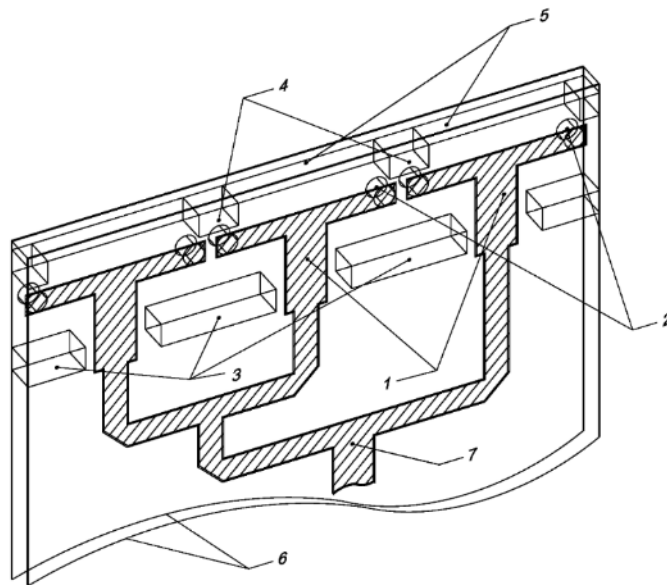


Рисунок 1.5 - Полосковая ЛАР щелевых излучателей.

Конструкция ЛАР щелевых излучателей иллюстрируется рисунком 5, на котором изображен фрагмент линейной антенной решетки, состоящий из трех излучателей, где: 1 – Т-образные полосковые элементы, 2 – закоротки Т-образных полосковых элементов, 3,4 – проводящие стенки, 5 – щели, 6 – стенки волноводного резонатора, являющиеся одновременно экранами полосковой линии, 7 – полосковый делитель мощности.

В ЛАР используется резонаторно-щелевой излучатель, возбуждаемый Т-образным возбудителем 1, концы которого закорочены на одну из стенок волноводного резонатора 6. Излучение электромагнитной волны, из резонаторов, объем которых ограничен проводящими стенками 3,4, осуществляется через щели 5, которые, в свою очередь, могут быть закрыты многослойным диэлектрическим покрытием, предназначенным для защиты внутреннего объема резонатора от внешних климатических воздействий.

Другой пример применения щелевых излучателей в ЛАР, изготовленной по технологии большеразмерных печатных схем приведен в работе [88].

1.4 Краткий обзор методов калибровки и диагностики ФАР

Среди отечественных работ по антенным измерениям наиболее фундаментальной и цитируемой до сих пор остается [17]. В ней рассмотрены вопросы измерения основных характеристик антенн в дальней и ближней зоне с использованием различных методов измерений, измерения параметров антенн по шумовым астрономическим источникам излучения, особенности измерения параметров ФАР.

Среди современных монографий, посвященных измерению параметров ФАР, необходимо отметить уже упомянутую выше работу [2], в которой наряду методами измерений параметров АФАР, основанных на использовании самой аппаратуры АФАР, рассмотрены также реконструктивные методы измерения, позволяющие восстанавливать АФР в том числе пассивных ФАР по измерениям распределения поля в ближней зоне.

Следует также особо отметить подробные обзорные статьи А.П. Курочкина. В работе [25] рассмотрены различные методы измерений в дальней зоне, включая методы измерения динамических характеристик ФАР, методы ближней зоны, амплифазометрические и голографические, методы диагностики ФАР, а также методы измерения с использованием широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Приведена обширная библиография.

В работе [26] основной упор сделан на обзор голографических (без измерения фазы) методов измерений, основные положения которых изложены в монографиях [27,62].

Наиболее удобный математический подход к анализу средств диагностики и контроля представляет аппарат матричного описания многополюсников СВЧ.

Среди работ, посвященных теории матричного анализа характеристик многополюсников и использования матричных операций необходимо выделить [20-24]. Матричная теория произвольных антенных решеток на основе

использования матриц импедансов разработана Д.М. Сазоновым с соавторами и приведена в монографии [21]. В работе [22], являющейся обобщением ряда работ автора, связанных с исследованием антенной решетки с недиссипативной ДОС, использован подход к анализу антенных решеток с ДОС на основе матриц рассеяния.

Коммутационный метод контроля каналов активной ФАР, основанный на переборе состояний фазовращателей в ее каналах и использованием одиночного зонда в дальней зоне ФАР предложен в работе [18]. Данный метод получил широкое развитие и породил множество модификаций, в том числе основанных на чисто амплитудных методах измерений. Некоторые из модификаций метода описаны в монографии [2]. Методы управления состояниями каналов ФАР рассматриваются в работе [80].

Еще один из методов калибровки каналов ФАР, связанный с перебором состояний фазовращателей и позволяющий оценить результирующие параметры ФАР получил название метода измерения динамических диаграмм направленности и рассмотрен в работе [79].

Диагностика апертурных распределений антенн по измерениям в ближней зоне методом фокусировки рассматривалась в ряде работ ученых Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева (КАИ). Пример одной из таких работ [19].

Методы измерений ближней зоны представляются в настоящее время наиболее перспективным направлением развития способов калибровки ФАР, поскольку не требуют создания больших антенных полигонов и позволяют производить измерения в закрытых помещениях, например в безэховых камерах. Широкое развитие методов ближней зоны в последнее время обусловлено развитием средств вычислительной техники, поскольку данные методы требуют сбора и обработки больших объемов измерительной информации в реальном масштабе времени.

Среди зарубежных работ по методам измерений в ближней зоне могут быть названы работы [9-16], представляющие собой обзорные статьи,

монографии и справочники. Основные методы измерения в ближней зоне, рассмотренные в приведенных источниках, основаны на измерении ближнего поля антенн на плоской, цилиндрической или сферической поверхности, охватывающей антенну, при помощи соответствующего сканера, обеспечивающего перемещение антенны-зонда по требуемой поверхности.

Библиография отечественных работ, посвященных измерениям в ближней зоне весьма обширна, некоторые из них были упомянуты ранее, другие относящиеся к измерениям АФР ЛАР будут рассмотрены ниже.

Среди предприятий, внесших большой вклад в создание отечественных автоматизированных измерительно-вычислительных комплексов (АИВК) антенных измерений, в том числе измерений в ближнем поле, и внедрением их на многих производственных предприятиях нашей страны необходимо отметить НПП «ТРИМ – сверхширокополосные системы», г. Санкт-Петербург.

Внешний сканера производства НПП «ТРИМ» для измерений распределения поля на плоскости и пример проведения измерений приведен на фотографиях рисунок 1.6. Сканер позволяет осуществлять перемещение зонда по четырем координатам: «влево-вправо», «вверх-вниз», «вперед-назад» и поворот в плоскости поляризации.

Методики выполнения измерений с использованием аппаратуры производства НПП «ТРИМ» нашли отражение в статьях сотрудников предприятия [34-41].

Нормативная база, определяющая порядок проведения измерений параметров антенн в ближней зоне, выпущенная в нашей стране очень скудна и ограничивается ГОСТ 8.309-78 [43] и отраслевыми стандартами 4Г0.209.204-77 [44], 4Г0.209.213-84 [45] советского периода. В настоящее время данные нормативные документы существенно устарели.

Международный стандарт Института инженеров электротехники и электроники (США) IEEE Std 1720 [42] по антенным измерениям в ближнем поле вышел в 2012 году и постоянно развивается и дополняется. Стандарт содержит практические рекомендации по измерениям и находится в свободном доступе.

В отечественных патентах и авторских свидетельствах [64-76] рассмотрены различные методы, способы и устройства контроля параметров антенных решеток, выполнения калибровки и диагностики их каналов с использованием различных методов измерений, рассмотренных выше, направленные на повышение точности и достоверности измерений.

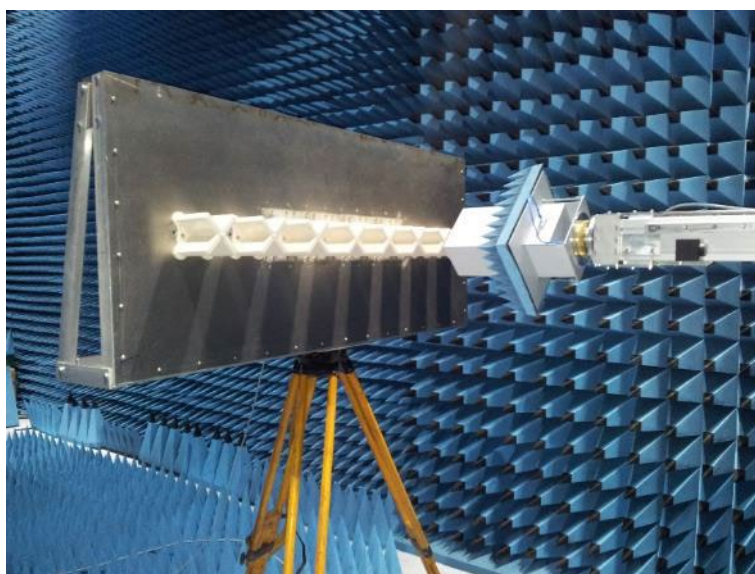
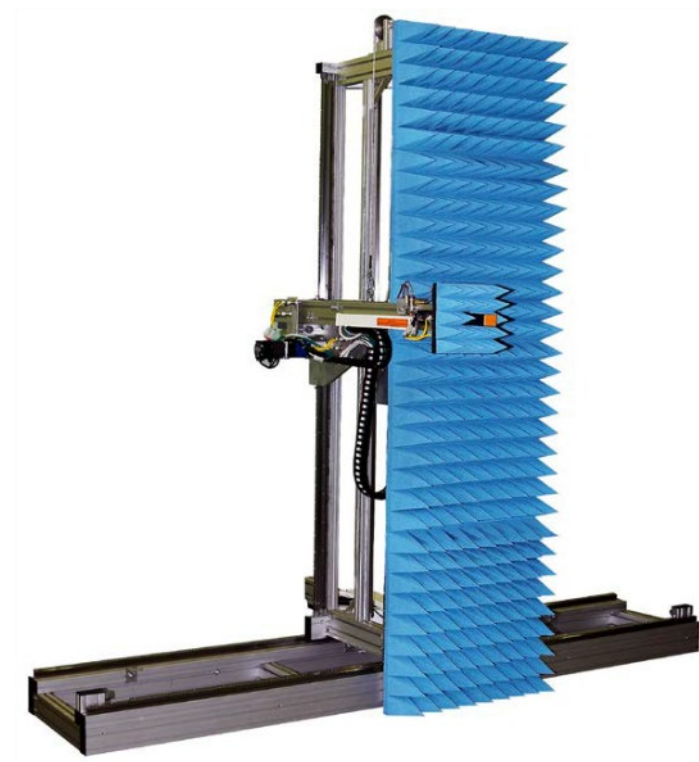


Рисунок 1.6 - Внешний вид сканера производства НПП «ТРИМ» и зондирование с его помощью ЛАР турникетных излучателей.

В работах [77,78] рассматриваются специфические вопросы возможности использования ФАР, в которых по результатам калибровки выявлены неисправные каналы. Предложены различные способы адаптации алгоритмов управления каналами ФАР, позволяющие сохранить ее работоспособность с приемлемыми параметрами.

1.5 Особенности методов и средств контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток

ЛАР, изготовленная по технологии ДОС представляет из себя пассивное устройство, в котором излучающие элементы неразрывно соединены с распределительной системой. Отсутствие активных элементов управления, таких как фазовращатели или коммутаторы делает невозможным применение рассмотренного выше коммутационного метода измерений и его модификаций для измерения параметров такой ЛАР.

Среди доступных методов измерений остаются лишь методы дальней и ближней зоны. Расстояние дальней зоны ЛАР, как правило достаточно велико, что затрудняет создание соответствующих измерительных полигонов.

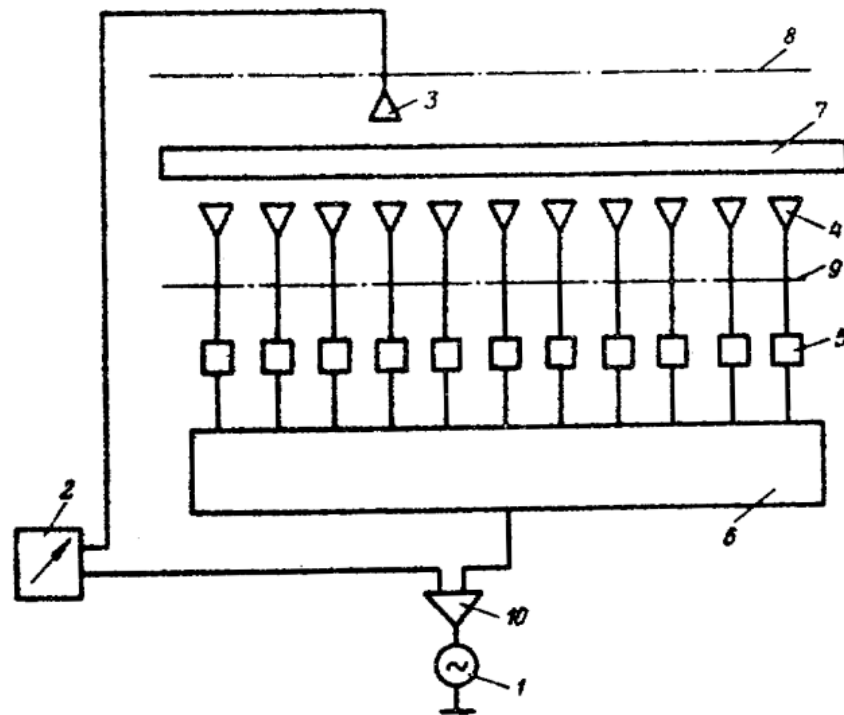
Рассмотренные выше методы ближней зоны, предусматривающие сканирование на плоской или выпуклой осесимметричной поверхности являются избыточными для ЛАР, для которой достаточен одномерный сканер.

Еще одной особенностью рассматриваемых ЛАР является то, что они применяются, как правило, составной частью ФАР с одномерным сканированием, ее «этажом», число их, особенно при серийном производстве довольно велико, поэтому создание производительной измерительной установки является актуальной задачей.

Рассмотрим особенности построения измерительной установки с одномерным сканированием подвижным зондом.

В патенте [48] рассмотрен способ определения АФР линейной антенной решетки, посредством измерения распределения поля вдоль линейной антенной решетки при помощи подвижного зонда, рисунок 1.7.

Предварительная калибровка такой измерительной системы осуществляется путем измерения откликов зонда на возбуждение одного из излучателей специально изготовленной калибровочной антенной решетки (КАР), представляющей собой набор излучателей, аналогичных излучателям испытуемой линейной АР, каждый из которых имеет свой независимый вход, подключенный к внешнему соединителю.



- 1 – генератор контрольного сигнала
- 2 – амплифазометр
- 3 – измерительный зонд
- 4 – излучатель
- 5 – фазовращатели
- 6 – делитель
- 7 – обтекатель
- 8 – плоскость измерительного зонда
- 9 – плоскость размещения излучателей
- 10 – тройник (делитель 1:2)

Рисунок 1.7 - Функциональная схема стенда с подвижным зондом, заявленная в патенте

Каждый из входов КАР последовательно подключается к измерительному прибору, который измеряет комплексные амплитуды откликов зонда на возбуждение излучателя КАР во всех положениях зонда над каждым излучателем КАР. Не используемые в процессе измерений входы КАР

нагружаются на согласованные нагрузки. По результатам калибровочных измерений формируется квадратная матрица, столбцами которой являются вектора комплексных амплитуд откликов зонда. Данную матрицу в дальнейшем будем называть матрицей разрешения зондирующего устройства или просто матрицей разрешения.

Таким образом восстановление АФР комплексных амплитуд падающих волн в фидерах, подключенных к излучателям испытываемой линейной АР сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), в качестве матрицы системы которой используется матрица разрешения, а правая часть системы представляет вектор комплексных амплитуд откликов зонда на возбуждение испытываемой АР.

Число позиций, которые может занимать ЗУ может превышать в процессе калибровки и измерений может превышать число излучателей испытываемой ЛАР. СЛАУ в этом случае становится переопределенной. Известно [31,47], что в данном случае оптимальным решением СЛАУ, обеспечивающим минимум среднеквадратической погрешности восстановления АФР ДОС, является нормальное псевдорешение.

Более подробно и обобщенно процесс измерения и восстановления описан в работе [49], где показано, что в случае АР, обладающих определенной симметрией, например, эквидистантных, цилиндрических, кольцевых и т.д., матрица разрешения может быть аппроксимирована теплицевыми, циклическими и другими матрицами, алгоритмы обращения которых экономичны.

Показано, в частности, что для многоэлементных эквидистантных АР применение подобных аппроксимаций требует введения дополнительного пассивного окружения испытываемой АР в виде идентичных испытываемым излучателей, нагруженных на согласованную нагрузку, применяемых с целью устранения краевых эффектов, имитируя тем самым бесконечную периодическую структуру.

Рассматриваемый в статье метод состоит в регистрации значений сигнала на выходе зонда, последовательно занимающего измерительные позиции в ближней зоне решетки напротив ее излучателей, и обработке этих значений по специальному алгоритму. Зондовым методом определяются комплексные амплитуды падающих волн в фидерах излучателей, зондируемой ФАР, имеющей в своем составе ДОС. Искомые амплитуды вычисляются с помощью так называемого восстанавливающего полинома, который представляет собой сумму произведений комплексных амплитуд сигналов, регистрируемых на выходе зонда в указанных выше позициях, и коэффициентов восстановления, определяемых по результатам таких же измерений с калибровочной решеткой. Таким образом, по аналогии антеннами с синтезированной апертурой, используя накопленную в различных измерительных позициях информацию, осуществляется синтез избирательности зонда.

Руководящий документ [46] содержит методические указания по проведению измерений коэффициентов возбуждения излучателей линейной АР в измерительной системе с подвижным зондом, включая непосредственные измерения в ближней зоне и восстановление АФР по их результатам. Приводится методика оценки погрешностей измерений.

В работе [50] рассмотрено построение многоэлементного дистанционного зонда, представляющего собой подвижную антенну-датчик, содержащую линейный многополюсник с нагружающими его входы антенными элементами, располагаемыми вблизи апертуры испытываемой антенной решетки. Показано, что после соответствующей настройки зондирующее устройство приобретает свойство реагировать преимущественно на возбуждение фидера зондируемого излучателя решетки. Введено понятие избирательности зонда.

Работы [51,52] посвящены рассмотрению вопросов учета взаимодействия многоэлементного и одноэлементного зондирующего устройства с излучателями испытываемой АР.

В работе [51] решена задача синтеза многоэлементного зондирующего устройства с учетом взаимодействия его с излучателями АР и

распределительной системой (делителем мощности) в том числе с использованием неразвязанной схемы деления. Оценена погрешность не учета взаимодействия зонда с испытуемой АР.

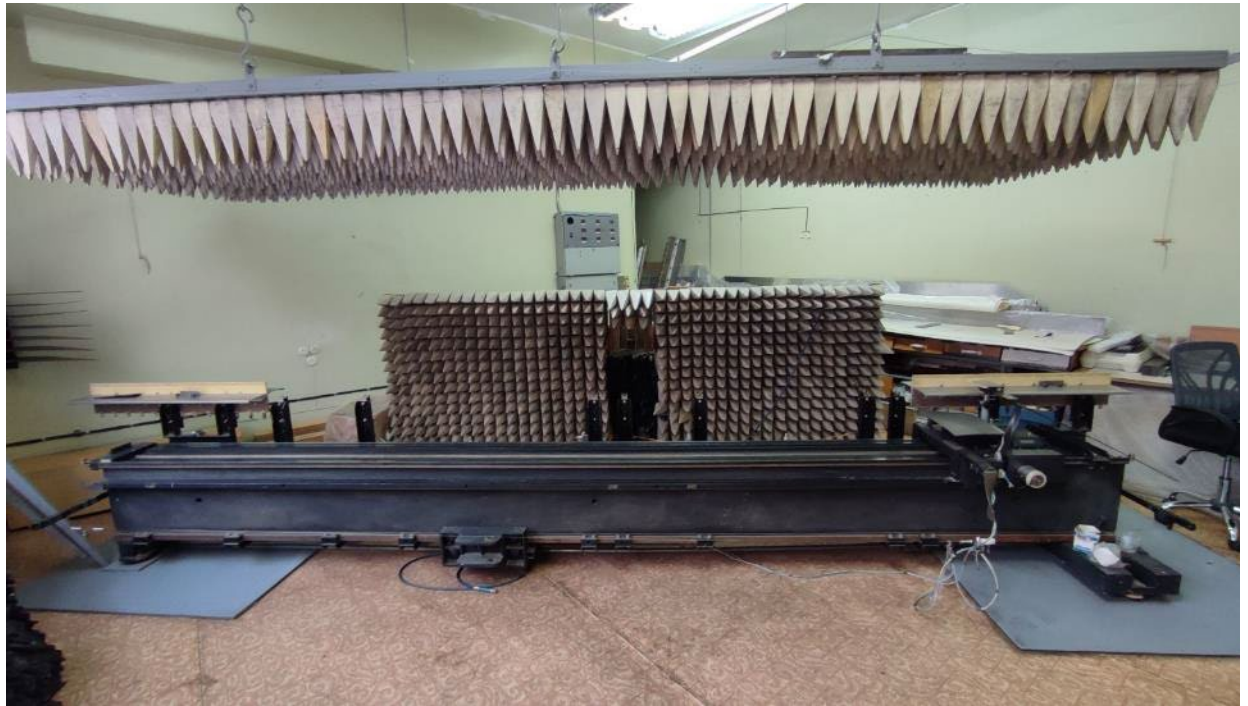
В работе [52] построен оператор, позволяющий восстановить АФР комплексных амплитуд падающих волн в фидерах испытуемой АР с учетом взаимодействия излучателей зондирующего устройства и испытуемой АР на электродинамическом уровне. Приведена оценка погрешности измерений в случае пренебрежения учетом взаимодействия зонда и излучателей зондируемой АР.

Как было отмечено выше, задача восстановления АФР падающих волн в фидерах распределительной системы сводится к решению СЛАУ или обращению матрицы разрешения зондирующего устройства. В условиях наличия ошибок измерений данная задача, в общем случае, относится к классу некорректно поставленных задач [29]. Решение таких задач возможно при хорошей обусловленности обращаемой матрицы, то есть свойства матрицы, при котором малым изменениям правой части СЛАУ соответствует малое изменение решения системы (устойчивость решения). При плохой обусловленности матрицы системы может быть получено приближенное решение СЛАУ, однако процесс получения решения требует применения специальных математических методов, называемых методами регуляризации. Восстановление АФР и поля излучения антенны по результатам измерения поля в ближней зоне с учетом воздействия измерительных шумов и применение методов регуляризации рассматривается в работах [28,30].

1.6 Пример реализации ИИС с подвижным зондом

На фотографиях рисунка 1.8 приведен внешний вид конструкции стенда с подвижным ЗУ. В основании стенда мощная литая несущая станина из сплава с близким к нулю коэффициентом линейного расширения, заимствованная от списанного фоторепродукционного станка. В верхней части станины

расположены направляющие для перемещения подвижной каретки, зубчатая рейка и прецизионная измерительная линейка.



Внешний вид станда. Испытуемая ДОС не установлена.



Калибровочная решетка и зонд



Рабочее место оператора станда

Рисунок 1.8 - Стенд измерения АФР ДОС с подвижным зондом

Общая длина станины составляет 6000 мм.

Подвижная каретка содержит в своем составе шаговый привод с редуктором, связанный через шестерню с зубчатой рейкой станины, и абсолютный датчик положения на основе вращающегося трансформатора, со своим редуктором, также независимо связанный с зубчатой рейкой станины.

Управление приводом и датчиком положения осуществляется при помощи микропроцессорного блока управления, также расположенного на подвижной каретке. Блок управления имеет жидкокристаллический индикатор положения каретки в мм, с отсчетом от концевого выключателя, расположенного на станине. Связь с управляющей ПЭВМ осуществляется через последовательный порт.

Максимальна длина перемещения каретки составляет 4420 мм, шаг перемещения – примерно 0,16 мм, поверенная точность позиционирования каретки не превышает величины $\pm 0,3$ мм.

ИИС с подвижным ЗУ имеет боковое его расположение относительно испытуемого устройства. На одной из фотографий рисунка 1.8 показано взаимное положение КАР пассивного окружения и подвижного зонда. Испытуемая АР устанавливается на стенд в вертикальном положении, с предварительной установкой на нее металлических измерительных экранов.

Относительная безэховость в зоне измерений создается при помощи поглощающего щита, подвешенного над станиной стенда и вертикальных поглощающих щитов, отделяющих зону измерений от рабочего места оператора стенда.

Таким образом ИИС с подвижным ЗУ является универсальным инструментом, позволяющим использовать произвольный программируемый шаг перемещения зонда, а сменные зонды позволяют производить измерения в различных частотных диапазонах, что удобно при проведении исследовательских измерений в процессе разработки.

Однако такая система требует существенных затрат сил и времени в процессе подготовки и проведения измерений.

1.7 Постановка задачи

Рассматривается задача измерения АФР ЛАР, состоящей из набора излучателей и распределительной системы в виде делителя мощности, формирующего требуемое АФР, соединенных между собой неразъемно, и составляющих единое конструктивное целое.

Целью измерений является контроль работоспособности распределительной системы, формирующей АФР, однозначно определяющее форму ДН ФАР.

Традиционно для выполнения данных измерений используется метод подвижного зонда, механически перемещаемого вдоль оси испытуемой ЛАР.

К достоинствам данного метода измерения следует отнести его универсальность, связанную с возможностью выбора произвольного шага перемещения ЗУ и возможность его замены, например при смене частотного диапазона измерений.

К недостаткам данного метода следует отнести конструктивную сложность прецизионного механизма перемещения зонда и высокие временные затраты на проведение измерений, связанные с позиционированием зонда.

Высказывается гипотеза, что при серийном производстве ЛАР с ДОС гораздо более эффективной должна быть измерительная установка с коммутируемым МЗУ, представляющим из себя решетку излучателей, расположенных с тем же, или меньшим шагом, что и излучатели испытуемой ЛАР, входы которых охвачены электронной системой коммутации, позволяющей подключать их к измерительному прибору.

Время проведения измерений при использовании установки с коммутируемым зондом многократно сокращается, по сравнению с использованием подвижного зонда.

1.8 Выводы

1. Даны устоявшиеся в антенном сообществе определения калибровки и диагностики ФАР.

2. Приведена классификация методов калибровки ФАР.

3. Кратко рассмотрены основные аспекты изготовления ЛАР по технологии большеразмерных печатных схем, или иначе технологии ДОС. Диагностика электрических параметров устройств, изготовленных по этой

технологии, является основной задачей рассматриваемой в диссертационной работе ИИС.

4. Дан краткий обзор методов калибровки и диагностики ФАР.

5. Рассмотрены особенности методов и средств контроля амплитудно-фазового распределения применительно к линейным антенным решеткам.

6. Приведен пример реализации ИИС, использующей метод измерения с подвижным зондом.

7. Поставлена задача диссертационного исследования.

2 Разработка информационно-измерительной системы контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток

2.1 Метод коммутируемого зонда

Процесс выполнения измерений АФР ЛАР по методу коммутируемого зонда представлен на рисунке 2.1.

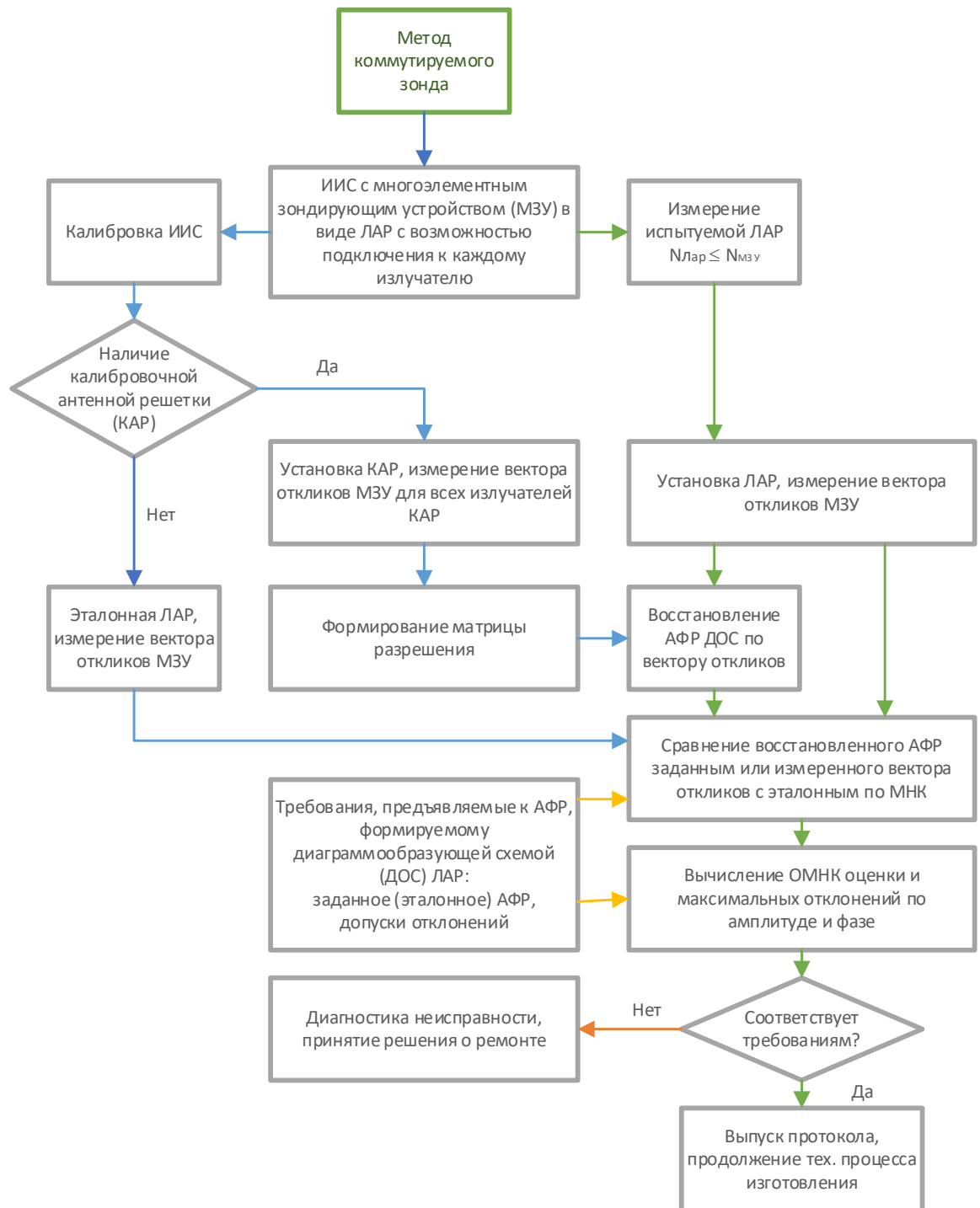


Рисунок 2.1 – Измерения по методу коммутируемого зонда

Предложенный метод предполагает наличие измерительной установки, позволяющей располагать в непосредственной близости друг от друга испытуемую ЛАР с системой электронной коммутации, осуществляющей подключение отдельных излучателей МЗУ ко входу измерительного прибора (ИП). Управление системой коммутации и считыванием данных из ИП осуществляется посредством программного обеспечения измерительной установки, функционирующего на управляющей ПЭВМ, входящей в состав установки.

Проведению измерений предшествует этап проведения калибровки измерительной установки. Для выполнения процедуры калибровки должна быть изготовлена калибровочная антенная решетка (КАР), представляющая из себя решетку излучателей, конструктивно идентичных излучателям испытуемой ЛАР, каждый из которых имеет свой индивидуальный вход, подключенный к внешнему соединителю. Электрические длины линий, соединяющих излучатели с их соединителями, должны быть одинаковы для всех элементов КАР.

При наличии КАР калибровка измерительной установки осуществляется путем измерения комплексных векторов откликов всех излучателей МЗУ на возбуждение каждого излучателя КАР, последовательно подключаемого ко входу ИП. При этом все входы остальных излучателей КАР должны быть нагружены на согласованные нагрузки.

Результатом калибровки измерительной установки с использованием КАР является сформированная матрица разрешения, столбцы которой представляют собой комплексные вектора позиционных откликов излучателей МЗУ на возбуждение каждого из излучателей КАР.

При отсутствии КАР, например в случае нецелесообразности ее изготовления при малой партии подлежащих проверке испытуемых ЛАР, калибровка измерительной установки может производиться путем измерения комплексного вектора откликов МЗУ на возбуждения эталонной ЛАР, параметры которой проверены каким-либо иным способом, например измерением ее диаграммы направленности методом дальней зоны.

Калибровка измерительной установки осуществляется однократно перед началом испытаний партии однотипных ЛАР. Результаты калибровки могут быть использованы при последующих измерениях. Повторная калибровка измерительной установки должна производиться после ремонта измерительной установки, связанной с заменой элементов ее СВЧ тракта, либо при получении сомнительных результатов измерений.

Непосредственный контроль АФР испытываемой ЛАР осуществляется путем измерения комплексного вектора откликов МЗУ на возбуждение входа ЛАР.

По результатам измерений, при наличии матрицы разрешения, полученной на этапе калибровки измерительной установки, производится восстановление АФР комплексных амплитуд падающих волн в каналах излучателей испытываемой ЛАР, путем решения СЛАУ с матрицей разрешения и правой частью, представляющей измеренный вектор откликов.

Далее управляющая программа измерительной установки производит сравнение восстановленного АФР с заданным в технических условиях (ТУ) на испытываемую ЛАР, либо измеренное АФР откликов зонда с эталонным. Производится вычисление относительной по методу наименьших квадратов (ОМНК) оценки сравнения и вычисление наибольших отклонений АФР по амплитуде и по фазе.

По результатам сравнения принимается решение о соответствии испытываемой ЛАР требованиям ТУ. В случае не соответствия требованиям производится диагностика АФР ЛАР и принимается решение о ее ремонте.

2.2 Моделирование информационно-измерительной системы

Наиболее существенным моментом в процессе разработки и оценке электрических характеристик ИИС является учет взаимодействия излучателей испытываемой ЛАР и ЗУ. При взаимном сближении названных излучателей, в следствие их взаимодействия, происходит искажение АФР электрических токов на проводниках излучателей, что в конечном счете приводит к изменению их

импедансов и рассогласованию их с волновыми сопротивлениями питающих линий.

Ниже рассматривается математическая модель, описывающая искажение комплексных амплитуд падающих волн в каналах взаимодействующих излучателей ЛАР, представляющей собой неразъемное соединение излучателей и системы деления мощности – ДОС, при отсутствии и наличии МЗУ, расположенного в ее ближней зоне.

Для анализа свойств ЛАР, возбуждаемой ДОС, может быть применен подход, базирующийся на матричной теории антенных решеток [4,21]. Матричная теория произвольных антенных решеток на основе использования матриц импедансов разработана Д.М. Сазоновым с соавторами и приведена в монографии [21]. В работе [22], являющейся обобщением ряда работ автора, связанных с исследованием антенной решетки с недиссипативной ДОС, использован подход к анализу антенных решеток с ДОС на основе матриц рассеяния. Общее выражение для комплексных амплитуд падающих волн на входах элементов антенной решетки с ДОС ранее опубликовано в работах [51, 52], посвященных исследованию влияния измерительного, в том числе многоэлементного зонда, расположенного в ближней зоне антенной решетки с ДОС, на ошибки измерения АФР падающих волн на входах излучающих элементов с учетом их взаимодействия. Эти работы содержат также некоторые конкретные результаты расчета АФР ЛАР для случая ДОС в виде простого параллельного делителя, которые, однако, не исчерпывают рассматриваемую тему.

При построении рассматриваемой ниже математической модели принято, что потери в линиях передачи ДОС невелики и их влиянием на рассматриваемые характеристики можно пренебречь.

2.2.1 АФР ЛАР с синфазной ДОС

На рисунке 2.2 приведена схема ЛАР, состоящей из ДОС и излучающих элементов. Для удобства дальнейших выкладок для выходящих волн ДОС принято обозначение буквой a , (а не b , как обычно) и входящих волн буквой b .

Начальное рассмотрение схемы начнем с ДОС нагруженную на согласованные нагрузки, представленную рисунке 2.2. Используем предположения, что ДОС пассивна, взаимна и согласована по входу. Будем считать, что при возбуждении входа 1 (α) мощность без диссипативных потерь^{*)} распределяется по выходам $1...N$ (β) при синфазном распределении комплексных амплитуд выходящих волн. Пусть падающая мощность на входе $P=1$. Тогда мощность на выходе ДОС

$$P_{\text{вых}} = \sum_n |a_n|^2 = \sum_n |S_{\alpha\beta n}|^2 = 1, \quad (2.1)$$

где $S_{\alpha\beta n}$ – элементы блока передачи матрицы рассеяния ДОС, записанной блочном виде

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{\alpha\beta} \\ S_{\beta\alpha} & S_{\beta\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

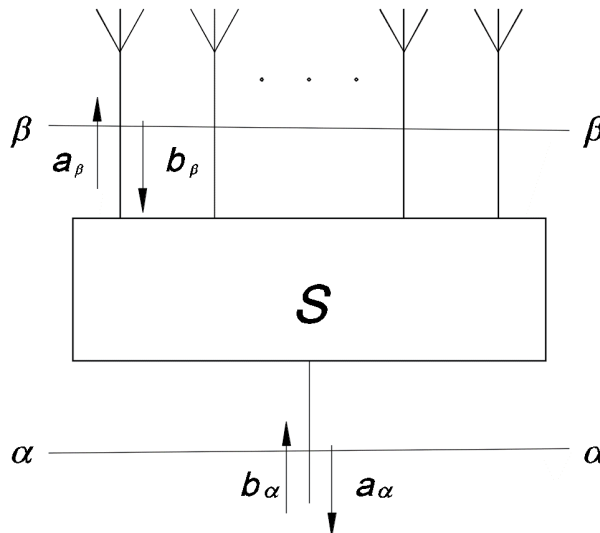


Рисунок 2.2 - Схема ЛАР с ДОС

^{*)} Отсутствие потерь предполагается только при возбуждении по входу α - α ; по выходам β - β ДОС может иметь потери. В общем случае несогласованной по входу ДОС, на ее входе может быть установлен согласующий четырехполюсник, наличие которого не влияет на форму АФР, а только на его общую амплитуду.

Рассмотрим теперь возбуждение ДОС вектором-столбцом вида

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} 0 \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha} \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Волны, выходящие из ДОС, с учетом взаимности ДОС, синфазности выходов и (2.1)

$$\begin{pmatrix} a_\alpha \\ \mathbf{a}_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{S}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha} & \mathbf{S}_{\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} \\ \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_n |\mathbf{S}_{\alpha\beta n}|^2 \\ \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Тогда вся мощность падающих волн собралась на входе ДОС, а следовательно, $\mathbf{a}_\beta = 0$, или,

$$\mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} = 0. \quad (2.5)$$

Вычислим действующие коэффициенты отражения на входах излучателей ЛАР. Амплитуды отраженных волн на входах излучателей бесконечной ЛАР, при возбуждении только N излучателей, можно представить в виде [53,4]

$$b_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Gamma_a(u) F(u) e^{-jun} du, \quad (2.6)$$

где

$$F(u) = \sum_n a_n e^{jun} \quad (2.7)$$

– диаграмма направленности ЛАР в зависимости от обобщенной угловой переменной $u = k \cdot d \cdot \sin \theta$, d – шаг излучателей, $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны,

$$\Gamma_a(u) = \sum_n s_n e^{-jun} \quad (2.8)$$

– действующий коэффициент отражения от излучателей ЛАР (s_{n-m} – коэффициенты матрицы рассеяния излучателей ЛАР).

Для синфазной и многоэлементной ЛАР ее диаграмма направленности есть остронаправленная функция, с острым максимумом (шириной порядка $1/N$) вблизи $u = 0$. В пределах ширины острого луча ДН изменением функции $\Gamma_a(u)$ можно пренебречь и считать, что $\Gamma_a(u) \cong \Gamma_a(0)$. Тогда, из (2.6) получаем

$$b_n \cong \frac{\Gamma_a(0)}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(u) e^{-jun} du = \Gamma_a(0) a_n. \quad (2.9)$$

Тогда, действующие коэффициенты отражения на входах всех излучающих элементов при $N \gg 1$ можно считать одинаковыми (малая поправка к (2.9), учитывающая краевой эффект, в рамках принятой модели, будет рассмотрена в отдельном разделе данной главы).

Теперь рассмотрим совместно многоэлементную ЛАР с пассивной синфазной взаимной и согласованной по входу ДОС. Предполагая, что действующие коэффициенты отражения на входах всех ее излучателей можно считать одинаковыми, распределение комплексных амплитуд падающих волн в связанных фидерах излучателей будет [50] (индекс β опускаем)

$$\mathbf{a} = (\mathbf{I} - \Gamma_a \mathbf{S}_{\beta\beta})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\alpha}, \quad (2.10)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Предполагая, что Γ_a – достаточно малая величина, разложим (2.10) в степенной ряд [53]

$$\mathbf{a} = \sum_{k=0}^{\infty} (\Gamma_a \mathbf{S}_{\beta\beta})^k \mathbf{S}_{\beta\alpha} = \mathbf{S}_{\beta\alpha} + \sum_{k=1}^{\infty} (\Gamma_a \mathbf{S}_{\beta\beta})^k \mathbf{S}_{\beta\alpha} = \mathbf{S}_{\beta\alpha} + \sum_{k=1}^{\infty} (\Gamma_a \mathbf{S}_{\beta\beta})^{(k-1)} \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha}. \quad (2.11)$$

Отсюда, в силу (2.5),

$$\mathbf{a} = \mathbf{S}_{\beta\alpha}, \quad (2.12)$$

таким образом, распределение волн на входах излучателей не зависит от их согласования и развязки, а также матрицы рассеяния ДОС по выходам $\mathbf{S}_{\beta\beta}$, а определяется только коэффициентами передачи ДОС. Соотношение (2.12) справедливо для большей части излучателей многоэлементной ЛАР, за исключением элементов, близким к ее краям, находящимся в зоне краевого эффекта. Необходимо отметить, что для любой пассивной ДОС (в том числе и с потерями) ряд (2.11) сходится при $|\Gamma_a| < 1$.

Следует отметить, что соотношение (2.12) будет также справедливо для ЛАР с разностной диаграммой направленности и направлением главного нуля, находящимся в плоскости поперечной линии излучателей, а также для двухканальной ЛАР с суммарно-разностными характеристиками.

В следующем разделе рассмотрим случай небольшой несинфазности выходов ДОС, в силу не идеальности устройства, имеющий практическое значение для реальной ЛАР с ДОС.

2.2.2 АФР ЛАР с почти синфазной ДОС

Небольшую несинфазность АФР ЛАР можно смоделировать путем установки на входах излучателей идеальных фазосдвигающих четырехполюсников (рисунок 2.3) с диагональной матрицей передачи

$$\mathbf{T} = \text{diag}\{e^{-j\varphi_n}\} \quad (2.13)$$

Тогда блоки матрицы рассеяния объединения ДОС и фазосдвигающих четырехполюсников [20] имеют вид

$$\mathbf{S}_{\alpha\gamma} = \mathbf{S}_{\alpha\beta} \mathbf{T}, \quad \mathbf{S}_{\gamma\alpha} = \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\alpha}, \quad \mathbf{S}_{\gamma\gamma} = \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{T}. \quad (2.14)$$

По аналогии с (2.6), комплексные амплитуды волн на входах излучателей

$$\mathbf{a} = (\mathbf{I} - \Gamma_a \mathbf{S}_{\gamma\gamma})^{-1} \mathbf{S}_{\gamma\alpha} = (\mathbf{I} - \Gamma_a \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\alpha}. \quad (2.15)$$

Разлагая (2.15) в ряд аналогично (2.11) и ограничиваясь двумя первыми членами разложения, получим:

$$\mathbf{a} \cong \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\alpha} + \Gamma_a \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{T}^2 \mathbf{S}_{\beta\alpha}. \quad (2.16)$$

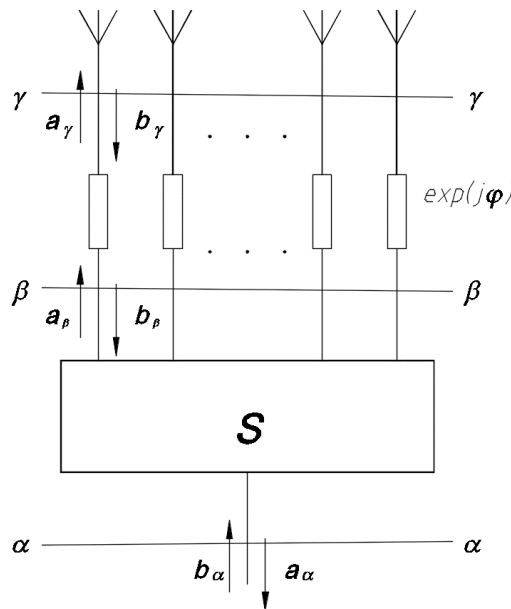


Рисунок 2.3 - Схема ЛАР с ДОС при малой несинфазности выходов

При малых отклонениях фазы

$$\mathbf{T} \cong \mathbf{I} - j\Phi, \quad (2.17)$$

где

$$\Phi = \text{diag}\{\varphi_n\}. \quad (2.18)$$

Подставляя (2.17) в (2.16) и ограничиваясь только нулевым и линейным членами по Φ , получим:

$$\mathbf{a} \cong \mathbf{T}\mathbf{S}_{\beta\alpha} - 2j\Gamma_a \mathbf{S}_{\beta\beta} \Phi \mathbf{S}_{\beta\alpha}. \quad (2.19)$$

Таким образом, небольшая несинфазность выходов ДОС приводит к искажению амплитудного распределения на выходах ДОС, пропорциональному действующему коэффициенту отражения.

2.2.3 Примеры расчета для некоторых схем построения ДОС

В качестве первого примера рассмотрим ДОС в виде неразвязанного параллельного делителя на N выходов, формирующего равноамплитудное распределение. Его матрица рассеяния имеет вид

$$\mathbf{S}_{\alpha\alpha} = 0, \quad \mathbf{S}_{\beta\alpha} = \left\| \frac{e^{-j\Theta}}{\sqrt{N}} \right\|, \quad \mathbf{S}_{\beta\beta} = \left\| \left(1 - \frac{1}{N}\right) e^{-j2\Theta} \right\|, \quad (2.20)$$

где Θ – электрическая длина линий от точки ветвления до излучателей.

Введем матрицу $\mathbf{X}$ размерности $N \times N$ и вектор $\mathbf{e}$ размерности N , состоящие из одних единиц. Тогда (2.20) можно записать в виде

$$\mathbf{S}_{\alpha\alpha} = 0, \quad \mathbf{S}_{\beta\alpha} = \mathbf{e} e^{-j\Theta}, \quad \mathbf{S}_{\beta\beta} = \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{X}}{N}\right) e^{-j2\Theta}. \quad (2.21)$$

Матрица (2.21) удовлетворяет соотношению (2.5), поскольку

$$\mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} = \left(\mathbf{e} - \frac{\mathbf{X}\mathbf{e}}{N}\right) e^{-j3\Theta} = \left(\mathbf{e} - \frac{N\mathbf{e}}{N}\right) e^{-j3\Theta} = 0. \quad (2.22)$$

Подставляя (2.21) в (2.19), получим

$$\Delta \mathbf{a} = \mathbf{a} - \mathbf{T}\mathbf{S}_{\beta\alpha} \cong -2j \frac{\Gamma_a}{\sqrt{N}} e^{-j3\Theta} \left(\mathbf{I} - \frac{1}{N} \mathbf{X}\right) \Phi, \quad (2.23)$$

где $\Phi = \Phi \mathbf{e}$ – вектор-столбец, элементами которого являются фазовые отклонения φ_n .

Обозначим $\bar{\varphi}$ – среднее значение фазы

$$\bar{\varphi} = \frac{1}{N} \sum_n \varphi_n. \quad (2.24)$$

Тогда из соотношения (2.23) получаем

$$\Delta \mathbf{a} = \mathbf{a} - \mathbf{T} \mathbf{S}_{\beta\alpha} \cong -2j \frac{\Gamma_a}{\sqrt{N}} e^{-j3\Theta} \Delta \boldsymbol{\varphi}, \quad (2.25)$$

где $\Delta \boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\varphi} - \bar{\boldsymbol{\varphi}} \mathbf{e}$ – вектор отклонений фазы от их среднего значения.

Относительная ошибка искажения распределения падающих волн, будет

$$|\delta a_n| = \left| \frac{\Delta a_n}{a_n} \right| \cong 2 |\Gamma_a| |\Delta \varphi_n|. \quad (2.26)$$

Например, для $\Delta \varphi_n = 5,7^\circ = 0,1$ и $\Gamma_a = 0,2$ относительная ошибка составит $|\delta a_n| = 0,04$.

В зависимости от фазовой длины Θ она может быть приложена к амплитуде, фазе или и к амплитуде и фазе падающей волны на входе излучателя. Таким образом, для неразвязанной ДОС влияние отражений от ее выходов может быть существенным. В рассматриваемом примере ошибка за счет отражений составляет 40% от прямой погрешности фазы за счет малых искажений фазового распределения, формируемого ДОС.

Формулу (2.26) можно использовать для оценки влияния МЗУ при измерении АФР в ближней зоне ЛАР, при числе элементов МЗУ не менее числа элементов ЛАР. В этом случае вносимые МЗУ отражения в каналах излучателей можно считать одинаковыми, и применимо соотношение (2.19), а для оценки – формула (2.26). Например, если относительная погрешность измерений не должна превышать 2%, то, при максимальной несинфазности неразвязанного параллельного делителя $\Delta \varphi_n = \pm 11,5^\circ = \pm 0,2$, вносимый МЗУ дополнительный коэффициент отражения не должен превышать $\Gamma_a = 0,05$.

В качестве второго примера рассмотрим ДОС в виде развязанного делителя на N выходов, формирующего равноамплитудное распределение выходов, построенного по схеме «елочка». Его матрицу рассеяния аппроксимируем выражениями:

$$\mathbf{S}_{\alpha\alpha} = 0, \quad \mathbf{S}_{\beta\alpha} = \left\| \frac{e^{-j\Theta}}{\sqrt{N}} \right\|, \quad \mathbf{S}_{\beta\beta} = \left\| \frac{\alpha_{|n-m|}}{2|n-m|+1} e^{-j\Theta|n-m|} \right\|, \quad (2.27)$$

$$\alpha_n = \begin{cases} \alpha_0 \cong s_{22}, & n = 0 \\ \alpha_1 \cong s_{23}, & n \neq 0 \end{cases}, \quad (2.28)$$

где Θ – электрическая длина линий от входа до излучателей, θ – фаза коэффициента передачи между соседними выходами, α_n – коэффициенты «согласования и развязки»: $\alpha_0 \cong s_{22}$ – коэффициент отражения от выхода ДОС, примерно равный коэффициенту отражения s_{22} от выхода элемента деления 1:2; $\alpha_1 \cong s_{23}$ – коэффициент связи соседних выходов ДОС, объединенных элементом деления 1:2, примерно равный коэффициенту связи его выходов s_{23} . Закон убывания коэффициентов связи выходов ДОС (2.27) примерно соответствует убыванию коэффициентов связи реального делителя «елочка».

Матрица (2.27) построена эвристически и, поэтому, вообще говоря, не удовлетворяет соотношению (2.5). При больших N

$$(S_{\beta\beta} S_{\beta\alpha})_n \cong \frac{e^{-j\Theta}}{\sqrt{N}} \left\{ \alpha_0 + 2\alpha_1 e^{j\theta/2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{e^{-j(2m+1)\theta/2}}{2m+1} \right\}. \quad (2.29)$$

Используя формулу для суммы ряда в (2.29) из [54], получим:

$$(S_{\beta\beta} S_{\beta\alpha})_n \cong \frac{e^{-j\Theta}}{\sqrt{N}} [\alpha_0 + \alpha_1 s(\theta)], \quad (2.30)$$

$$s(\theta) = e^{j\theta/2} \ln \operatorname{ctg}\left(\frac{\theta}{4}\right) - j \frac{\pi}{4} e^{j\theta/2} - 1. \quad (2.31)$$

Для выполнения соотношения (2.5) необходимо чтобы

$$\alpha_0 = -\alpha_1 s(\theta). \quad (2.32)$$

При $\pi/4 \leq \theta \leq 3\pi/4$ $0,09 \leq |s(\theta)| \leq 0,21$. При $N \rightarrow \infty$ соотношение (2.5) выполняется асимптотически при любых α_0, α_1 .

Интуитивно понятно, что наибольшие искажения распределения за счет отражений должны возникать при скачкообразных ошибках фазы. Рассмотрим фазовое распределение в виде скачка

$$\varphi_n = \begin{cases} -\Delta\varphi, & n < n_0 \\ \Delta\varphi, & n \geq n_0 \end{cases}. \quad (2.33)$$

В этом случае из соотношения (2.19) при больших N можно получить оценку, аналогичную (2.26) для выхода n_0 с наибольшими искажениями амплитуды:

$$|\delta a_{n_0}| \cong 2\Gamma_a \Delta\varphi [\alpha_0 + \alpha_1 s(\theta)]. \quad (2.34)$$

Для $\Delta\varphi = 5,7^\circ = 0,1$ и $\Gamma_a = 0,2$ при $\pi/4 \leq \theta \leq 3\pi/4$, согласовании выходов с $\alpha_0 = 0,2$ (КСВн = 1,5) и развязке соседних выходов $\alpha_1 = 0,2$ (14 дБ) относительная ошибка по формуле (2.34) составит $|\delta a_n| \leq 0,01$.

Как и предполагалось, для развязанной ДОС влияние отражений существенно меньше, чем для неразвязанной. При спадающем амплитудном распределении на выходах ДОС относительная ошибка на малоамплитудных выходах увеличится, по крайней мере, пропорционально уменьшению амплитуды падающих волн.

2.2.4 Действующий коэффициент отражения при возбуждении конечного числа излучателей бесконечной периодической ЛАР

Предположим, что действующий коэффициент отражения для бесконечной антенной решетки $\Gamma_a(u)$ – аналитическая функция u в некоторой окрестности нуля. Данное условие выполняется, если шаг решетки не кратен длине волны. Разложим функцию $\Gamma_a(u)$ в этой точке в ряд Тейлора

$$\Gamma_a(u) = \Gamma_a(0) + \frac{1}{2} \Gamma'_a(0)u + \frac{1}{6} \Gamma''_a(0)u^2 + \dots \quad (2.35)$$

Подставим (2.35) в (2.6) и ограничимся тремя первыми членами разложения. С учетом (2.9) и того, что для взаимной ЛАР $\Gamma'_a(0) = 0$ [11], получим

$$b_n \cong \Gamma_a(0)a_n + \frac{\Gamma''_a(0)}{12\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u^2 F(u) e^{-jun} du. \quad (2.36)$$

Подставляя сюда (2.7) и меняя порядок интегрирования и суммирования, найдем, что

$$b_n \cong \Gamma_a(0)a_n + \frac{\Gamma''_a(0)}{12\pi} \sum_m a_m \int_{-\pi}^{\pi} u^2 e^{-ju(n-m)} du. \quad (2.37)$$

Интеграл в (2.37) может быть вычислен [54], в результате чего получим

$$b_n \cong \Gamma_a(0)a_n - j \frac{1}{3} \Gamma''_a(0) \left(\sum_{m \neq n} (-1)^{n-m} \frac{a_m}{(n-m)^2} + \frac{a_n \cdot \pi^2}{6} \right). \quad (2.38)$$

Для равномерного распределения $a_m = 1/\sqrt{N}$ и $N \gg 1$ сумма может быть вычислена [54]

$$\sum_{m \neq n} (-1)^{n-m} \frac{1}{(n-m)^2} \approx 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{n^2} = -\frac{\pi^2}{6}. \quad (2.39)$$

В результате для элементов, достаточно удаленных от края

$$b_n \approx \frac{\Gamma_a(0)}{\sqrt{N}} \quad (2.40)$$

и коэффициент отражения равен

$$\Gamma_n \approx \Gamma_a(0). \quad (2.41)$$

Для крайних излучателей сумма в (2.39) оказывается в 2 раза меньше и коэффициент отражения будет

$$\Gamma_n \approx \Gamma_a(0) - j \frac{\pi^2 \Gamma_a''(0)}{36}, \quad (2.42)$$

Для конкретного примера вибраторной коллинеарной ЛАР над экраном при шаге излучателей $d = 0,7\lambda$ было вычислено, что $|\Gamma_a''(0)| = 0,082$. Тогда поправка к коэффициенту отражения для крайних излучателей составит порядка $\Delta\Gamma \approx 0,0225$.

Вычисляя суммы (2.39) для различных значений n , можно оценить протяженность краевой зоны ЛАР и оценить величину поправки к действующему коэффициенту отражения $\Gamma_a(0)$.

Для рассмотренного выше примера вибраторной коллинеарной ЛАР, зависимость поправки к действующему коэффициенту отражения от номера излучателя от края ЛАР приведена на рисунке 2.4.

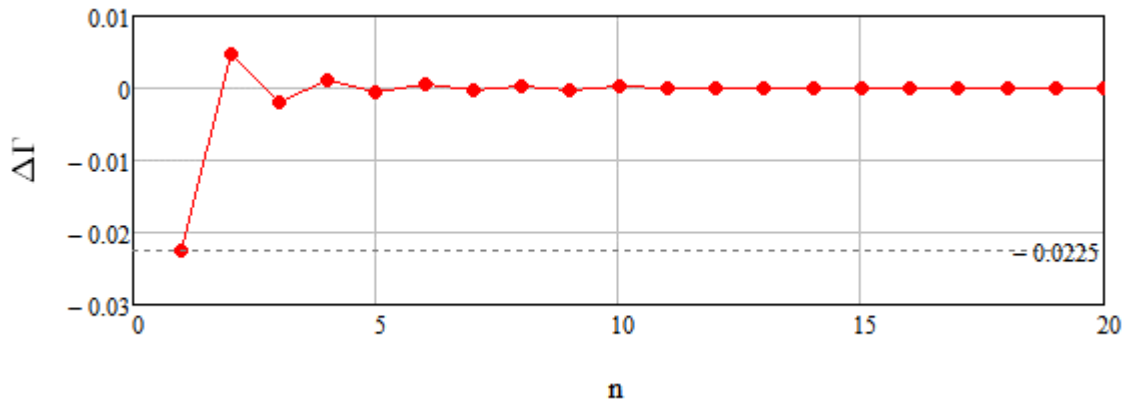


Рисунок 2.4 - Поправка к действующему коэффициенту отражения от номера излучателя от края для вибраторной коллинеарной ЛАР

Из приведенного графика видно, краевые искажения практически полностью затухают в пределах 3-5 излучателей, что согласуется с ранее известными результатами расчета краевого эффекта в антенных решетках [56].

2.2.5 Моделирование взаимодействия излучателей ДОС и ЗУ

Данный раздел посвящен решению задачи выбора взаимного положения излучателей, обеспечивающего минимальное их рассогласование за счет взаимодействия. Большая часть материалов раздела изложена в работе [86].

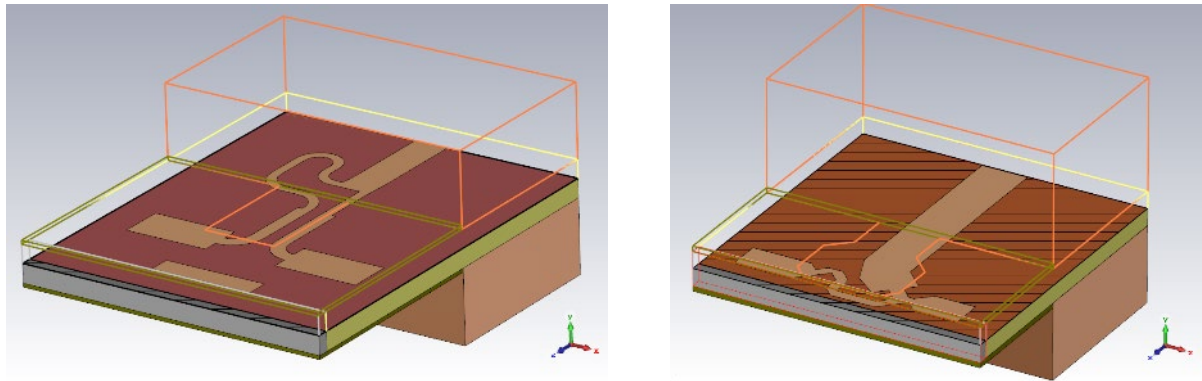
Решение данной задачи методом натурного эксперимента требует значительных усилий, связанных с изготовлением макета и проведением большого числа измерений. В настоящее время существует целый ряд систем автоматизированного проектирования, построенных с использованием строгих электродинамических методов моделирования, позволяющих максимально учитывать конструктивные особенности моделируемых устройств. Применение таких систем позволяет перейти от натурного эксперимента к эксперименту численному, позволяющему существенно сократить затраты сил и времени.

В качестве такой системы мы будем использовать программный комплекс CST Studio Suite, использующий подробные 3-D модели излучателей, изготовленных по технологии большеразмерных печатных схем (технологии ДОС).

На рисунке 2.5 представлены в разрезе 3-D модели излучателей, топология проводников которых была приведена на рисунке 1.4, построенные в программном комплексе CST Studio suite с использованием технологии и материалов ДОС.

Крышки излучателей выполнены из стеклотекстолита толщиной 1 мм для директорного излучателя и 1,5 мм для вибраторного. Диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита принята равной $\epsilon=4,2$. Подложка центральной платы также выполнена из однослойного стеклотекстолита толщиной 0,12 мм.

В качестве заполнителя, расположенного между крышкой и центральной платой, используется листовая пенополиэтилен, толщиной 5 мм с $\epsilon=1,045$.



а

б

Рисунок 2.5 - 3-D Модели излучателей в разрезе

База полосковой линии между крышками излучателей составляет 10 мм. Толщина фольги печатных проводников – 35 мкм.

Вдоль передней кромки излучателя расположен диэлектрический слой, 5 мм с $\epsilon=2,9$, имитирующий заливочный компаунд.

Шаг излучателей в решетках, одинаковый для обоих излучателей, составляет 85 мм.

С целью сокращения вычислительных затрат при выполнении разбиения модели на конечные элементы экраны излучателей выполнены в виде сплошных брусков прямоугольной формы из идеально проводящего металла.

Моделирование излучателей проводилось при помощи решающего устройства в частотной области. Сетка разбиения модели – тетрайдальная.

Расчет выполнялся в поддиапазоне S-диапазона частот, выделенном правительством РФ для служб воздушной радионавигации и радиолокации.

В дальнейшем в качестве излучателя ЗУ будем использовать вибраторный излучатель, рисунок 2.5б.

На рисунках моделей приведены направления осей координат, которые будут в дальнейшем использованы для интерпретации результатов моделирования.

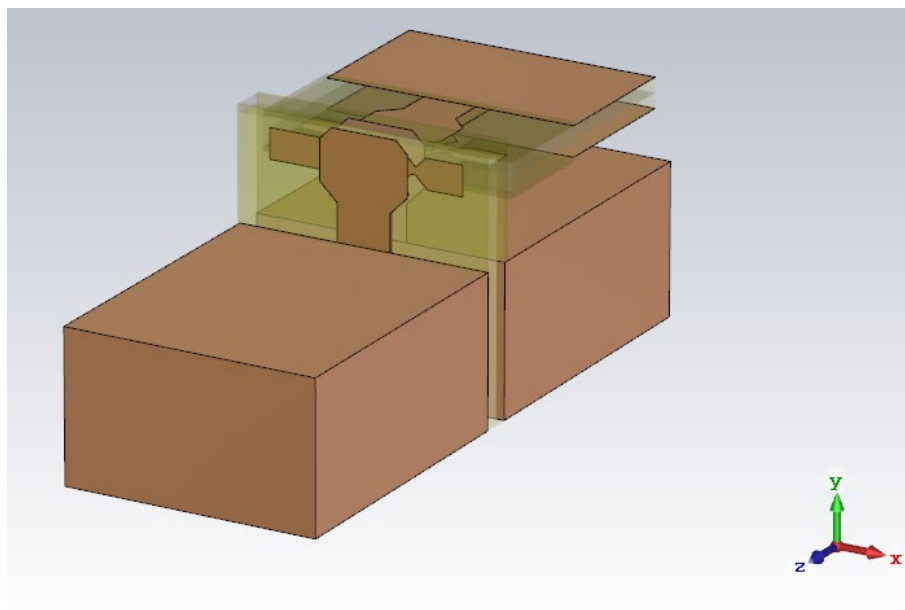


Рисунок 2.6 - Модель взаимодействия излучателей при боковом расположении зонда

На рисунке 2.6 приведена расчетная 3-D модель взаимодействия излучателей испытуемой АР и ЗУ вибраторного типа при боковом расположении зонда. Граничные условия, наложенные на моделируемую структуру – вдоль оси X – периодические. Вдоль осей Y , Z – открытая излучающая структура, дополненная элементами свободно пространства – open (add space).

Использование периодических граничных условий вдоль оси X означает переход к рассмотрению излучателей в составе бесконечно длинных линейных АР, исключая тем самым влияние краевых эффектов.

Варьируемыми параметрами при моделировании являются расстояния по оси Z , отсчитываемое от внешней поверхности крышки испытуемого излучателя, и расстояние по оси Y , отсчитываемое от плоскости экрана излучателя.

На рисунке 2.7 представлены зависимости КСВн и коэффициентов связи излучателей при изменении расстояния между ними по координате Z и фиксированном положении $Y=25$ мм.

Расчет выполнялся на центральной частоте диапазона моделирования.

По результатам моделирования наилучшее согласование излучателей достигается при расстоянии между ними, лежащим в интервале от 40 до 60 мм.

Амплитуда коэффициентов связи между излучателями в дБ, практически линейно зависит от расстояния между ними.

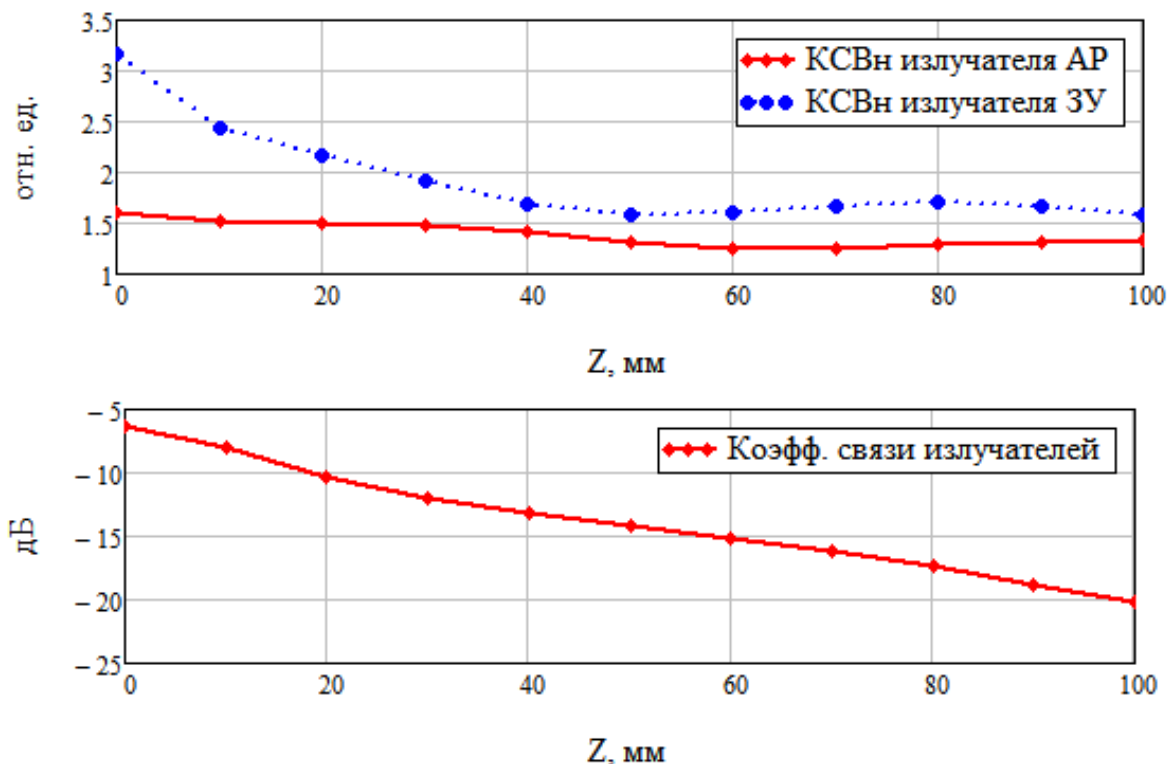


Рисунок 2.7 - Зависимость параметров излучателей от их взаимного положения для бокового расположения зонда

На рисунке 2.8 представлены частотные зависимости КСВн и коэффициентов связи излучателей. Параметром семейства графиков является расстояние между излучателями. Необходимо отметить, что данные электрические параметры излучателей имеют слабую частотную зависимость.

На рисунке 2.9 приведены зависимости КСВн и коэффициентов связи излучателей при изменении расстояния между ними по координате Y и фиксированном положении $Z=40$ мм, построенные на средней частоте рабочего диапазона.

Зависимость КСВн излучателей от высоты зонда над экраном испытуемой ДОС довольно слабая. Оптимальная высота зонда составляет примерно 25 мм, что довольно близко к одной четвертой рабочей длины волны.

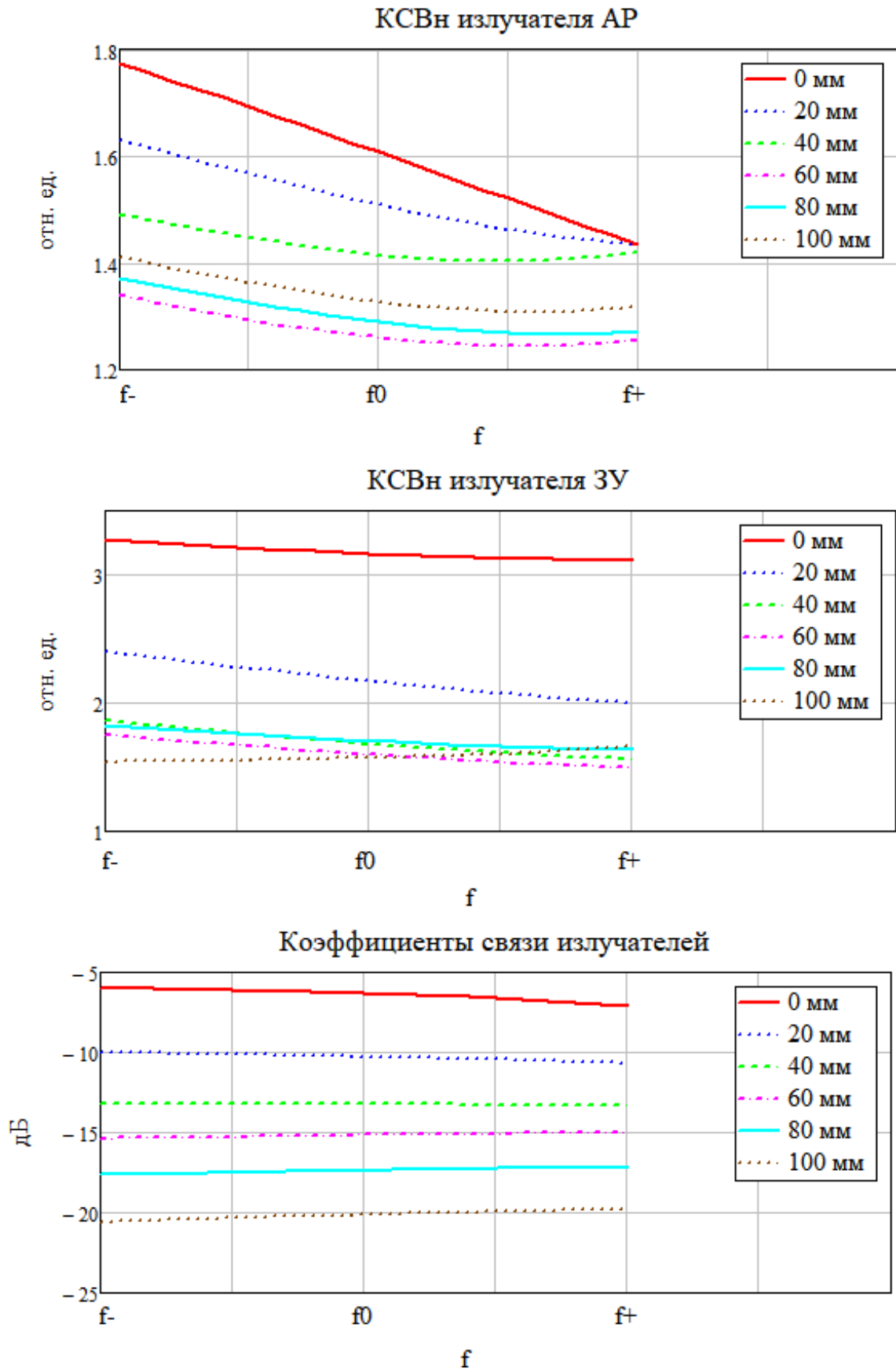


Рисунок 2.8 - Частотные зависимости параметров излучателей для бокового расположения зонда

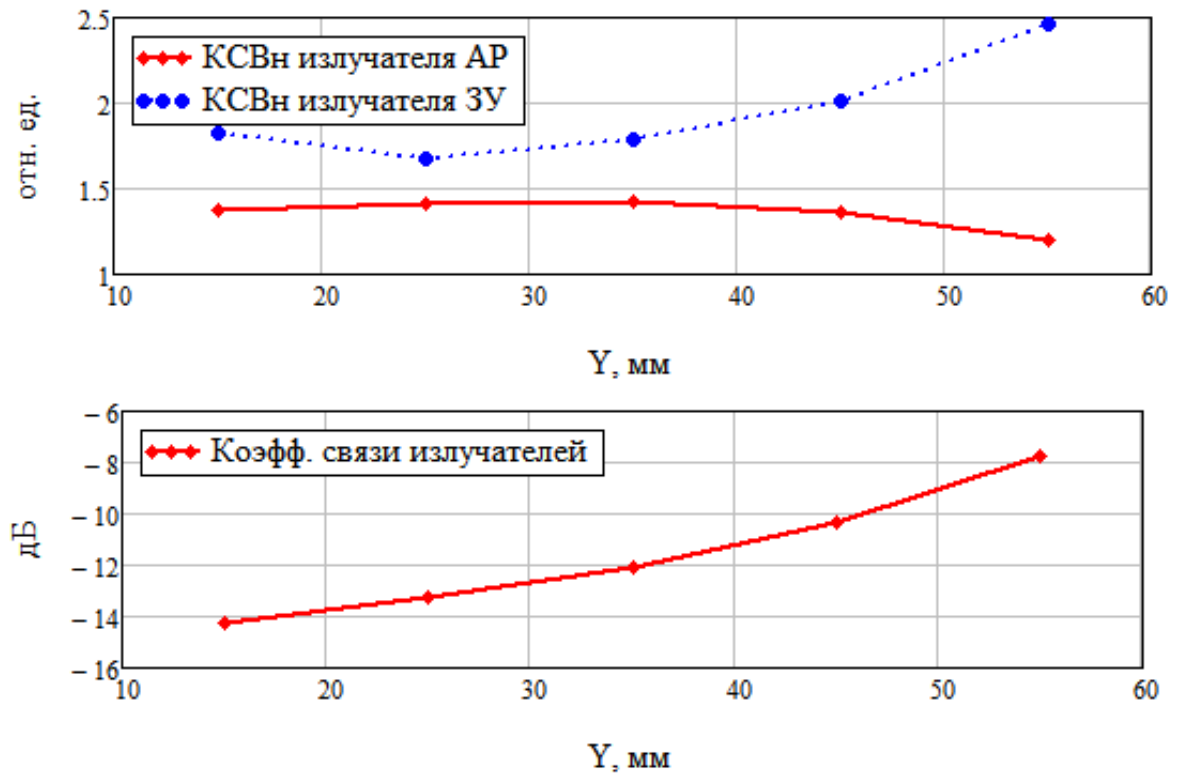


Рисунок 2.9 - Зависимость параметров излучателей от их взаимного положения для бокового расположения зонда

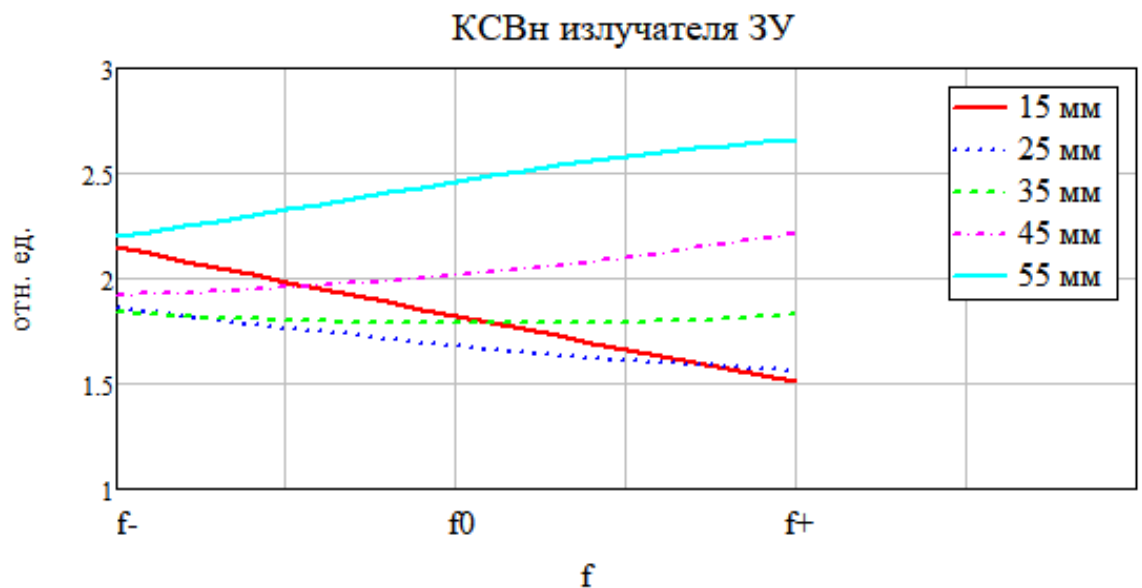


Рисунок 2.10 - Частотные зависимости параметров излучателей для бокового расположения зонда

На рисунке 2.10 представлена частотная зависимость КСВн излучателя ЗУ в виде семейства графиков от его высоты над экраном испытуемой ДОС.

Рассмотрим модель взаимодействия излучателей испытуемой АР и ЗУ при их оппозитном расположении. В качестве излучателя АР используем

директорный излучатель, рисунок 2.5а, в качестве излучателя ЗУ – вибраторный излучатель, рисунок 2.5б. Расчетная 3-D модель такой системы приведена на рисунке 2.11. Варьируемым параметром при моделировании являлось расстояние между торцами излучателей.

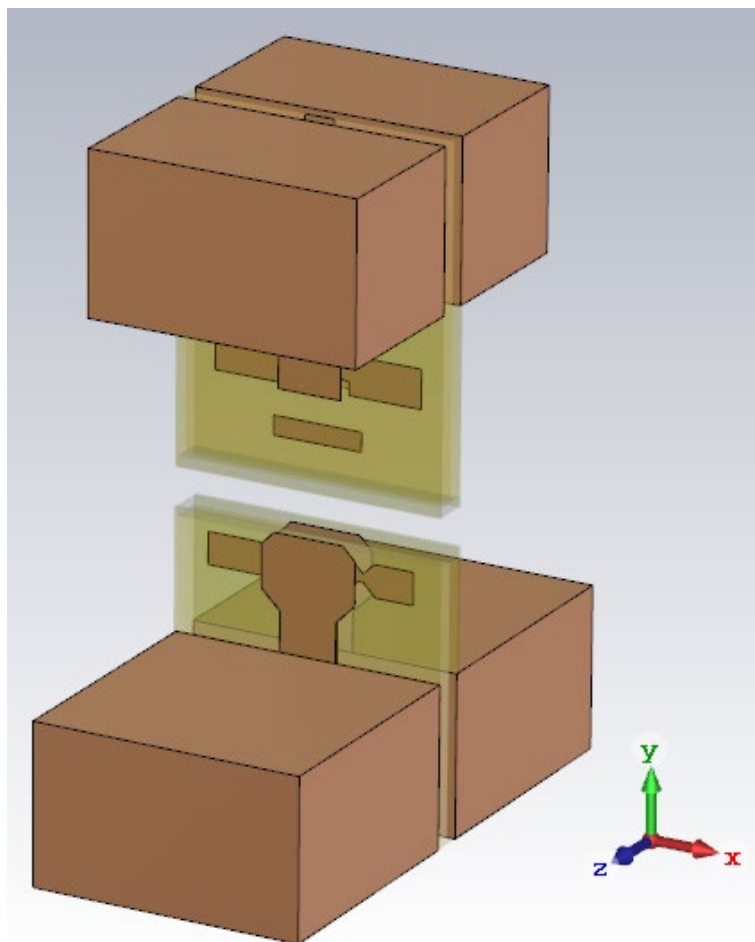


Рисунок 2.11 - Модель взаимодействия излучателей при оппозитном расположении зонда.

На рисунке 2.12 представлены зависимости КСВн излучателей и коэффициентов связи от расстояния между ними на центральной рабочей частоте. При оппозитном расположении излучателей связь между ними является более сильной, чем при боковом расположении зонда. Наилучшим, с точки зрения взаимного рассогласования излучателей, представляется расстояние между ними, лежащее в диапазоне от 10 до 15 мм.

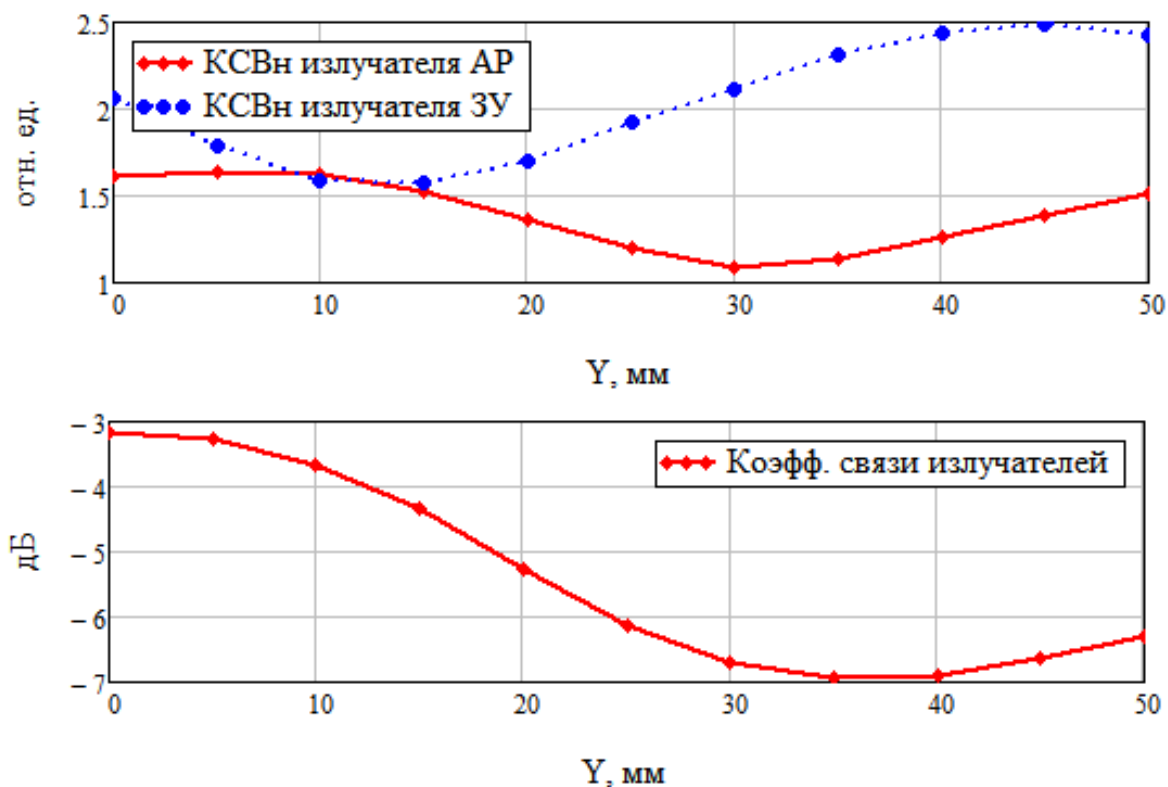


Рисунок 2.12 - Зависимость параметров излучателей от их взаимного положения для оппозитного расположения зонда

Частотные зависимости параметров согласования и связи излучателей, рисунок 2.13, являются весьма слабыми и могут не учитываться при проектировании ИИС.

Существенным параметром ИИС, который может быть оценен на расчетной модели излучателя, является избирательность зонда.

Под избирательностью зонда понимается его способность избирательно принимать сигнал преимущественно от того излучателя, на позиции которого он в данный момент находится. Определение понятия избирательности зонда вводится в работе [50], и определяется как отношение энергии волны, возбуждаемой в фидере зондируемого излучателя ЛАР, к суммарной энергии волн, возбуждаемых в остальных фидерах, при работе ЗУ на передачу и волновой нагрузке всех фидеров испытываемой ЛАР

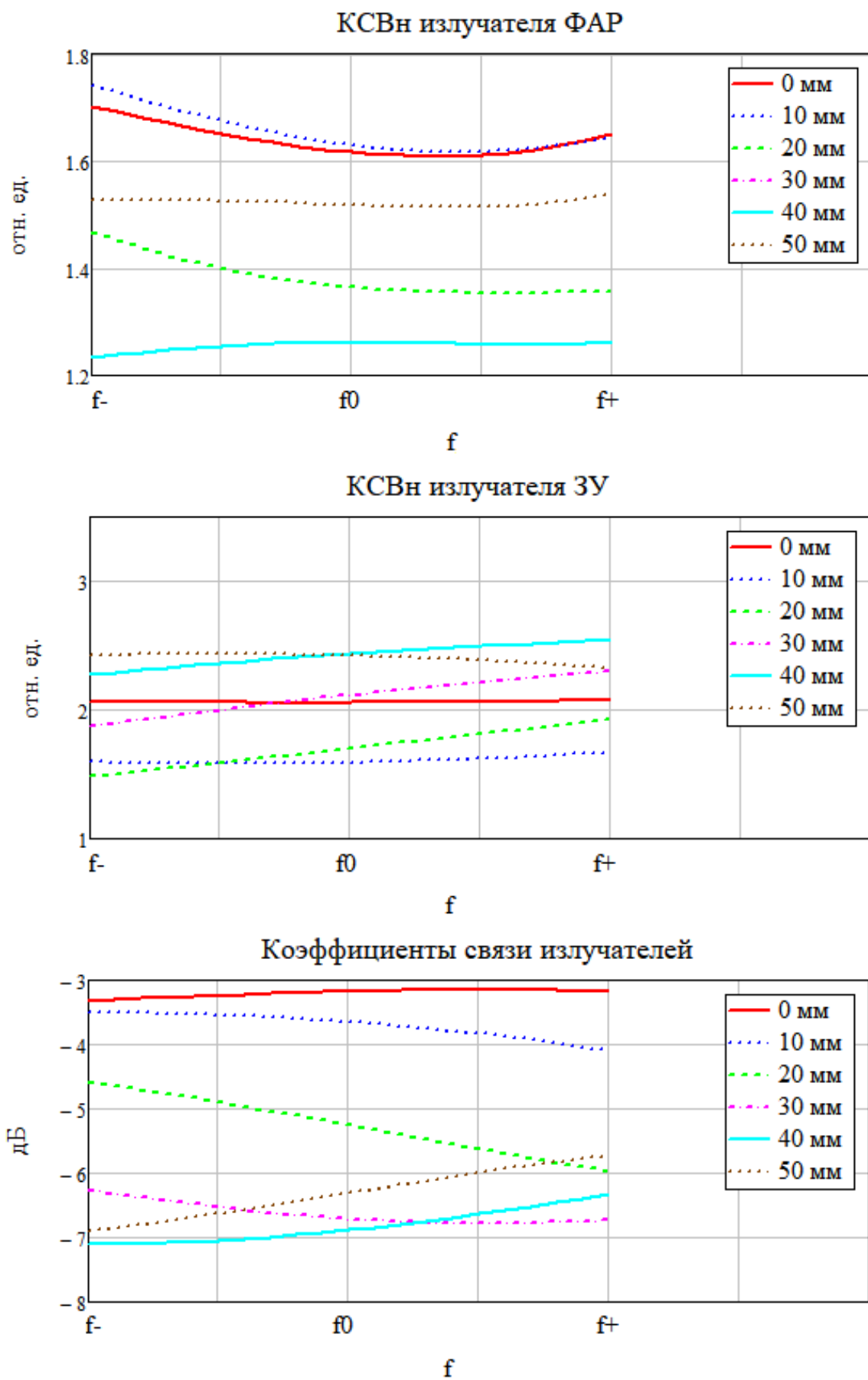


Рисунок 2.13 - Частотные зависимости параметров излучателей для
оппозитного расположения зонда

На рисунке 14 представлены расчетные 3-D модели для оценки избирательности ЗУ при боковом расположении зонда относительно испытуемой ДОС, применительно к использованию коммутируемого зонда, рисунок 2.14а, и подвижного зонда, рисунок 2.14б.

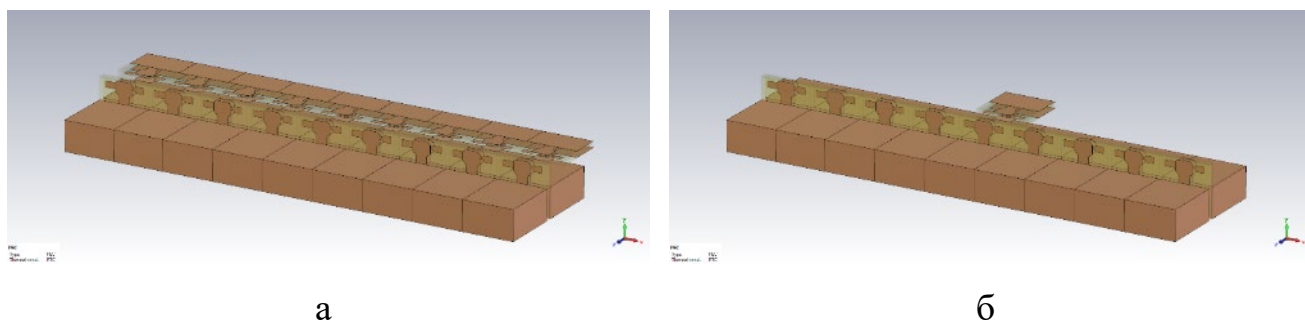


Рисунок 2.14 - Модель для оценки избирательности зонда

Модель испытуемой АР представляет собой 9 элементную решетку конечных размеров. Аналогичный размер имеет также решетка зондов для случая коммутируемого ЗУ, рисунок 2.14а. Активный излучатель ЗУ занимает позицию номер 5. Остальные излучатели коммутируемого ЗУ нагружаются на согласованные нагрузки. Размер АР, состоящей из 9 элементов, является достаточным для устранения влияния краевых эффектов на центральный излучатель АР. Расстояния между излучателями АР и ЗУ, выбранные для расчета $Z=40$ мм и $Y=25$ мм.

На рисунке 2.15 представлены амплитуды коэффициентов связи активного излучателя зонда со всеми излучателями фрагмента испытуемой АР, для случаев использования коммутируемого и подвижного зонда. Из приведенных графиков видно, что существенными являются лишь связи активного излучателя зонда с ближайшими соседями слева и справа излучателя испытуемой АР, в позиции которого находится зонд. Далее коэффициенты связи быстро затухают и влияние излучения остальных излучателей испытуемой АР не должно вносить существенного влияния на результаты измерений.

Коэффициенты связи с ближайшими соседями для случаев коммутируемого и подвижного зондов практически одинаковы, таким образом пассивные излучатели коммутируемого ЗУ, нагруженные на согласованную нагрузку, не оказывают существенного влияния на результаты измерений.

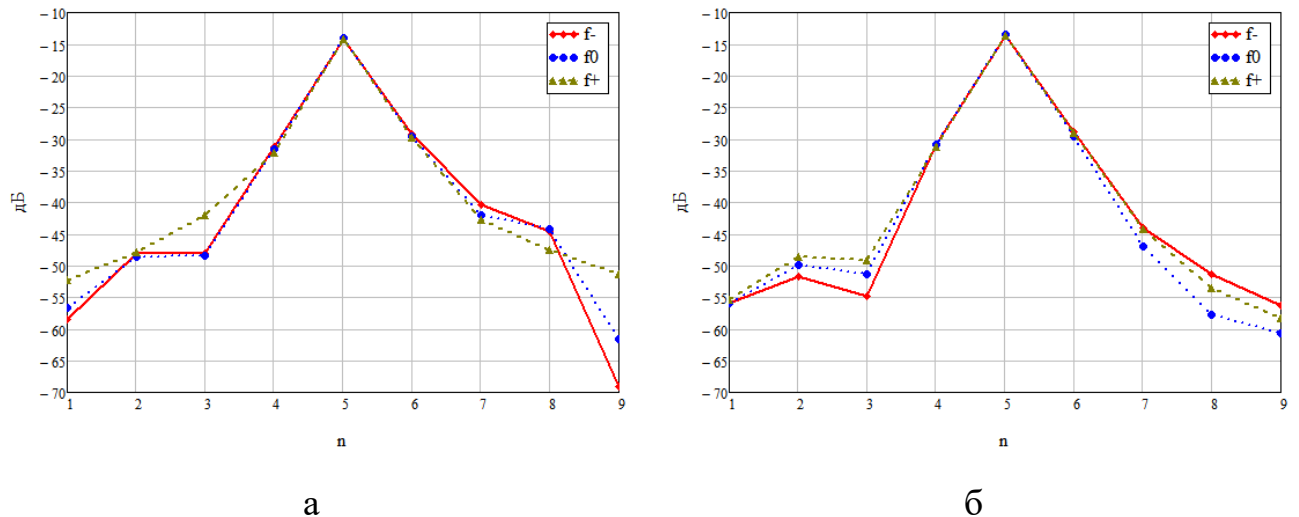


Рисунок 2.15 - Избирательность ЗУ при его боковом положении.

Аналогичным образом исследовалась избирательность ЗУ при его оппозитном расположении относительно испытуемой АР. Расчетные 3-D модели для этого случая приведены на рисунке 2.16. Расстояние между излучателями при расчете $Y=12$ мм.

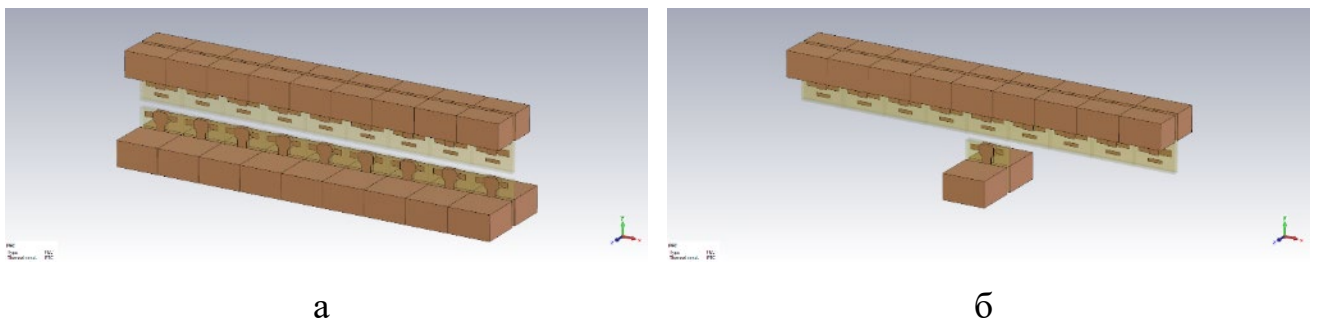


Рисунок 2.16 - Модель для оценки избирательности зонда

Рас четные коэффициенты связи активного излучателя ЗУ с излучателями испытуемой АР приведены на рисунке 2.17. Необходимо отметить, что при таком взаимном положении излучателей ЗУ и испытуемой АР, связи излучателей являются более сильными, чем при боковом расположении зонда, рисунок 2.15.

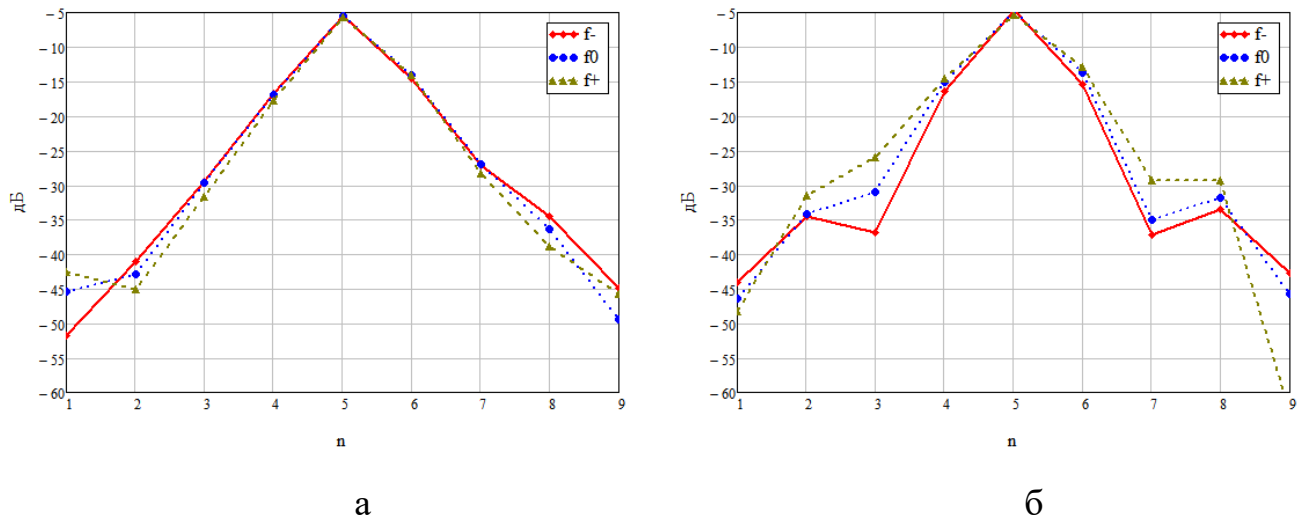


Рисунок 2.17 - Избирательность ЗУ при его оппозитном положении

В таблице 2.1 приведены сводные результаты расчета избирательности, как коэффициенты связи излучателя зонда с ближайшими соседними излучателями испытуемой АР слева и справа.

Таблица 2.1 Избирательность зонда, дБ

Частота, ГГц	Боковой зонд				Оппозитный зонд			
	коммутируемый		одиночный		коммутируемый		одиночный	
f-	17,1	15,0	17,1	15,2	11,3	9,2	11,8	10,8
f0	17,5	15,5	17,3	15,4	11,5	8,5	10,3	8,9
f+	18,0	15,5	17,5	15,5	12,1	8,5	9,3	7,5

2.3 Разработка структуры информационно-измерительной системы

Структура ИИС определяется схемой ее функциональной схемой, рисунок 2.18. Основным элементом схемы является АР ЗУ, представляющим собой набор излучателей с тем же или более широким рабочим диапазоном частот, что и у

испытуемой АР. Шаг излучателей АР ЗУ должен совпадать с шагом излучателей испытуемой АР. Возможно применение АР ЗУ и с шагом излучателей меньшим, чем у испытуемой АР. В этом случае процесс восстановления АФР по результатам измерения позиционных откликов зондов сводится к решению переопределенной СЛАУ. Решение таких систем уравнений сводится к вычислению псевдообратной матрицы системы, и является приближенным к истинному решению, с минимальным отклонением от него по МНК.

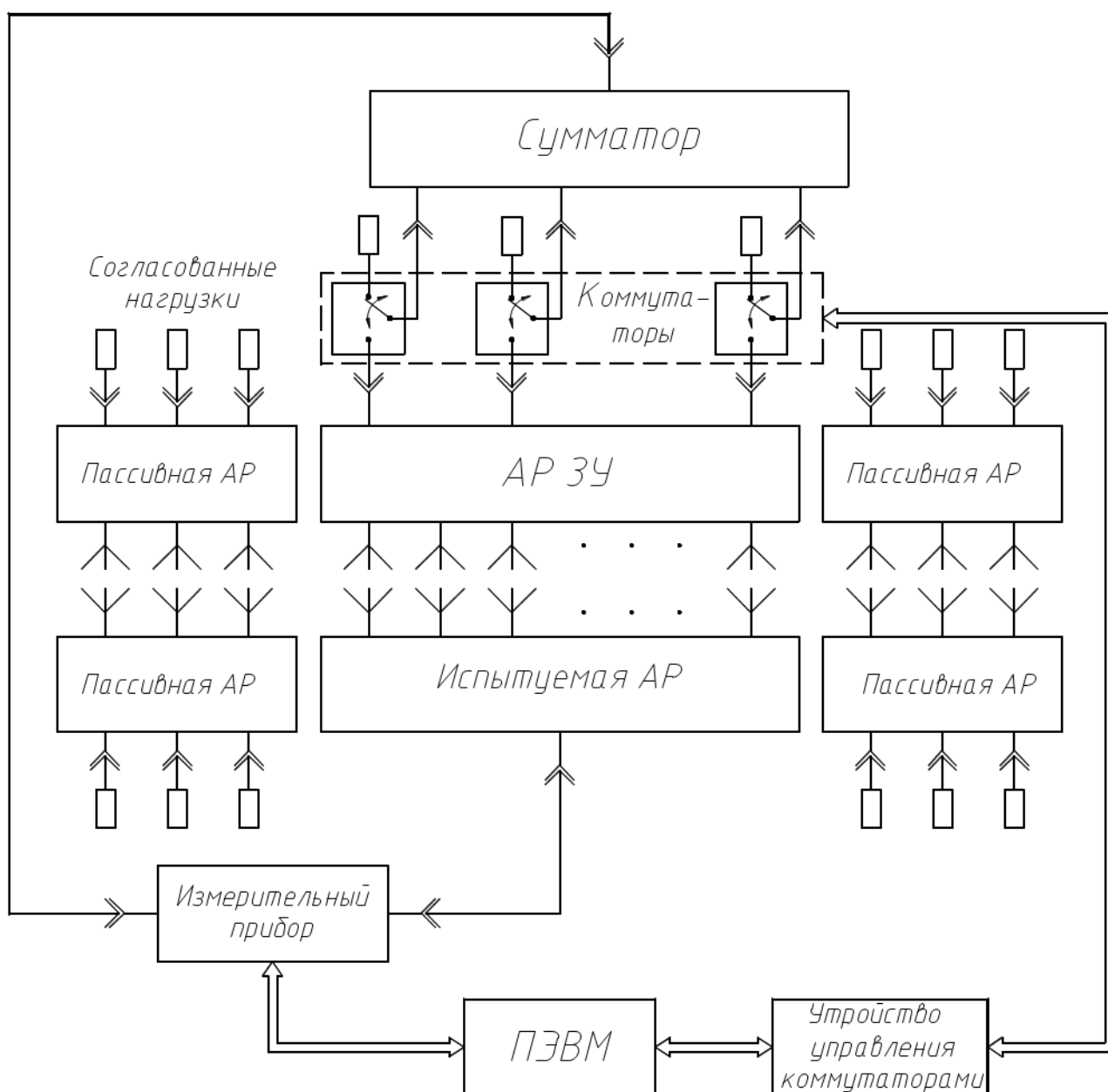


Рисунок 2.18 - Функциональная схема ИИС.

В качестве необязательного но крайне желательного дополнения к АР ЗУ и испытуемой АР может быть использовано окружение из пассивных АР,

состоящих из излучателей, идентичных излучателям АР, и нагруженных на согласованные нагрузки. Применение такого пассивного окружения позволяет устранить искажение распределения поля на краях АР за счет переотражений от края периодической структуры. Данный эффект иногда еще называется в литературе краевой волной.

Следующим необходимым элементом ИИС является связка, состоящая из набора управляемых коммутаторов СВЧ сигнала и сумматора сигналов, позволяющая подключать активный излучатель АР ЗУ ко входу ИП в процессе измерений. В исходном состоянии все коммутаторы «закрыты», ко всем входам сумматора подключены согласованные нагрузки и сигнал на выходе сумматора отсутствует. При подаче команды на открытие одного из коммутаторов происходит подключение соответствующего входа сумматора излучателю АР ЗУ и сигнал с выхода излучателя передается на вход сумматора.

В качестве коммутатора в такой системе могут использоваться как электронные, так и электромеханические коммутаторы переключающего типа.

Электронные коммутаторы СВЧ изготавливаются с использованием в качестве устройств коммутации $p-i-n$ – диодов, к достоинствам данных коммутаторов следует отнести высокое быстродействие – единицы микросекунд, прямые потери в открытом состоянии не превышают 2-3 дБ, вносимое затухание в закрытом состоянии составляет не менее 70-80 дБ. Их главным недостатком является ограниченный диапазон рабочих частот.

Электромеханические коммутаторы имеют коммутаторы имеют время переключения порядка 15-30 мс, что является вполне приемлемым для разрабатываемой ИИС, они более широкополосные, чем электронные коммутаторы, имеют меньшие прямые потери, и запыление на уровне 40-80 дБ.

Сумматор ИИС строится по развязанной схеме с равноамплитудным и синфазным распределением суммирования. Развязка парных входов каждого элемента суммирования должна составлять величину порядка 20 дБ. Характерной особенностью сумматора является наличие переходного затухания между входами и выходом сумматора, определяемое величиной, обратной

коэффициенту суммирования по мощности. Так, например, для сумматора с 20 входами коэффициент передачи со входа на выход должен составлять $10 \cdot \log(1/20) = -13$ дБ. В реальном устройстве к этой величине необходимо добавить также диссипативные потери, определяемые потерями в материалах проводников и диэлектриков, используемых в конструктивном исполнении сумматора. Величина данных потерь обычно не превышает 1-2 дБ.

Альтернативой построению описанной выше коммутационной системы, состоящей из набора коммутаторов и сумматора, является использование электромеханических коммутаторов переключательного типа, называемых коммутационными матрицами, производимых иностранными фирмами, специализирующимися на выпуске измерительного оборудования. Такие матрицы имеют несколько входов и один выход. Неподключенные входы в процессе коммутации нагружаются на согласованную нагрузку. Пример таких коммутаторов – матрицы серии L7104 фирмы Keysight (США).

Применение таких коммутационных матриц, при их каскадном включении, позволяет построить коммутационную систему без использования дополнительного сумматора. К достоинству такого построения следует отнести малые потери, хорошее согласование и развязку входов. Недостатком является усложнение схемы управления коммутаторами и высокую стоимость оборудования.

ИП, используемый в составе ИИС предназначен для измерения комплексного коэффициента передачи между выходом сумматора коммутационной системы и входом испытываемой АР. Наиболее подходящим прибором для решения данной задачи является векторный анализатор цепей.

С учетом результатов моделирования коэффициентов связи излучателей АР ЗУ и испытываемой АР, приведенных в разделе 2.1, и оценке потерь в системе коммутации сигналов, динамический диапазон ИП должен составлять порядка 60-80 дБ.

Устройство управления коммутаторами предназначено для включения требуемого канала системы коммутации при поступлении соответствующей команды от управляющей ПЭВМ.

Управляющая ПЭВМ предназначена для функционирования программного обеспечения ИИС.

ПЭВМ должна быть оборудована аппаратными интерфейсами для сопряжения по управлению внешними устройствами, такими как ИП и устройство управления коммутаторами.

Программное обеспечение ИИС решает задачи:

- управления внешним оборудованием в процессе измерений,
- сбор измерительной информации,
- обработка измерительной информации.
- принятие решения о соответствии проверяемого изделия предъявляемым к нему требованиям,
- сохранения результатов измерений и формирования протокола измерений.

2.4 Разработка программно-аппаратного обеспечения информационно-измерительной системы

2.4.1 Аппаратное обеспечение ИИС

В соответствии со структурной схемой ИИС, рассмотренной в предыдущем разделе аппаратное обеспечение рассматриваемой ИИС должно состоять из

- линейной АР излучателей-зондов, называемой также коммутируемым ЗУ;
- управляемых коммутаторов, подключающих выходы излучателей-зондов либо к сумматору сигналов, либо к согласованной нагрузке;
- устройство управления коммутаторами, осуществляющее переключение соответствующего коммутатора в требуемое его состояние в нужный момент времени;

- сумматор сигналов – устройство, предназначенной для передачи сигналов с различных входов на один выход;
- измерительный прибор, осуществляющий измерение комплексного коэффициента передачи между входом испытуемой АР и выходом сумматора сигналов ЗУ;
- управляющая ПЭВМ, предназначена для функционирования программного обеспечения ИИС. Сопряжение с управляемыми устройствами ИСС осуществляется при помощи стандартных интерфейсов сопряжения, таких как шина USB или Ethernet.
- набор фидеров и вспомогательных устройств СВЧ, применяемых в схемах измерений конкретных испытуемых ДОС.

Рассмотрим более подробно устройство составных частей аппаратной части ИИС.

Линейная АР излучателей-зондов представляет собой набор вибраторных излучателей, топология которых приведена на рисунке 1.4б, каждый из которых имеет свой вход, представляющий из себя коаксиально-полосковый переход. Число излучателей ЗУ должно быть не менее числа испытуемой АР. Избыточное число излучателей, нагруженных на согласованную нагрузку, полезно сточки зрения уменьшения влияния краевых эффектов АР на результаты измерений.

Изготавливается решетка ЗУ по технологии большеразмерных печатных схем (технологии ДОС).

Управляемый коммутатор выполняет роль переключателя СВЧ сигналов и предназначен для подключения активного излучателя ЗУ ко входу сумматора сигналов, являющемуся продолжением измерительного тракта, либо для подключения к излучателю согласованной нагрузки.

В рассматриваемой ИИС используется π – диодный коммутатор 643BK17, разработки АО «ВНИИРТ», внешний вид и схема которого приведены на рисунке 2.18.

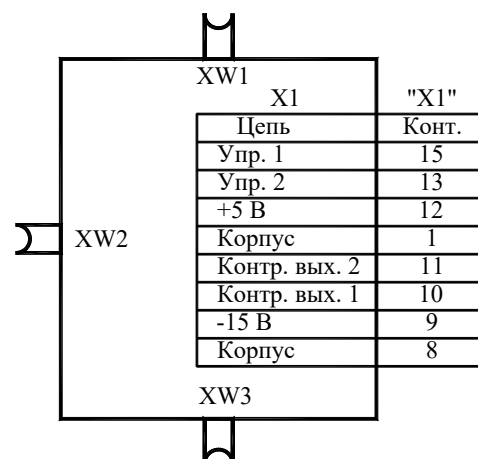


Рисунок 2.18 - Коммутатор 643BK17

Коммутатор 643BK17 имеет следующие электрические параметры:

рабочий диапазон частот, ГГц от 2,7 до 3,15

потери в режиме пропускания XW1-XW2 (XW3-XW2), дБ, 2,2

не более

потери в режиме запирания XW1-XW2 (XW3-XW2), дБ, не 70

менее

КСВн входов XW1, XW3, отн. ед., не более

в режиме пропускания 1,6

в режиме запирания 1,7

Сечение СВЧ соединителей коммутатора 3,5/1,5, розетка, соединитель для подачи питания и сигналов управления типа РП15-15В. Управление коммутатором осуществляется сигналами уровня ТТЛ. Высокие уровни сигналов «Упр. 1» и «Упр. 2» разрешают передачу сигналов между соединителями XW1-XW2 и XW3-XW2 соответственно. Низкие уровни управляющих сигналов запирают коммутатор.

Питание коммутатора осуществляется от двухполярного источника с напряжениями +5В, -15В.

Устройство управления коммутаторами предназначено для управления состоянием коммутаторов ИИС по команде управления, поступающей от внешней управляющей ПЭВМ.

Устройство управления выполнено в виде двухсторонней печатной платы с габаритными размерами 265×185 мм, внешний вид которой приведен на рисунке 2.19.

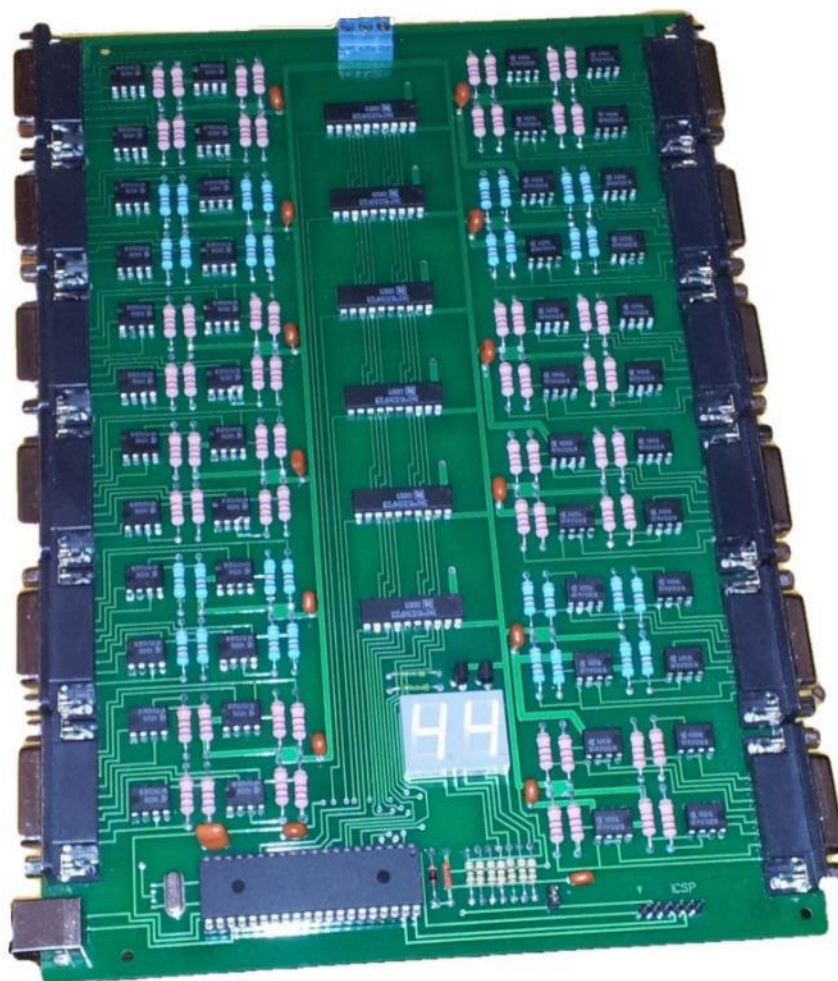


Рисунок 2.19 - Печатная плата устройства управления коммутаторами

Устройство управления предназначено для управления максимальным количеством в 48 коммутаторов и формирует противофазные управляющие сигналы уровня ТТЛ.

Схема электрическая принципиальная устройства управления приведена в приложении А. В схеме используется микроконтроллер производства фирмы Microchip PIC18F4550-I/P с аппаратной поддержкой интерфейса USB. При приеме сигнала от управляющей ПЭВМ микроконтроллер анализирует поступившую команду и записывает управляющий байт в один из шести регистров-защелок, выполненных на микросхемах 1533ИР23. К выходам регистров подключены противофазные ключи на микросхемах 155ЛА18, с

выходным каскадом на транзисторе с открытым коллектором и внешним резистором в цепи питания. Максимальный ток коллектора транзистора ключа составляет 300 мА.

Выходы ключей подключены к 12 выходным соединителям типа DSUB-15F, розетка, расположенным по краям печатной платы. К каждому соединителю может быть подключен управляющий жгут для присоединения четырех коммутаторов по управлению и обеспечения транзита напряжений питания.

Индикация номера включенного коммутатора осуществляется двухразрядным семи сегментным светодиодным индикатором, размещенным в центре платы управления.

Сумматор сигналов предназначен для передачи сигналов с различных входов, соединенных с управляемыми коммутаторами, на один выход. Является необходимой составной ИИС, осуществляющих «слияние» сигналов СВЧ.

Сумматор сигналов строится по развязанной схеме суммирования (деления) на основе кольцевых резистивных сумматоров (делителей) 2:1. Конструктивно сумматор выполняется на базе симметричной полосковой линии, по технологии большеразмерных печатных плат (технологии ДОС). Рассмотрение вопросов проектирования подобных устройств выходит за рамки данной диссертационной работы.

Измерительный прибор предназначен для измерения комплексного коэффициента передачи между входом испытуемой АР и выходом сумматора сигналов ЗУ при подключении к нему активного излучателя.

В качестве измерительного прибора в составе ИИС используется векторный анализатор цепей, в отечественной измерительной терминологии называемый также измерителем комплексных коэффициентов передачи и отражения.

Данный прибор содержит в своем составе генератор измерительного сигнала и несколько измерительных приемных каналов, является функционально законченным и не требует для проведения измерений привлечения иных измерительных средств.

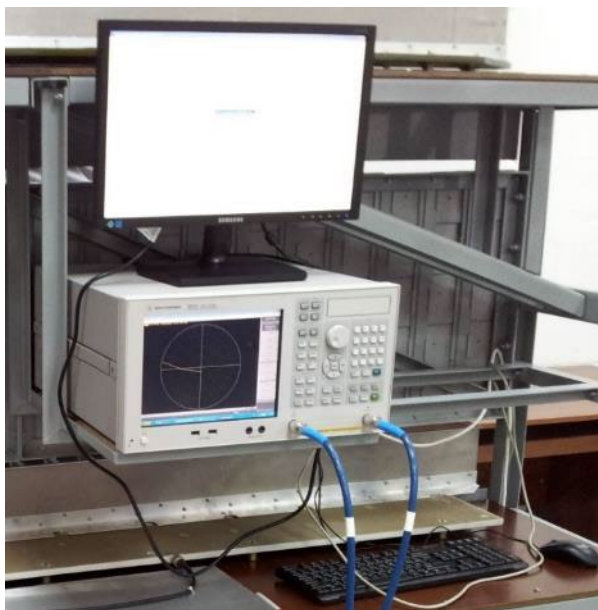
В процессе измерений комплексного коэффициента передачи сигнал с выхода генератора анализатора цепей разделяется при помощи делителя 1:2 и передается на входы двух приемников опорного и измерительного каналов. Тракт передачи сигнала опорного канала проложен внутри прибора. Тракт передачи измерительного канала при помощи внешних соединителей выводится наружу и подключается к четырехполюснику, комплексный коэффициент передачи которого необходимо измерить. К выходам приемников опорного и измерительного каналов подключены амплитудный и фазовый детекторы, которые позволяют измерить отношение уровней сигналов и их разность фаз.

На рисунке 2.20, в качестве примера, представлен внешний вид векторных анализаторов цепей E5071C производства фирмы Keysight (старое название Agilent) США, и измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения C1209 производства ООО «Планар», г. Челябинск, Россия.

Оба прибора предназначены для выполнения производственных (цеховых) измерений. Генератор сигналов приборов построен с использованием схемы цифрового синтеза с низкочастотным прототипом. Приемный тракт приборов построен с использованием стробоскопических смесителей (сэмплеров).

Конструктивно анализатор E5071C имеет в своем составе встроенную ПЭВМ, функционирующую под управлением операционной системы Windows XP Embedded. Анализатор C1209 конструктивно выполнен в виде законченного СВЧ блока и для своей работы требует подключения через интерфейс USB внешней управляющей ПЭВМ.

При использовании в составе ИИС анализатора цепей со встроенной ПЭВМ программное обеспечение ИИС может функционировать «внутри» ИП, не требуя дополнительной внешней ПЭВМ. Для наибольшего удобства использования такой конфигурации оборудования к ИП могут быть дополнительно подключены внешний монитор, клавиатура и манипулятор «мышь». Устройство управления коммутаторами может быть подключено к ИП через интерфейс USB.



Основные характеристики векторного анализатора цепей E5071C

Диапазон рабочих частот	от 9 кГц до 8,5 ГГц
Импеданс	50 Ω
Тип портов	тип N розетка
Динамический диапазон измерений	123 дБ тип.
Диапазон регулирования выходной мощности	от -55 до +10 дБ / мВт
Время измерения на одной частоте	24 мкс
Минимальный шаг установки частоты	1 Гц
Полоса измерительного фильтра	от 1 Гц до 70 кГц с шагом 1 / 1,5 / 2 / 3 / 5 / 7



Основные характеристики векторного анализатора цепей C1209, серия «Кобальт»:

Диапазон рабочих частот	от 0,1 МГц до 9,0 ГГц
Импеданс	50 Ω
Тип портов	тип N розетка
Динамический диапазон измерений	160 дБ тип.
Диапазон регулирования выходной мощности	от -60 до +15 дБ / мВт
Время измерения на одной частоте	10 мкс
Минимальный шаг установки частоты	1 Гц
Погрешность установки частоты	$\pm 5 \times 10^{-6}$
Полоса измерительного фильтра	от 1 Гц до 1 МГц с шагом 1 / 1,5 / 2 / 3 / 5 / 7

Рисунок 2.20 - Векторные анализаторы цепей.

Приведенные в начале данной главы результаты моделирования взаимодействия излучателей ЗУ и испытуемой АР позволяют сделать оценку требуемого динамического диапазона ИП, который должен составлять порядка 60-80 дБ. Таким требованиям удовлетворяет практически любой современный анализатор цепей. В процессе проведения измерений снижение степени зашумленности измерительной трассы, а следовательно расширение динамического диапазона ИП, может быть достигнуто путем уменьшения ширины полосы пропускания фильтра ПЧ, что в свою очередь приводит к увеличению времени измерения в каждой частотной точке. Приводимы в литературе справочные данные о динамической диапозоне ИП соответствуют, как правило, минимальной ширине полосы ПЧ приемных каналов.

Необходимо отметить, что по совокупности своих технических характеристик измерительные приборы отечественного и иностранного производства равнозначны. При построении ИИС, в силу доступности к применению в данный момент, был использован векторный анализатор цепей E5071C.

2.4.2 Программное обеспечение ИИС

Программное обеспечение ИИС системы условно может быть поделено на две части.

Первая часть обеспечивает функционирование устройства управления коммутаторами и представляет собой программу, выполняемую микроконтроллером устройства. Исполняемый код данной программы хранится во флэш памяти микроконтроллера и начинает выполняться сразу после подачи питания на микроконтроллер.

Проект программы реализован на языке программирования C в среде программирования MPLAB IDE фирмы Microchip. Проект предусматривает получение исполнительным устройством команд с внешнего управляющего компьютера через аппаратный интерфейс USB в режиме эмуляции

последовательного порта. Для осуществления обмена через интерфейс USB используются стандартные библиотеки поддержки, поставляемые фирмой Microsoft в составе среды программирования MPLAB IDE.

Исходный текст головной программы проекта на языке программирования C приведен в приложении Б.

При включении питания микроконтроллера выполняется инициализирующая часть программы, обеспечивающая сброс всех регистров-защелок устройства управления, тем самым формируя сигналы управления для отключения коммутаторов от излучателей ЗУ. На семи сегментном индикаторе платы индицируется «0». Далее программа переходит в режим ожидания ввода посылки через интерфейс USB.

Размер командного слова – 1 байт, содержащий номер включаемого коммутатора. При получении командного байта осуществляется сброс всех регистров-защелок, отключая ранее включенный коммутатор, после чего в соответствующий регистр-защелку записывается управляющий байт, включая коммутатор с требуемым номером. Номер включенного коммутатора выводится на индикатор. Командное слово, содержащее нулевое значение сбрасывает все коммутаторы.

На плате управления коммутаторами установлен разъем внутрисхемного программирования микроконтроллера ICSP (In-Circuit Serial Programming), таким образом прошивка управляющей программы может быть записана во флэш память микроконтроллера без его извлечения из платы управления, с использованием программатора Pickit 2.

Вторая часть программного обеспечения ИИС устанавливается на управляющей ПЭВМ, работающей под управлением ОС Windows.

Данная часть программного обеспечения состоит из головной программы ИСС, двух вспомогательных программ и пакета программ Keysight (Agilent) IO Libraries Suite, содержащего библиотеки, позволяющие осуществлять обмен данными с измерительными приборами как производства фирмы Keysight

(Agilent), так и с приборами сторонних производителей. Данный пакет программ является бесплатным и распространяется свободно.

IO Libraries Suite содержит в своем составе библиотеки для обмена с измерительными приборами SICL (Standard In/Out Control Library) и VISA (Virtual Instrument Software Architecture), реализованных в виде динамических библиотек ОС Windows. Библиотека SICL является эксклюзивной разработкой фирмы Keysight (Agilent). Библиотека VISA представляет собой широко используемый стандартизированный интерфейс ввода-вывода в области тестирования и измерений для управления приборами различных производителей. В IO Libraries Suite библиотека VISA работает «поверх» библиотеки SICL, преобразуя вызовы подпрограмм одной библиотеки в вызовы подпрограмм другой.

IO Libraries Suite обеспечивает возможность подключения ИП к управляющей ПЭВМ по различным стандартным аппаратным интерфейсам, таким, например, как локальная сеть, USB или устаревший ныне IEEE488 (GPIB, Канал Общего Пользования). После физического подключения ИП к ПЭВМ запускается программа Connection Expert, входящая в состав IO Libraries Suite, которая осуществляет поиск подкаченного прибора и присвоение ему символического имени для библиотек SICL и VISA. Пользовательская программа, работающая с ИП, открывает к нему доступ по его символическому имени, при этом решение задачи о физической организации обмена данными берет на себя используемая программой библиотека. Таким образом, изменение способа подключения ИП к ПЭВМ не затрагивает программы пользователя, а приводит только к смене символического имени прибора, которое может быть передано программе в качестве переменного параметра.

Головная программа ИИС для организации обмена с векторным анализатором цепей, входящим в ее состав, использует библиотеку SICL. Управление подключенным к ПЭВМ ИП осуществляется посредством передачи и приема управляющих команд, представляющих собой символные строки, использующие синтаксис языка управления SCPI (Standard Command of

Programmable Instruments). Подробный перечень команд для конкретного измерительного прибора содержится в руководстве по программированию (Programming Guide).

Управление переключением коммутаторов головной программой ИИС осуществляется посредством записи управляющего байта в виртуальный последовательный порт, связанный с устройством управления коммутаторами. Подключение к порту и обмен данными осуществляется посредством использования стандартных коммуникационных функций Windows, предназначенных для работы с последовательным портом. Программирование обмена с использованием коммуникационных функций подробно описано в литературе, например в [57].

Головная программа ИИС реализована в виде 32 разрядного оконного приложения Windows в системе программирования Delphi. Алгоритм ее работы [82] представлен на рисунке 2.21.

После запуска программа пытается прочесть файл с расширением .ini, содержащий значения переменных, определяющих состояние программы при предыдущем запуске, который находится в той же директории, что исполнимый файл программы.

После этого программа пытается открыть доступ к обмену с ИП, используя сохраненный ранее его символический адрес. В случае невозможности подключения к ИП выдается сообщение об ошибке. Далее программа сканирует свою рабочую директорию и находит все файлы с расширением .def, содержащие исходные параметры для проверки конкретных блоков/субблоков. Файл описания содержит индекс измеряемого блока, диапазон частот измерений и число частотных точек, число излучателей и диапазон номеров коммутаторов, участвующих в проверке, число реализаций (повторений измерений), ширину полосы ПЧ ИП, направление измерений коэффициента передачи, а также величины максимально допустимых отклонений результатов измерений по амплитуде и по фазе.

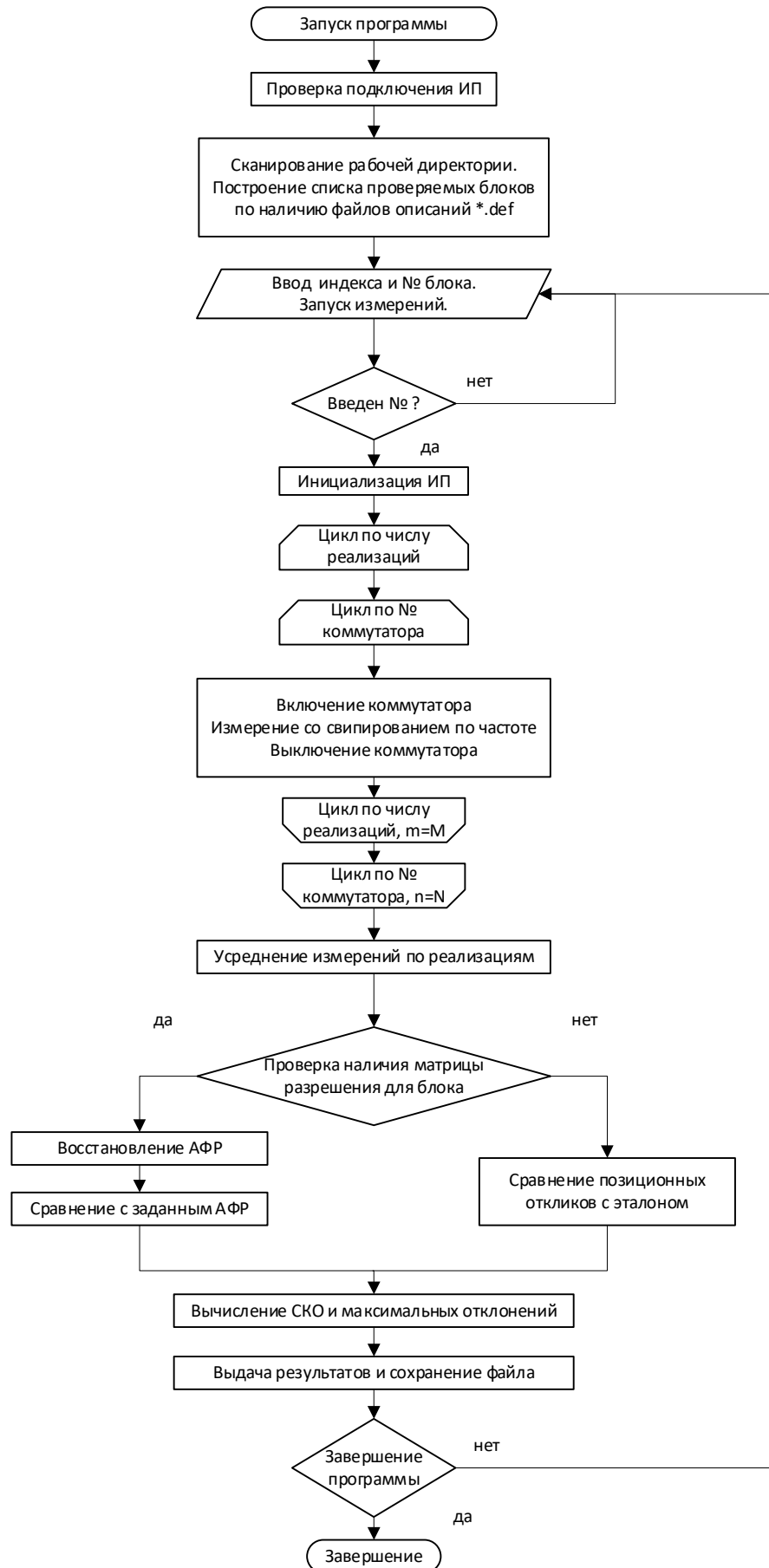
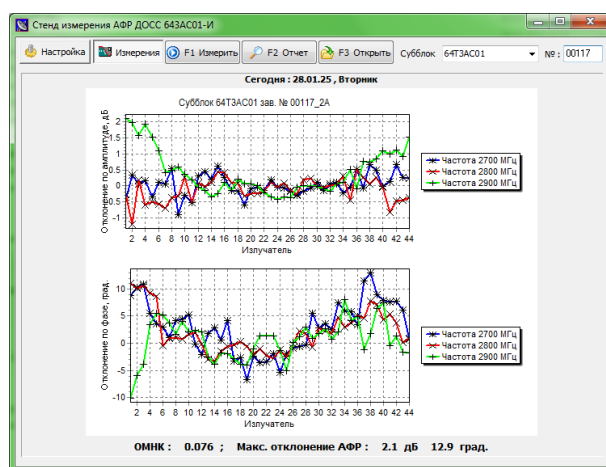
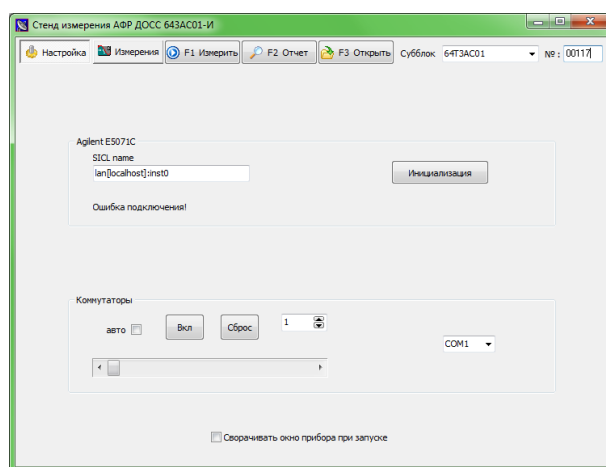


Рисунок 2.21 - Алгоритм работы головной программы ИИС

Индексы измеряемых блоков заносятся в раскрывающийся список меню, после чего на экране ПЭВМ открывается вкладка «Измерения» главного окна программы, рисунок 2.22а. Пользователь выбирает индекс блока, подлежащего проверке, после чего программа передает в ИП данные для начальной настройки прибора для измерений. После ввода в соответствующем окне заводского номера испытуемого блока пользователь программы может запустить измерения, нажав кнопку «Измерить».



а



б

Рисунок 2.22 - Окно головной программы ИИС с открытыми вкладками «Измерения» и «Настройка».

После этого программа выполняет циклический процесс измерений, в соответствии с алгоритмом, рисунок 2.21, считывая из ИП комплексные вектора частотных характеристик позиционных откликов, которые после завершения измерений усредняет по числу реализаций.

Для проведения обработки результатов измерений программа сканирует свой рабочий каталог на предмет поиска файла, содержащего матрицу разрешения для испытуемого блока. Имя файла совпадает с индексом испытуемого блока, а расширение - kmatr.

При наличии матрицы разрешения производится восстановление измеренного АФР путем решения СЛАУ методом Гаусса с выбором ведущего

элемента. В качестве матрицы системы используется матрица разрешения, а правая часть системы – измеренный вектор позиционных откликов.

Восстановленное АФР ДОС испытуемого блока сравнивается с заданным АФР, из файла с расширением afr, путем нормировки измеренного АФР к заданному и последующему вычислению СКО и максимальных отклонений по методике, изложенной в приложении В.

В случае отсутствия матрицы разрешения, сравнение результатов измерения позиционных откликов может быть сравнено с неким эталонным распределением, измеренным ранее для заведомо исправного блока, либо полученного путем статистического усреднения по партии ранее измеренных блоков, хранящегося в файле с расширением eth.

В случае отсутствия такого эталона, сравнение по умолчанию производится с синфазным равноамплитудным распределением.

После завершения измерений и их обработки программа автоматически производит запись результатов измерений на диск ПЭВМ, формируя имя файла из индекса блока и его заводского номера с расширением prn. Формат файла – структурированный массив математического редактора Mathcad.

По результатам измерений программа отображает в главном окне графики отклонения измеренного АФР от заданного (эталона) на крайних и средней частотах диапазона измерений и выдает максимальное значение СКО ОМНК и отклонений по амплитуде и фазе, рисунок 2.22а.

В случае выхода максимального значения СКО ОМНК и отклонений за допустимые для испытуемого блока границы их значения выделяются красным цветом.

Дополнительно программа позволяет вывести подробный отчет о результатах измерений в табличной и графической форме, который может быть распечатан на принтере. Пример формирования двухстраничного отчета об измерениях приведен на рисунке 2.23.

Головная программа ИИС имеет также дополнительную технологическую вкладку «Настройка», на полях которой может быть введено символическое имя

ИП в формате библиотеки SICL, а также указан виртуальный COM порт устройства управления коммутаторами и присутствует возможность ручного управления их включением.

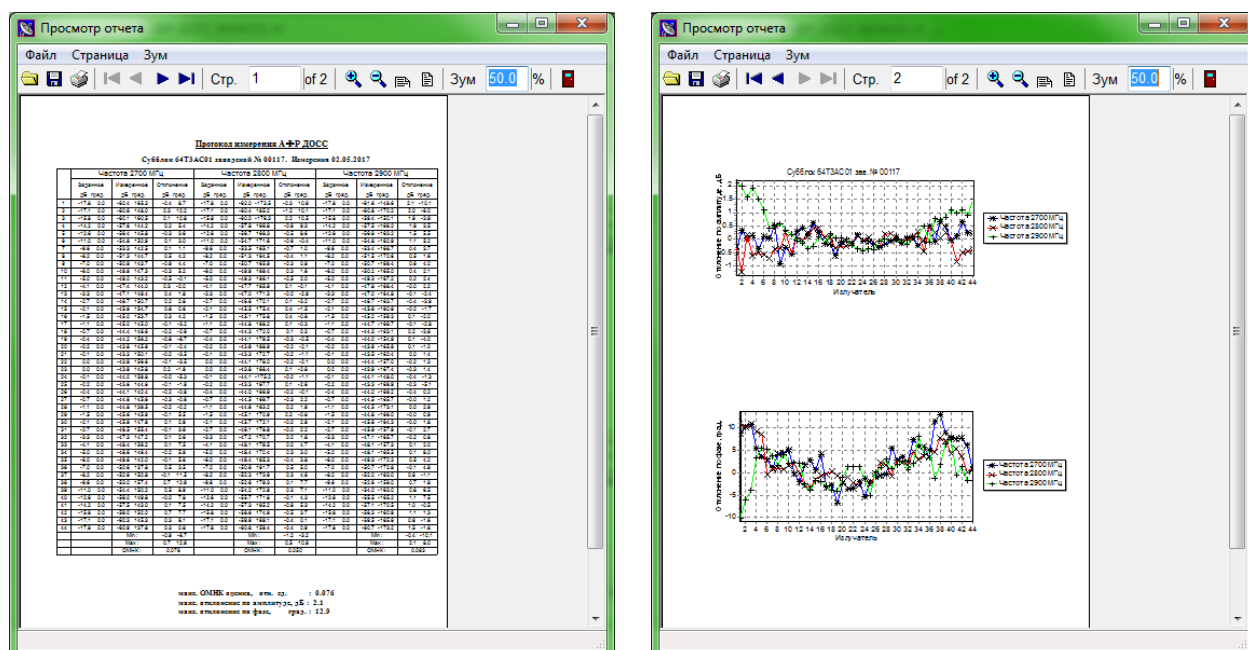


Рисунок 2.23 - Окно головной программы ИИС, содержащее отчет о результатах измерений.

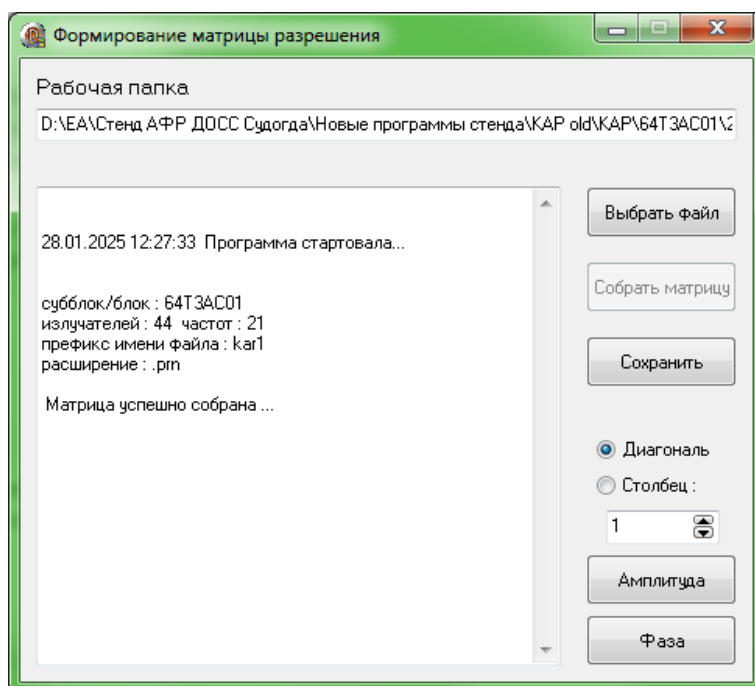


Рисунок 2.24 - Окно программы формирования файла матрицы разрешения.

В состав программного обеспечения ИИС дополнительно входят две вспомогательные программы.

Первая из них предназначена для формирования файла матрицы разрешения. Измерение матрицы разрешения производится при помощи головной программы ИИС. Для этого предварительно формируется файл описания с расширением `def` в который заносятся данные для инициализации ИП и номера используемых коммутаторов.

Вместо испытуемого блока на стенд устанавливается КАР, его заменяющая с присоединенными ко входам согласованными нагрузками. В процессе проведения измерений один из входов присоединяется к фидеру ИП, а его номер по порядку, 1,2,3 и т.д. вводится в окно программы, предназначенное для ввода номера блока. Все файлы с результатами измерений программа помещает в отдельный подкаталог.

После этого запускается программа формирования матрицы разрешения `Kmatr.exe`, вид главного окна которой приведен на рисунке 2.24. Для формирования файла матрицы разрешения необходимо нажать кнопку «Выбрать файл», при помощи стандартного диалога Windows выбирается один из файлов (любой) содержащий результаты измерений позиционных откликов. После этого необходимо нажать кнопку «Собрать матрицу» и программа считывает все необходимые файлы и сформирует матрицу разрешения, столбцами которой будут вектора позиционных откликов всех излучателей КАР. Записать матрицу на диск ПЭВМ можно нажав кнопку «Сохранить» и указав в диалоге путь записи файла и его имя. Кнопки «Амплитуда» и «Фаза» позволяют просмотреть графики сечений матрицы разрешения по главной диагонали или по столбцам.

Еще одной вспомогательной программой ИИС является программа усреднения результатов измерений `Average.exe`. Данная программа позволяет выбрать набор файлов позиционных откликов, содержащихся в одной директории, произвести их усреднение и сохранить в виде файла статистического эталона. Интерфейс этой программы интуитивно понятен и не требует дополнительных комментариев.

2.5 Выводы

1. Теоретически показано, что для ЛАР с диаграммой направленности в виде острого луча и для ЛАР с разностной диаграммой направленности, а также для двухканальной ЛАР с суммарно-разностными характеристиками, при направлении главного луча и/или нуля, находящемся в поперечной плоскости к линии излучателей, при большом числе излучающих элементов АФР комплексных амплитуд падающих волн в каналах излучателей определяется главным образом свойствами ДОС и слабо зависит от действующего коэффициента отражения излучателей.

2. Показано, что действующие коэффициенты отражения для большинства излучателей многоэлементной синфазной ЛАР одинаковы, исключая элементы близкие к ее краям. Для линейной ЛАР коллинеарных вибраторов краевые искажения практически полностью затухают в пределах 3-5 излучателей.

При построении измерительной установки АФР ЛАР, для минимизации влияния краевого эффекта на результаты измерений, целесообразно использовать окружение испытываемой ЛАР пассивными излучателями, нагруженными на согласованную нагрузку, число которых должно быть примерно равно протяженности краевой зоны ЛАР.

3. Установлено, что небольшая несинфазность выходов ДОС в составе ЛАР приводит к дополнительному искажению формируемого ей амплитудного распределения, величина которого пропорциональна действующему коэффициенту отражения излучателей ЛАР и коэффициентам отражения выходов ДОС. Для распределительной системы ДОС, построенной по неразвязанной схеме, выходы которой принципиально рассогласованы и связаны между собой, искажения амплитудного распределения имеют существенно большую величину, чем для развязанной схемы деления, выходы которой теоретически полностью согласованы и развязаны.

4. Построены эвристические модели развязанной и неразвязанной схем деления ДОС, на основе которых получены простые инженерные оценки искажений амплитудного распределения на выходах ДОС в зависимости от

несинфазности выходов ДОС и действующего коэффициента отражения на входе излучателей ЛАР. Полученные выражения пригодны для оценки влияния МЗУ на результаты измерения АФР в ближней зоне ЛАР при числе элементов МЗУ не менее числа элементов ЛАР. Даны численные примеры оценивания искажений и ошибок измерения АФР для ЛАР с развязанной и неразвязанной схемами деления.

5. Построена расчетная модель взаимодействия излучателей ЗУ и испытуемой АР, позволяющая по результатам численного эксперимента выбрать взаимное расположение и расстояние между излучателями в процессе эксперимента.

6. Установлено, что при боковом расположении зонда относительно испытуемой АР достигается лучшая избирательность зонда, чем при оппозитном расположении излучателей. Избирательность излучателя коммутируемого зонда практически не отличается от избирательности подвижного зонда.

7. Показано, что при боковом и оппозитном расположении излучателей может быть подобрано такое взаимное положение и расстояние между излучателями, чтобы величина КСВн испытуемого излучателя не превышала 1,5, а КСВн зонда не превышал 2.

8. Показано, что в процессе измерений КСВн и коэффициенты связи излучателей имеют слабую частотную зависимость.

9. Разработана структура ИИС. Определены все необходимые компоненты функциональной схемы ИИС и их назначение.

10. Определен состав аппаратного обеспечения ИИС.

11. Разработана принципиальная схема устройства управления коммутаторами и написана программа прошивки микроконтроллера, управляющего его работой.

12. Разработана структура программного обеспечения ИИС, определены функции его составных частей. Составлен алгоритм работы головной программы ИИС. Компоненты программного обеспечения реализованы в виде 32 разрядных приложений для операционной системы Windows.

3 Метрологическое обеспечение информационно-измерительной системы

3.1 Постановка задачи анализа погрешностей измерения и восстановления АФР ЛАР.

В данной части работы рассматривается анализ погрешностей измерения и восстановления комплексных амплитуд падающих волн в каналах излучателей испытуемой ЛАР при использовании для измерений установки с коммутируемым МЗУ с учетом результатов ее предварительной калибровки [87].

Рассматривается измерительная установка с МЗУ, функциональная схема которой приведена ранее на рисунке 2.18. На рисунке 3.1 дополнительно введены обозначения сечений измерительного тракта установки, которые будут использоваться при выводе приводимых ниже выражений.

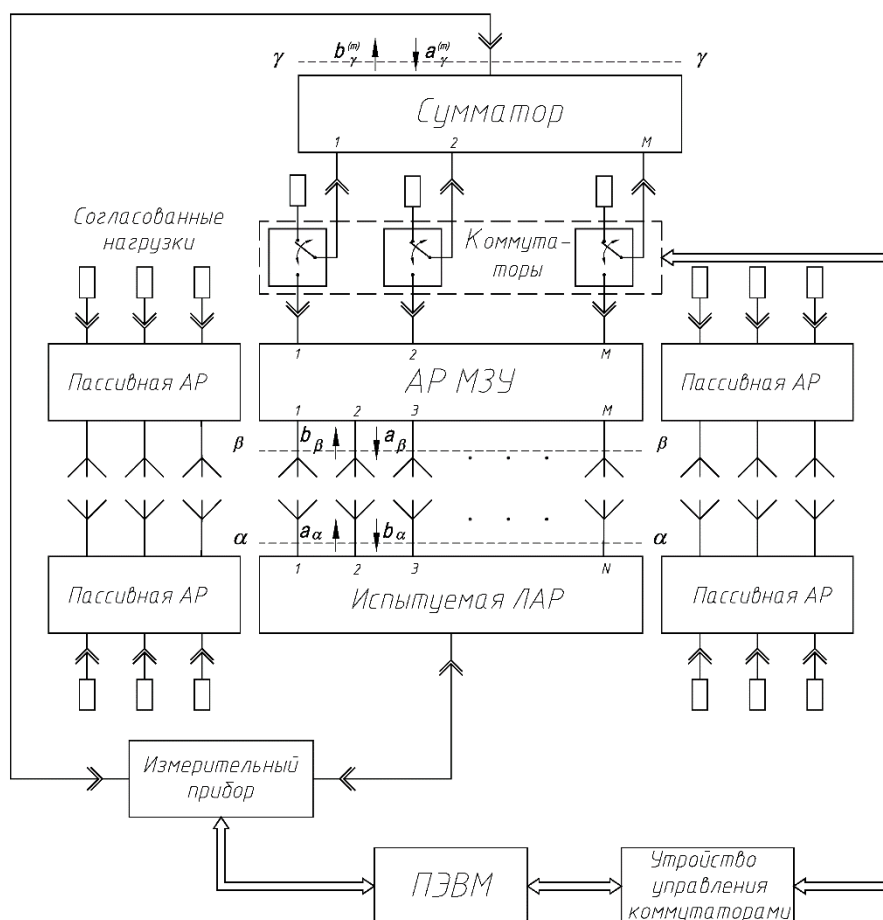


Рисунок. 3.1 - Функциональная схема измерительной установки

Испытуемая антенная решетка представляет собой ЛАР, с числом излучателей, равным N , и пассивной ДОС с одним входом. В качестве МЗУ также используется ЛАР, с числом излучателей, равным M , каждый из которых имеет свой внешний соединитель, подключаемый ко входу управляемого коммутатора, к выходу которого подключается вход синфазного равноамплитудного сумматора. Построенная таким образом схема коммутации обеспечивает подключение одного из излучателей МЗУ ко входу измерительного прибора (ИП), в качестве которого может быть использован векторный анализатор цепей в режиме измерения коэффициента передачи. Второй вход ИП, связанный с генератором зондирующего сигнала, подключается ко входу ДОС испытуемой ЛАР.

Управление коммутаторами и ИП осуществляется управляющей ПЭВМ при помощи прикладного программного обеспечения измерительной установки.

Для уменьшения влияния краевых эффектов антенных решеток на результаты измерения АФР испытуемой ЛАР используется окружение испытуемой ЛАР и МЗУ пассивными излучателями, нагруженными на согласованную нагрузку, число которых должно быть примерно равно протяженности краевой зоны ЛАР, и не превышает обычно $3 \div 5$ излучателей [56].

Последовательно выполняя коммутацию излучателей МЗУ с номерами m , где $m=1,2,..M$ измеряют комплексные амплитуды падающих волн $b_{\gamma}^{(m)}$ в сечении $\gamma-\gamma$, рисунок 3.1. По результатам серии из M измерений необходимо восстановить вектор комплексных амплитуд в каналах излучателей испытуемой ЛАР a_{α} в сечении $\alpha-\alpha$.

Измеренные значения комплексных амплитуд связаны с АФР, формируемого ДОС следующим уравнением

$$b_{\gamma}^{(m)} = K_{m1} \cdot a_{\alpha}^{(1)} + K_{m2} \cdot a_{\alpha}^{(2)} + \dots + K_{mN} \cdot a_{\alpha}^{(N)}, \quad (3.1)$$

где K_{mn} – комплексный коэффициент передачи тракта измерительной установки от канала излучателя n в сечении $\alpha-\alpha$ до сечения $\gamma-\gamma$ при включенном коммутаторе в канале m МЗУ.

Тогда вектор искомого АФР ДОС связан с измеренным вектором откликов МЗУ системой линейных уравнений [52]

$$\mathbf{b}_\gamma = \mathbf{K} \cdot \mathbf{a}_\alpha, \quad (3.2)$$

где $\mathbf{K}$ – матрица комплексных коэффициентов, размерности $M \times N$, которую в дальнейшем будем называть матрицей разрешения.

При совпадении числа излучателей испытуемой ЛАР и МЗУ ($N=M$) решение уравнения (3.2) имеет вид

$$\mathbf{a}_\alpha = \mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{b}_\gamma. \quad (3.3)$$

Если число излучателей МЗУ превышает число излучателей ЛАР ($M > N$), то система уравнений (3.2) будет переопределенной. Известно [31,47], что в данном случае оптимальным решением уравнения (3.2), обеспечивающим минимум среднеквадратической погрешности восстановления АФР ДОС, является нормальное псевдорешение

$$\mathbf{a}_\alpha = (\mathbf{K}^h \cdot \mathbf{K})^{-1} \cdot \mathbf{K}^h \cdot \mathbf{b}_\gamma, \quad (3.4)$$

где $()^h$ - операция эрмитова сопряжения.

Таким образом, для решения системы уравнений (3.2), требуется проведение предварительной калибровки измерительной установки, заключающейся в нахождении коэффициентов матрицы разрешения.

В работах [51,52] был использован подход к нахождению коэффициентов матрицы разрешения, с учетом взаимодействия излучателей ЛАР и ЗУ в сечениях $\alpha - \alpha$ и $\beta - \beta$, рисунок 3.1, с использованием метода наведенных ЭДС, при условии что излучатель зонда является минимально рассеивающей антенной. К классу таких антенн относят электрически короткий диполь и с определенным приближением тонкий полуволновой вибратор [58].

Современные САПР электродинамического уровня, такие например, как CST Studio Suite или HFSS, позволяют рассчитать матрицу рассеяния, описывающую взаимодействие излучателей ЛАР и МЗУ в сечениях $\alpha - \alpha$ и $\beta - \beta$.

Однако, подход, связанный с расчетным определением коэффициентов матрицы разрешения не позволяет учесть технологического разброса параметров излучателей МЗУ при их изготовлении, и разброса электрической длины путей

разветвленного измерительного тракта между сечениями $\beta - \beta$ и $\gamma - \gamma$, рисунок 3.1.

На практике, для выполнения калибровки измерительной системы, наиболее удобным оказался способ, предложенный в патенте [48].

Калибровка измерительной системы осуществляется путем измерения откликов зонда на возбуждение одного из излучателей специально изготовленной калибровочной антенной решетки (КАР), представляющей собой набор излучателей, аналогичных излучателям испытываемой ЛАР, каждый из которых имеет свой независимый вход, подключенный к внешнему соединителю. Каждый из входов КАР последовательно подключается к измерительному прибору, который измеряет комплексные амплитуды откликов зонда на возбуждение излучателя КАР при всех возможных подключениях излучателей МЗУ. Не используемые в процессе измерений входы КАР нагружаются на согласованные нагрузки. По результатам калибровочных измерений формируется матрица разрешения, столбцами которой являются вектора комплексных амплитуд откликов излучателей зонда. При этом автоматически учитывается амплитудно-фазочастотная характеристика каждого канала разветвленного измерительного тракта между сечениями $\beta - \beta$ и $\gamma - \gamma$.

3.2 Оценка погрешности измерения АФР ДОС по откликам коммутируемой системы зондов

3.2.1 Общие соотношения

Процесс косвенных измерений АФР ДОС описывается системой линейных уравнений (3.2).

Нормированная среднеквадратическая погрешность измерения АФР, т.е. решения системы уравнений (3.2) при неточных данных оценивается как [59,60]

$$\delta \leq \kappa \cdot \delta_b + \Delta, \quad (3.5)$$

где

$$\kappa = \|\mathbf{K}\|_2 \cdot \|\mathbf{K}^{-1}\|_2 \quad (3.6)$$

– число обусловленности матрицы разрешения,

$$\delta_b = \frac{\|\Delta \mathbf{b}\|}{\|\mathbf{b}_0\|} \quad (3.7)$$

– относительная погрешность измерений вектора откликов $\mathbf{b}$, а

$$\Delta = \frac{\|\mathbf{K}_0^{-1} \cdot \Delta \mathbf{K} \cdot \mathbf{a}\|_2}{\|\mathbf{a}\|} \quad (3.8)$$

– относительная погрешность измерения вектора АФР $\mathbf{a}$, связанная с неточностью матрицы разрешения.

Ошибку (3.8) можно оценить сверху [60]

$$\Delta \leq \kappa \frac{\|\Delta \mathbf{K}\|_2}{\|\mathbf{K}_0\|_2} = \kappa \delta_K \quad . \quad (3.9)$$

В приведенных выражениях обозначение $\mathbf{K}_0$ соответствует матрице разрешения без ошибок; $\mathbf{b}_0$ - измеренный вектор откликов зонда без ошибок; $\Delta \mathbf{K}$ и $\Delta \mathbf{b}$ - ошибки измерений соответствующих матрицы и вектора.

В качестве матричной нормы $\|\mathbf{K}\|_2$ будем использовать спектральную норму, поскольку она является минимальной нормой для эвклидовой векторной нормы, описывающей среднеквадратические отклонения векторов.

Приведенные выше выражения (3.6), (3.8), (3.9) справедливы для решения (3.3), когда число излучателей испытуемой ЛАР равно числу излучателей МЗУ ($N=M$). Для случая псевдорешения (3.4), при $M>N$, вместо матрицы разрешения $\mathbf{K}$, здесь и далее, во всех выражениях, необходимо использовать произведение $\mathbf{K}^h \cdot \mathbf{K}$.

3.2.2 Ошибки хорошо обусловленной матрицы разрешения

Некоторые ошибки матрицы разрешения можно считать существенными только для диагональных коэффициентов матрицы $\mathbf{K}$, а их влиянием на остальные коэффициенты, которые можно считать малыми, пренебречь. Тогда ошибка матрицы разрешения может быть записана в виде диагональной матрицы

$$\Delta \mathbf{K} = \text{diag} \{ \Delta K_n \} \quad . \quad (3.10)$$

Спектральная норма (3.10) – квадратный корень из наибольшего сингулярного числа [60], для определения которого найдем

$$\Delta \mathbf{K}^h \cdot \Delta \mathbf{K} = \text{diag} \left\{ |\Delta K_n|^2 \right\} \quad , \quad (3.11)$$

откуда

$$\|\Delta \mathbf{K}\|_2 = \max_n (|\Delta K_n|) \quad , \quad (3.12)$$

$$\delta_K = \frac{\|\Delta \mathbf{K}\|_2}{\|\mathbf{K}_0\|_2} = \frac{\max_n (|\Delta K_n|)}{\|\mathbf{K}_0\|_2} \quad . \quad (3.13)$$

3.2.3 Случайные ошибки матрицы разрешения

В некоторых случаях погрешности элементов матрицы разрешения можно считать случайными независимыми величинами. Если считать, что среднее значение этих погрешностей равно нулю, а дисперсию обозначить σ_{nm} , то среднее значение произведения матриц

$$\overline{\Delta \mathbf{K}^h \cdot \Delta \mathbf{K}} = \left\{ \sum_{k=1}^N \overline{\Delta K_{k,n}^* \cdot \Delta K_{k,m}} \right\} = \text{diag} \left\{ \sum_{k=1}^N \sigma_{kn}^2 \right\} . \quad (3.14)$$

В результате, оценивая относительную среднеквадратическую погрешность по средней матрице (3.11), получим

$$\delta_K = \frac{\max_n \left(\sqrt{\sum_{k=1}^N \sigma_{kn}^2} \right)}{\|\mathbf{K}_0\|_2} \quad . \quad (3.15)$$

Если все дисперсии компонент одинаковы и равны σ , то

$$\delta_K = \frac{\sigma \sqrt{N}}{\|\mathbf{K}_0\|_2} \quad . \quad (3.16)$$

Если все дисперсии компонент пропорциональны амплитуде коэффициента без ошибок: $\sigma_{nm} = |K_{nm}^{(0)}| \sigma$, то

$$\delta_K = \frac{\sigma \sqrt{\max_n \left(\sum_m |K_{mn}^{(0)}|^2 \right)}}{\|\mathbf{K}_0\|_2} \quad . \quad (3.17)$$

Для оценки (3.8) аналогично получим для одинаковых дисперсий ошибок

$$\Delta = \sigma \sqrt{\frac{\mathbf{a}^h \cdot (\mathbf{K}_0 \cdot \mathbf{K}_0^h)^{-1} \cdot \mathbf{a}}{\mathbf{a}^h \cdot \mathbf{a}}} \quad . \quad (3.18)$$

Если сам измеряемый вектор АФР $\mathbf{a}$ считать отличающимся случайным образом от вектора заданного АФР $\mathbf{a}_0$ с нормированным СКО независимых компонент δ_a , то усредняя Δ^2 , получим оценку:

$$\Delta = \sigma \sqrt{\delta_a^2 + \frac{\mathbf{a}_0^h \cdot (\mathbf{K}_0 \cdot \mathbf{K}_0^h)^{-1} \cdot \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^h \cdot \mathbf{a}_0}} . \quad (3.19)$$

3.3 Оценка составляющих погрешности измерения АФР ЛАР

Перечень составляющих погрешностей измерений, характерных для рассматриваемой измерительной установки, приведен в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Составляющие погрешности измерений

Погрешности прямых измерений	Методические погрешности
- Погрешность измерительного прибора - Погрешность, связанная с неповторяемостью переключений коммутаторов - Погрешность, связанная с неидеальностью развязки коммутаторов - Погрешность, связанная с неточностью установки ЛАР	Погрешность матрицы разрешения: - погрешность измерительного прибора; - погрешность, связанная с неповторяемостью переключений коммутаторов; - погрешность, связанная с неидеальностью развязки коммутаторов; - погрешность, связанная с неточностью установки калибровочной решетки; - погрешность, связанная с неидентичностью излучателей в калибровочной решетке; - погрешность, связанная с изгибом измерительного фидера при измерениях; Погрешность, связанная с расположением ЛАР не в составе ФАР, а в измерительной установке

При выводе соотношений для всех оценок погрешностей в данном разделе предполагается, что коммутируемые каналы измерительной установки имеют примерно одинаковые коэффициенты передачи, либо в результаты измерений внесены поправочные коэффициенты, компенсирующие разброс коэффициентов передачи каналов.

3.3.1 Погрешности прямых измерений

Погрешность измерительного прибора

Определяется по паспортным данным прибора. Если приведена максимальная ошибка, СКО определяется как 1/2 максимальной. Ошибки амплитуды и фазы суммируются по формуле

$$\delta_1 = \sqrt{\sigma_a^2 + \sigma_\varphi^2} \quad , \quad (3.20)$$

где σ_a – СКО амплитудной ошибки в отн. ед. напряжения; σ_φ – СКО фазовой ошибки, рад.

Погрешность, связанная с не повторяемостью переключений коммутаторов

Определяется путем многократного измерения АФР и определения среднего по излучателям относительных СКО измеренных значений комплексных амплитуд, а именно:

$$\delta_2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \delta_m \quad , \quad (3.21)$$

где M – число излучателей МЗУ,

$$\delta_m = \frac{\sigma_m}{\overline{b_m}} \quad , \quad (3.22)$$

$$\overline{b_m} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q b_m^{(q)} \quad (3.23)$$

– оценка среднего значения комплексных амплитуд, измеренных измеренного в канале МЗУ с номером m ; Q – число измерений;

$$\sigma_m^2 = \frac{1}{Q-1} \sum_{q=1}^Q \left| b_m^{(q)} - \overline{b_m} \right|^2 \quad , \quad (3.24)$$

– оценка дисперсии комплексной амплитуды для m -го излучателя МЗУ.

Погрешность, связанная с неидеальностью развязки коммутаторов

Оценивается по измеренной величине сигнала при полностью закрытых коммутаторах $b_{\text{зап}}$

$$\delta_3 = \frac{|b_{\text{зап}}|}{\sum_{m=1}^M |b_m|} \quad , \quad (3.25)$$

где $|b_m|$ – амплитуды сигналов, измеренные для m -го излучателя МЗУ.

Погрешность, связанная с неточностью установки ЛАР

Данная составляющая погрешности сводится к не повторяемости установки ЛАР на рабочий стол измерительной установки. Если зазор между крепежным отверстием в ЛАР и штырем-ловителем на рабочем столе составляет Δ , то максимальная фазовая погрешность составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot \Delta}{\lambda} \quad , \quad (3.26)$$

где λ – рабочая длина волны.

Оценка максимальной погрешности, вносимой в СКО АФР при равномерном распределении ЛАР, заведомо превышающей погрешность при спадающем распределении

$$\delta_4 = \frac{\Delta\varphi}{2\sqrt{3}} \quad . \quad (3.27)$$

Суммарная погрешность измерений вектора откликов

$$\delta_b = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \delta_i^2} \quad . \quad (3.28)$$

3.3.3 Погрешность матрицы разрешения

Погрешность измерительного прибора определяется по формуле (3.20).

Погрешность, связанная с не повторяемостью переключений коммутаторов

При случайных, независимых, имеющих нулевое среднее значение и дисперсию $\sigma_2^2 |K_{nm}^{(0)}|^2$ компонентах матрицы погрешностей

$$\delta_{K2} = \frac{\sigma_2 \sqrt{\max_n \left(\sum_m |K_{mn}^{(0)}|^2 \right)}}{\|\mathbf{K}_0\|_2} . \quad (3.29)$$

где σ_2 определяется (3.21), для всех или нескольких представительных входов калибровочной решетки и усредняется. В качестве $b_n^{(q)}$ в (3.22) - (3.24) используются коэффициенты разрешения. При числе повторных измерений матрицы разрешения Q , данная погрешность должна быть дополнительно уменьшена в $Q^{1/2}$ раз.

Погрешность, связанная с неидеальностью развязки коммутаторов

Оценивается как

$$\delta_{K3} = \sqrt{N} \sigma_3 , \quad (3.30)$$

где

$$\sigma_3 = \frac{|b_{\text{зап}}|}{|b_0|} , \quad (3.31)$$

$|b_0|$ – амплитуда сигнала при открытом коммутаторе, $|b_{\text{зап}}|$ – при закрытых коммутаторах. Измерения выполняются для нескольких входов калибровочной решетки и соответствующих им включенных зондов и усредняется.

Погрешность, связанная с неточностью установки калибровочной решетки

$$\delta_{K4} = \frac{\Delta\varphi}{\left\| \mathbf{K}_0 / \max_n |K_{nn}^{(0)}| \right\|_2} , \quad (3.32)$$

где $\Delta\varphi$ определяется по формуле (3.26).

Погрешность, связанная с неидентичностью излучателей в калибровочной решетке

Оценивается по измеренным собственным коэффициентам отражения на входах калибровочной решетки S_{nn} по формуле

$$\delta_{K5} = \frac{\sigma_5}{\left\| \mathbf{K}_0 / \max_n |K_{nn}^{(0)}| \right\|_2} . \quad (3.33)$$

$$\sigma_5 = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(|S_{nn}|^2 - |\overline{S_{nn}}|^2 \right)} , \quad (3.34)$$

$$\overline{S_{nn}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S_{nn} \quad . \quad (3.35)$$

Погрешность, связанная с изгибом измерительного фидера при измерениях

Оценивается по формуле (3.32), где $\Delta\varphi$ – измеренное максимальное изменение фазы коэффициента передачи соединенных напрямую измерительных фидеров при их переносе от первого до последнего входов КАР.

Суммарная погрешность измерения матрицы разрешения

$$\delta_K = \sqrt{\sum_{i=1}^6 \delta_{Ki}^2} \quad . \quad (3.36)$$

При этом вместо идеальной матрицы разрешения в соотношениях (3.11), (3.12) может быть использована измеренная матрица.

3.3.3 Погрешность, связанная с расположением ЛАР не в составе ФАР, а в измерительной установке

Данная погрешность может быть оценена по изменению действующего коэффициента отражения на входе излучателей ЛАР в составе ФАР и в составе измерительной установки. Подробный анализ данной составляющей погрешности приведен в разделе 3.5.

$$\delta_m = |\Delta\Gamma| \cdot \sigma_\varphi \cdot s \quad , \quad (3.37)$$

где $|\Delta\Gamma|$ – изменение действующего коэффициента отражения; σ_φ – СКО фазового распределения ДОС от синфазного;

$$s \cong \sqrt{\left| (S_{\alpha\alpha})_{nn} \right|^2 + 2 \left| (S_{\alpha\alpha})_{n(n-1)} \right|^2} \quad , \quad (3.38)$$

$\left| (S_{\alpha\alpha})_{nn} \right|$ – коэффициент отражения от ДОС ЛАР со стороны излучателя;

$\left| (S_{\alpha\alpha})_{n(n-1)} \right|$ – коэффициент связи выходов ДОС ЛАР.

Если коэффициент отражения на входе излучателей ДОС в составе ФАР не превышает $|\Gamma_a|$, а в составе измерительной установки – $|\Gamma_{mes}|$, то

$$|\Delta\Gamma| \leq |\Gamma_a| + |\Gamma_{mes}| \quad . \quad (3.39)$$

3.3.4 Суммарная погрешность измерений

Нормированная среднеквадратическая погрешность измерения АФР оценивается, с учетом (3.5), как

$$\delta \leq \kappa \cdot (\delta_b + \delta_K) + \delta_m, \quad (3.40)$$

где κ – число обусловленности матрицы разрешения, которое может быть определено по измеренной матрице разрешения, δ_b – погрешность измерений вектора откликов (3.28), δ_K – погрешность измерения матрицы разрешения (3.36), δ_m – методическая погрешность, связанная с измерением АФР ДОС вне ФАР (3.37).

Оценка (36) справедлива для любых измеряемых АФР, в том числе с отказами на выходах ДОС. Для АФР, не сильно от них уклоняющихся от заданного при разработке ДОС ЛАР распределения, можно использовать более тонкую оценку для некоторых составляющих δ_K , а именно

$$\delta_{Ki} = \frac{\sigma_i}{\kappa} \sqrt{\delta_{зад}^2 + \frac{\mathbf{a}_0^h \cdot (\mathbf{K} \cdot \mathbf{K}^h)^{-1} \cdot \mathbf{a}_0}{|\mathbf{a}_0|^2}}, \quad i = 2, 3 \quad (3.41)$$

где $\mathbf{a}_0$ – вектор заданного АФР ДОС, а $\delta_{зад}$ – допустимое СКО измеренного АФР от заданного.

3.4 Погрешности измерений за счет влияния внешнего окружения ДОС

Общие соотношения. Рассмотрим антенную решетку с ДОС, рисунок 3.2.

Матрица рассеяния ДОС $\mathbf{S}_{\text{BFN}}$ может быть представлена в блочном виде, удобном для объединения ее с матрицей рассеяния антенной решетки $\mathbf{S}$:

$$\mathbf{S}_{\text{BFN}} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha} & \mathbf{S}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha} & \mathbf{S}_{\beta\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Индексы α и β относятся к референсным сечениям фидерных линий, показанным на рисунке 3.2.

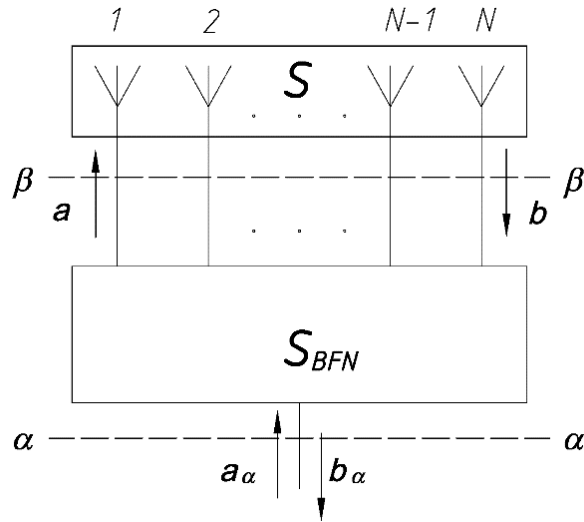


Рисунок 3.2 - Схема антенной решетки с ДОС

АФР на входах излучателей антенной решетки [6]

$$\mathbf{a} = (\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\alpha} \mathbf{a}_\alpha. \quad (3.43)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

При большом числе излучателей остронаправленной антенной решетки с одним входом ($\mathbf{a}_\alpha = 1$) для большей части излучателей можно считать, что $\mathbf{S} = \Gamma \mathbf{I}$, где Γ – действующий коэффициент отражения:

$$\mathbf{a} = (\mathbf{I} - \Gamma \mathbf{S}_{\beta\beta})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\alpha}. \quad (3.44)$$

В случае хорошо согласованных и развязанных излучателей можно разложить первый сомножитель (44) в ряд Тейлора и ограничиться линейным приближением:

$$\mathbf{a} \cong (\mathbf{I} + \Gamma \mathbf{S}_{\beta\beta}) \mathbf{S}_{\beta\alpha}. \quad (3.45)$$

Выражение (3.45) имеет более высокую точность для практически развязанной и согласованной ДОС, поскольку в этом случае $\|\mathbf{S}_{\beta\beta}\| \ll 1$.

Влияние отсутствия окружения ФАР. Матрица рассеяния решетки излучателей ДОС в составе многоэлементной ФАР и вне ее могут считаться приближенно одинаковыми. Влияние соседних ДОС в составе ФАР сводится в основном к возбуждению на входах излучателей волн, затекающих от соседних ДОС. Распределение этих волн по входам излучателей ДОС повторяет по форме

АФР падающих волн ДОС и сводится, таким образом, к изменению действующего коэффициента отражения.

Влияние решетки зондов. При измерении АФР ДОС с помощью периодической решетки зондов с числом излучателей не менее числа излучателей ДОС и одинаковом шаге излучателей и зондов влияние решетки зондов также приближенно сводится к изменению действующего коэффициента отражения на входе излучателей ДОС.

В обоих случаях изменение АФР приближенно описывается формулой, вытекающей из (3.45):

$$\Delta a \cong \Delta \Gamma \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\beta\alpha} . \quad (3.46)$$

где $\Delta \Gamma$ – изменение действующего коэффициента отражения на входе излучателей.

Рассмотрим теперь случай ДОС с малыми отклонениями от синфазности, обусловленными случайными факторами. В этом случае

$$\mathbf{S}_{\beta\alpha} \cong \mathbf{S}_{\beta\alpha}^0 + j\Phi \mathbf{S}_{\beta\alpha}^0 , \quad (47)$$

где

$$\Phi = \text{diag}\{\Delta\varphi_n\} \quad (48)$$

– диагональная матрица отклонений фазы,

$\mathbf{S}_{\beta\alpha}^0$ – вектор коэффициентов передачи ДОС без фазовых ошибок.

Изменением выходного блока матрицы рассеяния ДОС при наличии небольших отклонениях фазы можно пренебречь. В этом случае из (3.46), (3.47)

$$\Delta a \cong \Delta \Gamma \mathbf{S}_{\beta\beta} (\mathbf{I} + j\Phi) \mathbf{S}_{\beta\alpha}^0 . \quad (3.49)$$

Будем считать, отклонения фазы – некоррелированные между собой случайные величины с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_φ . Тогда дисперсия вектора

$$\sigma_a^2 \cong |\Delta \Gamma|^2 \mathbf{S}_{\beta\alpha}^{0+} \Phi \mathbf{S}_{\beta\beta}^+ \mathbf{S}_{\beta\beta} \Phi \mathbf{S}_{\beta\alpha}^0 = |\Delta \Gamma|^2 \sigma_\varphi^2 \mathbf{S}_{\beta\alpha}^{0+} \text{diag}\{(\mathbf{S}_{\beta\beta}^+ \mathbf{S}_{\beta\beta})_{nn}\} \mathbf{S}_{\beta\alpha}^0 . \quad (3.50)$$

Коэффициенты диагональной матрицы

$$s_n^2 = (\mathbf{S}_{\beta\beta}^+ \mathbf{S}_{\beta\beta})_{nn} = \sum_k |(\mathbf{S}_{\beta\beta})_{kn}|^2 \quad (3.51)$$

представляют собой суммы квадратов модулей коэффициентов отражения и связи выходов ДОС, которые для оценки дисперсии вектора **a** могут считаться одинаковыми для всех выходов: $s_n = s$. Тогда,

$$\sigma_a^2 \approx |\Delta\Gamma|^2 \sigma_\varphi^2 s^2 \mathbf{S}_{\beta\alpha}^+ \mathbf{S}_{\beta\alpha} = |\Delta\Gamma|^2 \sigma_\varphi^2 s^2 |\mathbf{S}_{\beta\alpha}|^2. \quad (3.52)$$

Отсюда, относительное СКО вектора **a**

$$\delta_a = \frac{\sigma_a}{|\mathbf{S}_{\beta\alpha}|} \approx |\Delta\Gamma| \sigma_\varphi s. \quad (3.53)$$

Пример. Изменение действующего коэффициента отражения $|\Delta\Gamma| = 0,15$; СКО фазы – 0,7 от заданного относительного СКО отклонения АФР $\delta_{\text{зад}} = 0,1$: $\sigma_\varphi = \delta_{\text{зад}} / \sqrt{2} = 0,07$; коэффициент отражения от выходов ДОС $|(S_{\beta\beta})_{nn}| \leq 0,15$; коэффициент связи соседних выходов ДОС $|(S_{\beta\beta})_{n(n-1)}| \leq 0,12$.

$$s \approx \sqrt{|(S_{\beta\beta})_{nn}|^2 + 2|(S_{\beta\beta})_{n(n-1)}|^2} = \sqrt{0,15^2 + 2 \cdot 0,12^2} \cong 0,23$$

$$\delta_a = 0,15 \cdot 0,07 \cdot 0,23 = 2,4 \times 10^{-3} \ll \delta_{\text{зад}} = 0,1.$$

3.3 Пример численной оценки погрешности измерений

Ниже приводятся результаты численной оценки погрешности измерения АФР ЛАР S-диапазона частот, состоящей из 20 директорных излучателей, изготовленной по технологии большеразмерных печатных схем [3], ДОС которой формирует синфазное, спадающее амплитудное распределение с уровнем на краю минус 18,8 дБ.

Измерения выполнялись на измерительной установке с МЗУ, содержащим 20 вибраторных излучателей, расположенных с тем же шагом, что и излучатели испытуемой ЛАР.

Внешний вид измерительной установки и взаимное положение ЛАР и МЗУ приведены на рисунке 3.3.



а



б

Рисунок 3.3 - Внешний вид измерительной установки (а); размещение испытуемой ЛАР (слева) и решетки зондов с пассивным окружением на рабочем столе (б)

Численная оценка погрешности прямых измерений

Оценка погрешности измерительного прибора

вычислялась по формуле (3.20). СКО амплитудной и фазовой ошибки измерительного прибора брались равными $\sigma_a=0,05$ дБ и $\sigma_\varphi=0,3^\circ$.

Оценка погрешности прибора: $\delta_1=7,8 \times 10^{-3}$.

Оценка погрешности, связанная с неповторимостью переключения коммутаторов

проводилась по формулам (3.22)-(3.24) при десятикратном измерении вектора откликов ДОС.

Значение оценки: $\delta_2=4,065 \times 10^{-3}$.

Оценка погрешности, связанная с неидеальностью развязки коммутаторов

производилась по формуле (3.25). Величина сигнала при закрытых pin-диодных коммутаторах, по результатам измерений на стенде, принималась равной минус 84 дБ.

Значение оценки: $\delta_3=2 \times 10^{-5}$.

Оценка погрешности, связанная с неточностью установки ДОС

проводилась по формулам (3.26)-(3.27). Диаметр посадочного отверстия в ЛАР принимался равным 8 мм, диаметр посадочного штыря-ловителя на рабочем столе стенда – 7,5 мм.

Значение оценки: $\delta_4=4,24 \times 10^{-3}$.

Оценка суммарной погрешности прямых измерений вектора откликов производилась по формуле (3.28).

Значение оценки: $\delta_b=9,76 \times 10^{-3}$.

Численная оценка погрешности матрицы разрешения

Составляющая, связанная с погрешностью измерительного прибора принята равной: $\delta_{K1}=7,8 \times 10^{-3}$.

Оценка погрешности, связанная с неповторимостью переключения коммутаторов

проводилась по формуле (3.29) при пятикратном повторении измерений для 6-ти центральных излучателей КАР (с 8-го по 13-й).

Значение оценки: $\delta_{K2}=1,19 \times 10^{-4}$.

Оценка погрешности, связанная с не идеальностью развязки коммутаторов

производилась по формулам (3.30)-(3.31). Величина сигнала при закрытых коммутаторах, по результатам измерений на стенде, принималась равной минус 90 дБ. Величина сигнала при открытых коммутаторах определялась путем усреднения измерений для 6-ти центральных излучателей КАР при пятикратном повторении измерений.

Значение оценки: $\delta_{K3}=6,44 \times 10^{-4}$.

Оценка погрешности, связанная с неточностью установки КАР

проводилась по формулам (3.26), (3.32). Диаметр посадочного отверстия в КАР принимался равным 8 мм, диаметр посадочного штыря-ловителя стенда – 7,5 мм.

Значение оценки: $\delta_{K4}=3,63 \times 10^{-3}$.

Оценка погрешности, связанная не идентичностью излучателей КАР

производилась по результатам однократных измерений собственных коэффициентов отражения всех излучателей КАР.

Вычисление оценки производилась двумя способами:

по формулам (3.33) - (3.35) значение оценки: $\delta_{K5}=1,8 \times 10^{-2}$;

по формулам (3.41), (3.34), (3.35) значение оценки: $\delta_{K5}=1,6 \times 10^{-3}$.

В последнем случае допустимое СКО отклонения измеренного АФР от заданного принималось равным 0,1.

Оценка погрешности, связанная с изгибом измерительного фидера

проводилась по формуле (32). Измеренное максимальное изменение фазы при переносе замкнутых измерительных фидеров вдоль КАР не превышало $0,3^\circ$.

Значение оценки: $\delta_{K6}=4,5 \times 10^{-3}$.

Оценка суммарной погрешности измерения матрицы разрешения

вычислялась по формуле (3.36).

Значение оценки (для двух вариантов оценки δ_{K5}): $\delta_K=2,0 \times 10^{-2}$ или $\delta_K=9,85 \times 10^{-3}$.

Численная оценка погрешности, связанной с расположением ЛАР не составе ФАР, а в измерительной установке

Оценка погрешности, производилась по формулам (3.37), (3.38).

По результатам сравнения измерений коэффициента отражения от входа излучателя в составе КАР, установленной на стенде, и коэффициентов отражения излучателя, измеренных на волноводной модели, максимальное изменение действующего коэффициента отражения принималось равным 0,1. СКО фазового распределения принималось равным 0,07, КСВн излучателя ЛАР – 1,15, развязка выходов делителя ДОС – 20 дБ.

Значение оценки: $\delta_m=1,12 \times 10^{-3}$.

Численная оценка суммарной погрешности измерений

Нормированная среднеквадратическая погрешность измерения АФР оценивалась по формуле (3.40).

Число обусловленности измеренной матрицы разрешения $\kappa = 1,546$.

Оценка суммарной погрешности (для двух вариантов оценки погрешности, связанных с не идентичностью излучателей КАР δ_{k5}): $\delta \leq 0,047$ или $\delta \leq 0,031$.

3.6 Выводы

1. На основании анализа функциональной схемы установки с МЗУ, предназначенной для измерения АФР, формируемого ЛАР с пассивной ДОС, построена математическая модель оценки погрешности измерения и восстановления АФР комплексных амплитуд падающих волн в каналах излучателей испытываемой ЛАР, с разделением составляющих на погрешности прямых измерений и методические погрешности, связанные с процессом калибровки измерительной установки и последующим алгоритмическим восстановлением искомого АФР.

2. Показано, что методические погрешности, связанные с отсутствием окружения ФАР при измерении АФР ЛАР в составе измерительной установки, а также влияние решетки зондов приводят к изменению действующего коэффициента отражения излучателей. Ранее, в Главе 2 показано, что при большом числе излучающих элементов, АФР комплексных амплитуд падающих волн в каналах излучателей определяется главным образом свойствами ДОС и слабо зависит от действующего коэффициента отражения излучателей.

3. Приведены численные результаты оценки погрешности измерения АФР 20-элементной ЛАР S-диапазона частот. Показано, что относительная суммарная погрешность измерения и восстановления АФР, при использовании различных подходов к оценке ее составляющих, не превышает по величине 3-5%.

4 Реализация информационно-измерительной системы контроля и экспериментальная проверка результатов исследования

4.1 Конструктивное исполнение информационно-измерительной системы

Конструктивное исполнение ИИС должно удовлетворять выполнению следующих требований, обеспечивающих решение задач массового серийного производства.

- Конструкция должна обеспечивать оперативную установку испытуемой АР, обеспечивая при этом однозначное взаимное положение испытуемой АР и АР ЗУ.

- Конструкция должна обеспечивать возможность перенастройки ИИС для проведения измерений разных типов измеряемых устройств, отличающихся конструктивным исполнением и числом излучателей.

- Должен быть обеспечен удобный доступ к расположению составных частей ИИС для их оперативной замены или ремонта в случае необходимости.

- С целью устранения влияния на результаты измерения окружения ИИС в зоне измерений должно быть обеспечено отсутствие переотражений электромагнитных волн (локальная безэховость), достигаемая применением в конструкции радиопоглощающих материалов и устройств.

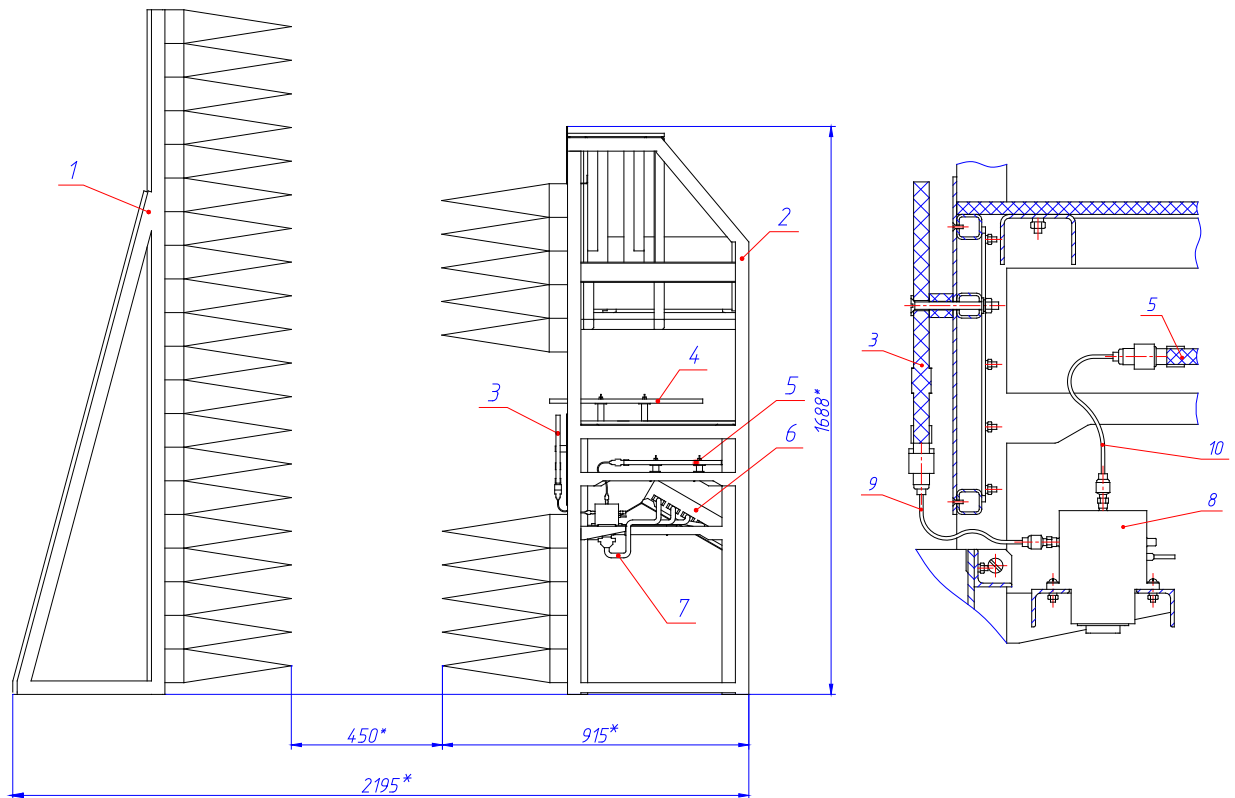
Для удовлетворения перечисленным выше требованиям в основании конструкции ИИС должна быть жесткая несущая ферма.

Рассмотрим один из вариантов построения конструкции ИИС, расположение элементов которой схематично приведено на рисунке 4.1, а внешний вид реализации – на фотографиях, рисунок 4.2.

Рассматриваемая конструкция имеет боковое расположение АР ЗУ относительно испытуемой АР. В основе конструкции – несущая ферма 2, рисунок 41. Напротив фермы установлен поглощающий щит 1, использующий пирамидальные поглощающие элементы квадратного сечения. Поверхность

фермы, обращенная к щиту, также содержит поглощающие пирамиды. Форма поглощающих элементов способствует увеличению поглощения электромагнитных волн за счет падения их на поглощающую поверхность под углами, отличными от нормали к поверхности. Наличие поглотителя позволяет создавать локальную безэховость в зоне проведения измерений.

АР ЗУ 3 закреплена на рабочей ферме вертикально, а испытуемая АР 4 располагается на рабочем столе станда горизонтально. Шаг излучателей АР ЗУ и испытуемой АР составляет 85 мм. Число активных излучателей АР ЗУ равно 44, а общее число – 46. Крайние излучатели АР ЗУ играют роль пассивного окружения и нагружены на согласованные нагрузки.



- 1 – поглощающий щит
- 2 – рама станда
- 3 – АР ЗУ
- 4 – испытуемая АР
- 5 – устройство управления коммутаторами
- 6 – жгут коммутаторов
- 7 – коммутатор
- 8 – коммутатор
- 9,10 – фидер СВЧ

Рисунок 4.1 - Схема расположения составных частей конструкции ИИС

Шаг излучателей 85 мм используется в настоящее время на предприятии в ДОС четырех ФАР, производимых серийно. Все эти изделия имеют один частотный диапазон и максимальное число излучателей, равное 44.

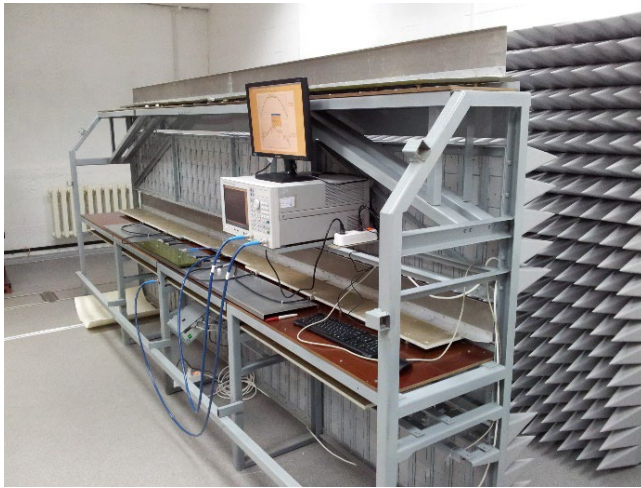
Рабочий стол станда, на которой устанавливается испытываемая АР, имеет систему резьбовых отверстий, в которые вворачиваются специальные шпильки, с шестигранным сечением вне резьбовой части, конфигурация установки которых обеспечивает установку на рабочий стол того или другого испытываемого устройства.

Сумматор ИИС 5 устанавливается ниже рабочего стола станда, параллельно испытываемой АР.

На ферме станда устанавливаются коммутаторы 8, которые посредством фидеров 9,10 соединяются с АР ЗУ и сумматором. Питание и управление на коммутаторы подается через низкочастотные жгуты из проводов 7 от устройства управления 6.

На фотографиях, рисунок 4.2, на рабочем столе станда расположена испытываемая АР, состоящая из 4 подрешеток. Вспомогательный делитель 1:4 и фидеры, обеспечивающие подключение выходов делителей ко входам ДОС, закреплены на алюминиевом листе с отбортовкой. Такое закрепление позволяет минимизировать перемещения и изгибы фидеров при смене испытываемых устройств на рабочем столе станда.

В верхней части фермы станда расположено дополнительное рабочее место для выполнения вспомогательных измерений, таких как измерение КСВн и коэффициентов связи входов испытываемых ДОС. Рабочее место расположено напротив поглощающего щита, что обеспечивает отсутствие влияния переотражений в процессе измерений. Испытываемая АР располагается при этом в металлических экранах. Нижний экран является принадлежностью фермы станда, а верхний – быстросъемный.



Внешний вид стенда



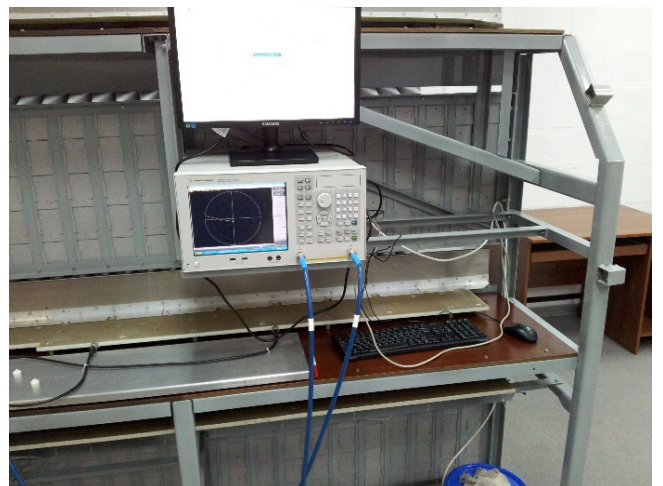
Испытуемая ДОС и решетка зондов



Коммутаторы стенда



Испытуемая ДОС на стенде



Рабочее место оператора

Рисунок 4.2 - Стенд измерения АФР ДОС с коммутируемым зондом

На рисунке 4.3 приведены фотографии стенда, представляющего из себя вариант реализации ИИС с оппозитным расположением АР ЗУ и испытуемой АР.

Данный вариант исполнения стенда имеет АР ЗУ, состоящую из 20 активных излучателей, расположенных с шагом 85 мм, имеющую по краям по 4 пассивных излучателя нагруженных на согласованную нагрузку.

В основе конструкции стенда жестка металлическая ферма, имеющая две вертикальные стенки, на внутренней стороне которых расположен пирамидальный поглотитель. АР ЗУ устанавливается на тележке, на направляющих, расположенных вдоль узкой стороны фермы, и жестко фиксируется.

Испытуемая АР устанавливается на подвижной тележке, имеющей возможность свободно перемещаться по тем же боковым направляющим, с противоположной стороны от зонда. Фиксируемое расстояние между тележками устанавливается при помощи резьбовых тяг, вворачиваемых в подвижную тележку с закрепленными на противоположном конце постоянными магнитами.

Для установки испытуемой ДОС подвижная тележка выкатывается за пределы фермы стенда, а для проведения измерений закатывается внутрь фермы стенда и фиксируется на заданном расстоянии от АР ЗУ при помощи магнитов, установленных на концах ограничительных тяг.

Вспомогательная ферма, несущая коммутаторы, устройство их управления и сумматор навешиваются на боковую стенку наружной стороны фермы стенда.

На фотографиях на стенд установлена испытуемая АР, содержащая 20 излучателей и состоящая из двух подрешеток, топология проводников которой приведена на рисунке 1.2.

Вспомогательный делитель 1:2 с подключенными к его концам полужесткими фидерами расположен на подвижной направляющей, позволяющей перемещать его в направлении к испытуемой ДОС.



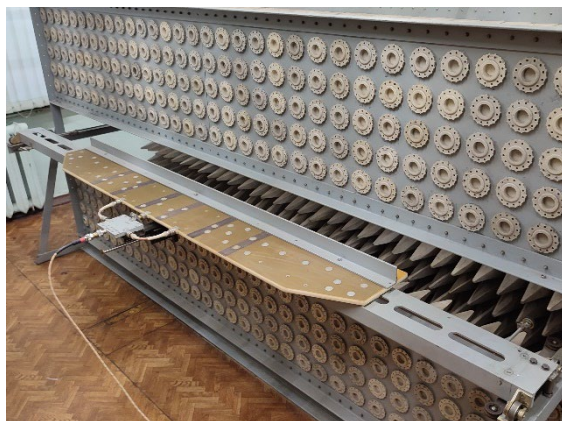
Внешний вид стенда



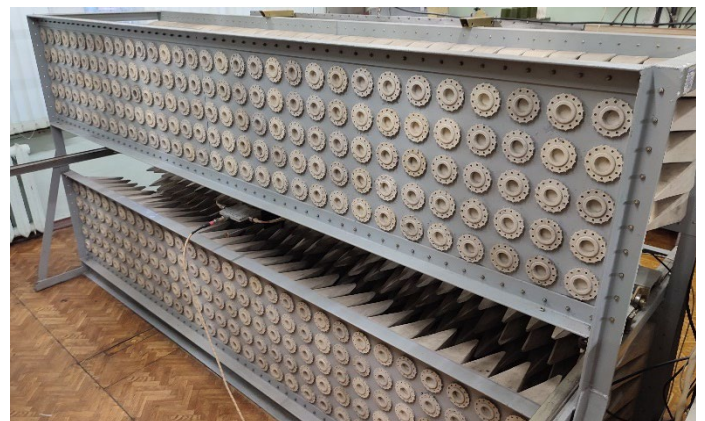
Вид со стороны коммутаторов



Испытуемая ДОС и решетка зондов



Установка испытуемой ДОС



Рабочее положение

Рисунок 4.3 - Стенд измерения АФР ДОС с коммутируемым зондом.

4.2 Разработка инженерной методики использования информационно-измерительной системы

Процесс эксплуатации ИИС условно может быть разбит на два этапа:

- этап калибровки ИСС;
- этап измерения производственной партии испытуемых АР.

В процессе разработки испытуемой АР, параллельно разрабатывается и конструируется калибровочная антенная решетка – КАР, которая, как уже упоминалась, представляет собой набор излучателей конструктивно полностью повторяющих излучатели испытуемой АР, каждый из которых имеет свой вход, соединенный с измерительным разъемом. Конструкция КАР должна предусматривать ряд проходных отверстий позволяющих устанавливать ее на рабочий стол стенда ИИС таким образом, чтобы места расположения излучателей КАР и испытуемой АР при их взаимозамене полностью совпадают.

На первом этапе калибровки ИИС КАР устанавливается на рабочий стол стенда, вместо испытуемой АР, все входы излучателей КАР, кроме одного, нагружаются на согласованные нагрузки. К свободному от нагрузки входу подключается измерительный фидер ИП и выполняется измерение требуемого числа реализаций позиционных откликов в диапазоне частот, осуществляемое путем коммутации излучателей ЗУ. Далее аналогичные измерения выполняются для остальных излучателей КАР.

Выполнение калибровочных измерений КАР осуществляется при помощи головной программы управления ИИС StandAFR.exe. В качестве исходных данных программы создается файл описания КАР с расширением def. Файл описания имеет структуру и синтаксис ini файлов операционной системы Windows. Пример файла описания KAP1.def приведен ниже.

```
[Agilent]
Fmin=2700
Fmax=2900
Points=21
Averfact=8
```

```

IFBW=1000
Power=10
Direction=S21

[Switchers]
First=1
Last=44

[Request]
sigma=0.1
maxA=3
maxF=18

[Other]
Realizations=3
BlockIndex=64T3AC01
Type=KAP

```

Секция Agilent содержит исходные данные, передаваемые в измерительный прибор.

Параметры Fmin, Fmax и Points содержат диапазон частот измерений в МГц и число частотных точек измерений. Averfact – коэффициент усреднения измерений в каждой частотной точке. IFBW – ширина полосы ПЧ измерительного приемника в Гц. Power – выходная мощность генератора прибора в дБм. Direction – направление измерения, формируемое по принципу описания элементов матрицы рассеяния измеряемого четырехполюсника.

Секция Switchers описывает номера коммутаторов излучателей ЗУ, участвующих в процессе измерений. Перебор при измерениях ведется от коммутатора с номером First до коммутатора с номером Last.

Секция Request приведена здесь для полноты описания. При измерениях КАР приведенные здесь данные не используются и могут отсутствовать в файле описания. При измерениях испытуемой АР данная секция содержит максимально допустимые отклонения измеряемого АФР от заданного в виде СКО по ОМНК и отклонений по амплитуде и фазе в дБ и градусах соответственно.

Секция Other содержит число реализаций измерений, индекс измеряемого блока и его тип.

После запуска программы в окне «блок/субблок» выбирается индекс измеряемого устройства, совпадающий с именем файла def. Перед запуском

измерений в окно программы «№» вводится порядковый номер входа КАР в виде однозначной или двузначной десятичной цифры. Далее осуществляется запуск измерений путем нажатия программной кнопки «Измерить». По завершении выполнения измерений программа автоматически сохраняет результаты в виде файла при необходимости создавая на диске директорию с именем, совпадающим с индексом измеряемого устройства. Имя файла формируется из индекса устройства, символа подчеркивания и номера входа. Файл имеет расширение prn.

По завершении измерения позиционных откликов для всех входов КАР, в отдельной директории на диске ПЭВМ находится соответствующий набор файлов, из которого при помощи вспомогательной программы Kmatr.exe может быть сформирован единый файл, содержащий матрицу разрешения для соответствующего типа испытуемого блока. Процесс формирования файла матрицы разрешения подробно описан в разделе 2.3.2.

В процессе выполнения измерений элементом нестабильности измерительной системы является переподключаемый последовательно к различным излучателям КАР измерительный фидер. Используемый для этих целей в составе ИИС фидер должен быть фазостабильным. Производить переподключение фидера и перемещать его от излучателя к излучателю следует аккуратными плавными движениями, избегая его изгибов, приводящих к паразитным изменениям фазы измеряемого сигнала.

Выполнение измерения матрицы разрешения может рассматриваться как процесс калибровки ИИС, поскольку позволяет учесть, и в последующем компенсировать, разброс АЧХ и ФЧХ измерительного тракта каждого излучателя ЗУ, обусловленный разбросом частотных характеристик элементов разветвленного тракта: фидеров, коммутаторов, тракта передачи сигнала от входов к выходу сумматора.

Измерение матрицы разрешения выполняется однократно перед началом измерений серийной партии испытуемых изделий. Повторные калибровочные измерения должны проводиться:

- после ремонта ИИС, связанного с заменой коммутаторов или их фидеров;
- многократного получения недостоверных результатов измерений;
- возобновления производства партии испытуемых изделий после длительного перерыва.

Этап измерения производственной партии испытуемых АР.

На этапе проведения измерений с целью контроля АФР испытуемой АР, последняя устанавливается на рабочем столе стенда на штатные места крепления, обеспечивающие однозначную установку испытуемой АР относительно АР ЗУ.

В случае, если испытуемая АР состоит из нескольких подрешеток, то есть имеет несколько входов, обеспечивающих формирование требуемого АФР при их совместном равноамплитудном и синфазном возбуждении, то ко входам испытуемой АР подключается дополнительный делитель мощности, обеспечивающий возбуждение всех входов. Пример топологии печатной платы АР, состоящей из двух подрешеток приведен на рисунке 1.2.

На фотографии, рисунок 4.2, на рабочем столе стенда ИИС расположена испытуемая АР, состоящая из 4 подрешеток, объединенных по входам делителем 1:4 посредством набора измерительных фидеров.

При измерениях АР, состоящей из нескольких подрешеток, требования к техническим характеристикам дополнительной системы деления обычно предъявляются в технических условиях на испытуемое изделие. Исходя из опыта эксплуатации подобных систем, как правило, неравномерность по амплитуде выходов такой системы, включающей делитель и фидеры, должна составлять не более 0,5 дБ, неравномерность по фазе – не более $\pm 1^\circ$.

Перед началом выполнения измерений в рабочей директории программы ИИС, на диске управляющей ПЭВМ, должны располагаться следующие файлы:

- исполняемый файл головной программы ИИС StandAFR.exe;

- файл описания испытуемого устройства с расширением def, формат которого рассматривался ранее в данном разделе;
- файл, содержащий матрицу разрешения испытуемого устройства с расширением kmatr;
- файл, содержащий описание заданного АФР испытуемого устройства, используемый для сравнения с результатами измерений. Данный файл имеет текстовый формат, и состоит из двух столбцов, разделенных пробелами, содержащих амплитуду в дБ и фазу в градусах. Заданное АФР обычно описывается в технических условиях на испытуемое устройство. В случае отсутствия данного файла, сравнение результатов измерений производится с равноамплитудным синфазным АФР.

Выполнение измерений производится следующим образом.

Оператор стенда запускает управляющую программу стенда. Убедившись в отсутствии сообщений об ошибках измерительного оборудования, выбирает в соответствующем окне программы индекс испытуемого устройства и вводит его заводской номер.

Далее, убедившись в правильности подключения фидера ИП к испытуемому устройству оператор стенда нажимает программную кнопку «Измерить».

Программа производит выполнение измерений. Индикация процесса отображается на всплывающем окне программы ПЭВМ и цифровом индикаторе устройства управления коммутаторами.

По завершении выполнения измерений программа сразу производит обработку результатов путем восстановления измеренного АФР, сравнивает измеренное АФР с заданным на каждой частоте измерения и выводит результаты сравнения на экран монитора ПЭВМ в виде графиков отклонений по амплитуде и фазе на нижней, верхней и средней частотах измерений. Внизу под графиком выдаются числовые значения СКО ОМНК и максимальных отклонений по амплитуде и фазе на всех частотах измерений. Если измеренное

АФР выходит за границы заданных отклонений, то значения отклонений выделяются красным цветом.

Далее программа автоматически сохраняет результаты измерений в виде файла на диске ПЭВМ. При измерении первого испытуемого изделия с нового наименования программа автоматически создает в своей рабочей директории новую поддиректорию, внутри которой создает еще одну по дате года измерения. Последующие файлы измерений складываются в поддиректории «по годам». Имя файла – индекс блока + символ подчеркивания + заводской номер, расширение файла – prn. Формат файла – структурированный массив математического редактора Mathcad.

Сохранению подвергаются непосредственно измеренные данные без обработки. При необходимости возврата к результатам измерений файл может быть прочитан путем нажатия программной кнопки «Открыть» и автоматически подвергнут обработке. При необходимости использования нестандартной обработки результатов измерений, например статистической обработки партии изделий, может быть использован математический редактор Mathcad.

4.3 Результаты экспериментальной проверки информационно-измерительной системы

4.3.1 Оценка результатов измерения матрицы разрешения

На рисунках 4.4-4.6 приведены результаты измерения матрицы разрешения для ИИС, изображенной на рисунке 4.2, с боковым расположением зондирующего устройства. Используемая при измерениях КАР состояла из 46 излучателей, 44 из которых использовались в процессе измерений, а 2 крайних были постоянно нагружены на согласованные нагрузки и играли роль пассивного окружения КАР. Данная КАР была предназначена для калибровки ИИС перед выполнением измерений ДОС топология проводников которой приведена на рисунке 1.3. Испытуемая АР также содержит 44 активных излучателя, объединенных со схемой деления

мощности, и 2 пассивных излучателя, расположенных на краях и подключенных к согласованным нагрузкам, состоящим из чип-резистора и четвертьволнового шлейфа.

Напомним, что каждый столбец матрицы разрешения представляет собой набор позиционных откликов ЗУ, как функция номера излучателя ЗУ (номер строки матрицы разрешения), для активного излучателя КАР (номер столбца матрицы разрешения).

На рисунке 4.4 представлены амплитудные коэффициенты 22 столбца матрицы разрешения, расположенного в центре КАР. Результаты измерений получены в диапазоне рабочих частот испытуемого устройства на крайних и средней частотах. Из приведенных графиков видно, что сколь-либо существенный вклад в результаты измерений отклика в позиции активного излучателя ЗУ вносят лишь ближайшие соседи испытуемого излучателя АР слева и справа. Коэффициенты связи с ближайшими двумя соседями слева и справа носят детерминированный характер, имеют слабую частотную зависимость. Остальные коэффициенты связи активного излучателя ЗУ с излучателями КАР имеют низкий уровень, случайный характер и могут рассматриваться в качестве измерительных шумов.

На рисунке 4.5 приведены амплитудные значения элементов главной диагонали матрицы разрешения на центральной частоте рабочего диапазона частот испытуемого устройства. Приведенные значения характеризуют разброс максимальных коэффициентов связи излучателей ЗУ и КАР, обусловленные:

- не идентичностью изготовления излучателей ЗУ;
- не идентичностью изготовления излучателей КАР;
- не идентичностью коэффициентов передачи разветвленной коммутируемой части измерительного тракта, включающего в себя коммутаторы, соединяющие их фидеры и пути прохождения сигнала от входов к выходу сумматора.

ЗУ с боковым зондом

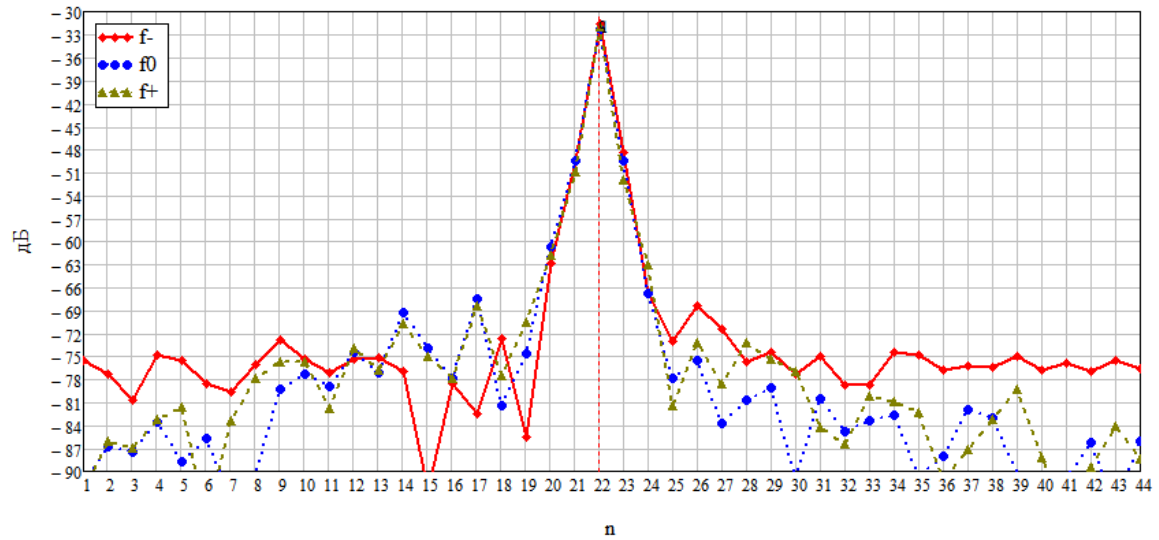


Рисунок 4.4 - Матрица разрешения, столбец 22

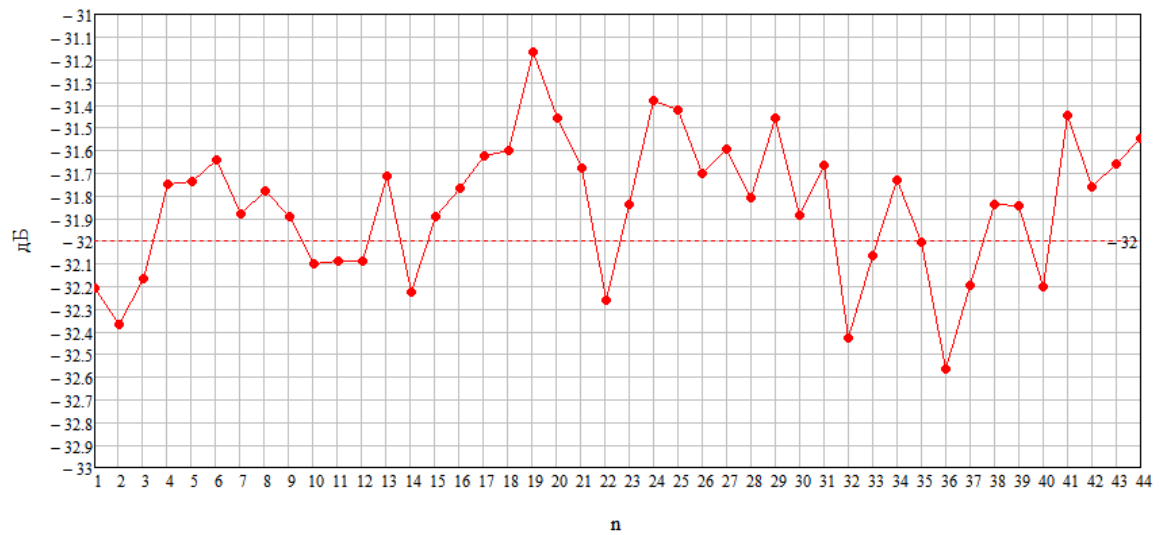


Рисунок 4.5 - Матрица разрешения, разброс максимумов, центральная частота

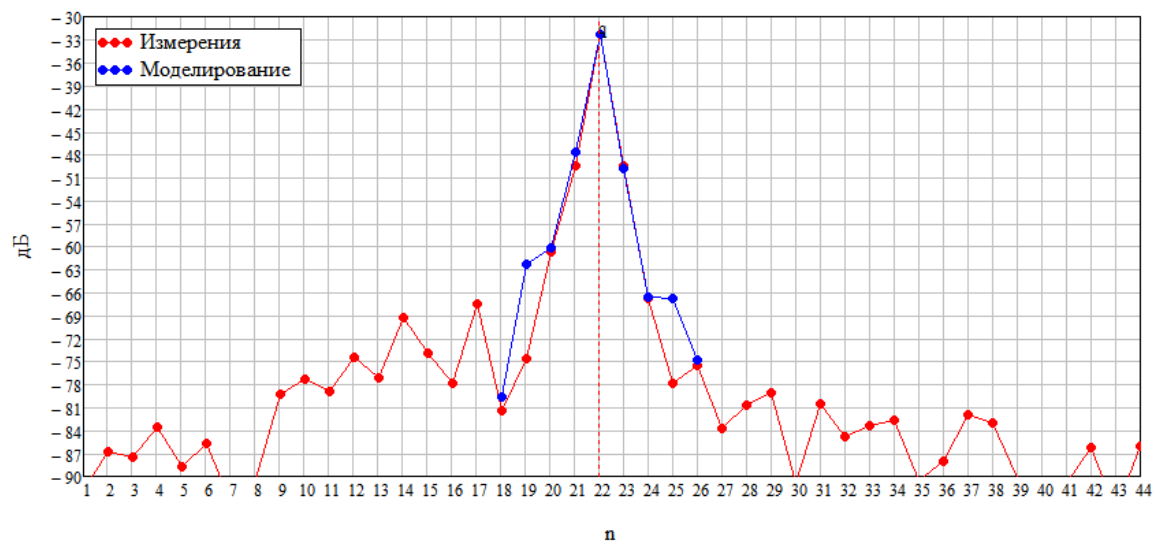


Рисунок 4.6 - Матрица разрешения, столбец 22, центральная частота

Максимальный разброс диагональных элементов матрицы разрешения невелик, составляет 1,4 дБ и будет частично компенсирован в процессе восстановления АФР. Частичная компенсация разброса обусловлена неопределенностью, обусловленной заменой не идентичности изготовления излучателей КАР на не идентичность изготовления излучателей испытуемой АР.

На рисунке 4.6 приведен график амплитуд коэффициентов 22 столбца матрицы разрешения на центральной частоте рабочего диапазона с наложением на него результатов моделирования избирательности ЗУ, приведенных на рисунке 2.15. Максимальное значение коэффициента связи, полученное при моделировании перенесено в позицию 22, результаты моделирования ортонормированы к максимуму 22 столбца матрицы разрешения. Из приведенного графика наглядно видно близкое совпадение расчетных и измеренных коэффициентов связи излучателей.

На рисунках 4.7-4.9 представлены аналогичные зависимости измерения результатов измерения матрицы разрешения на стенде с оппозитным расположением ЗУ по отношению к испытуемой АР, внешний вид которого приведен на рисунке 43. АР ЗУ данной измерительной установки состоит из 20 коммутируемых излучателей и окружения двух пассивных АР, каждая из которых состоит из 4 излучателей, нагруженных на согласованные нагрузки. КАР, предназначенная для калибровки данной ИИС состоит из 20 излучателей и пассивного окружения, как и испытуемая АР не имеет. Рассматриваемая ИИС изначально создавалась для проведения контроля ДОС, состоящей из двух подрешеток, топология проводников которой приведена на рисунке 1.2.

Размерность матрицы разрешения для данной ИИС составляет 20×20 элементов. На рисунке 4.7 приведены амплитудные коэффициенты, измеренные для 9 столбца КАР, расположенного в ее центре, на трех частотах рабочего диапазона.

ЗУ с оппозитным зондом

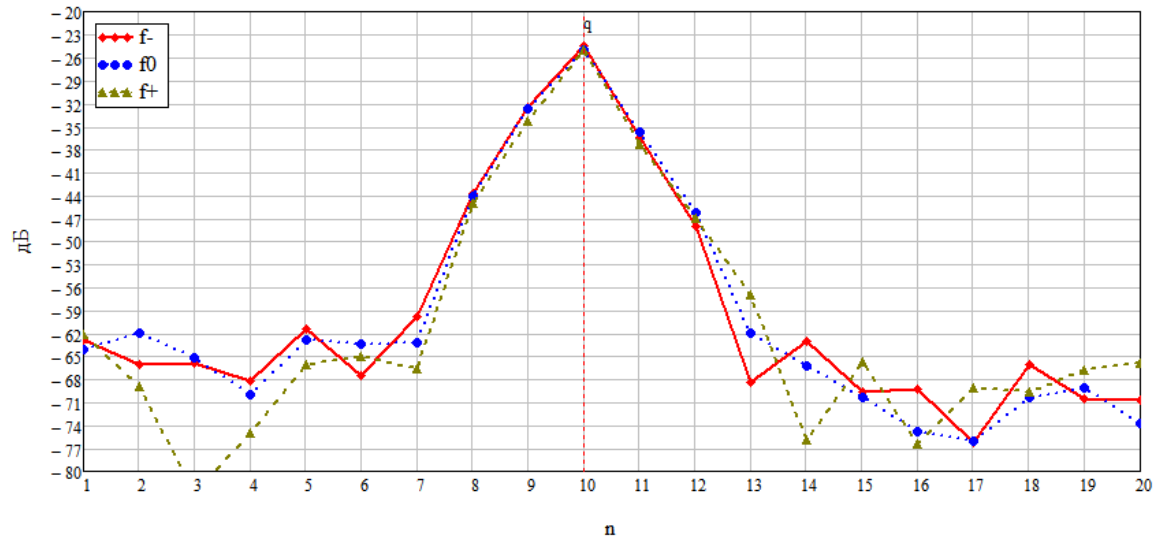


Рисунок 4.7 - Матрица разрешения, столбец 10

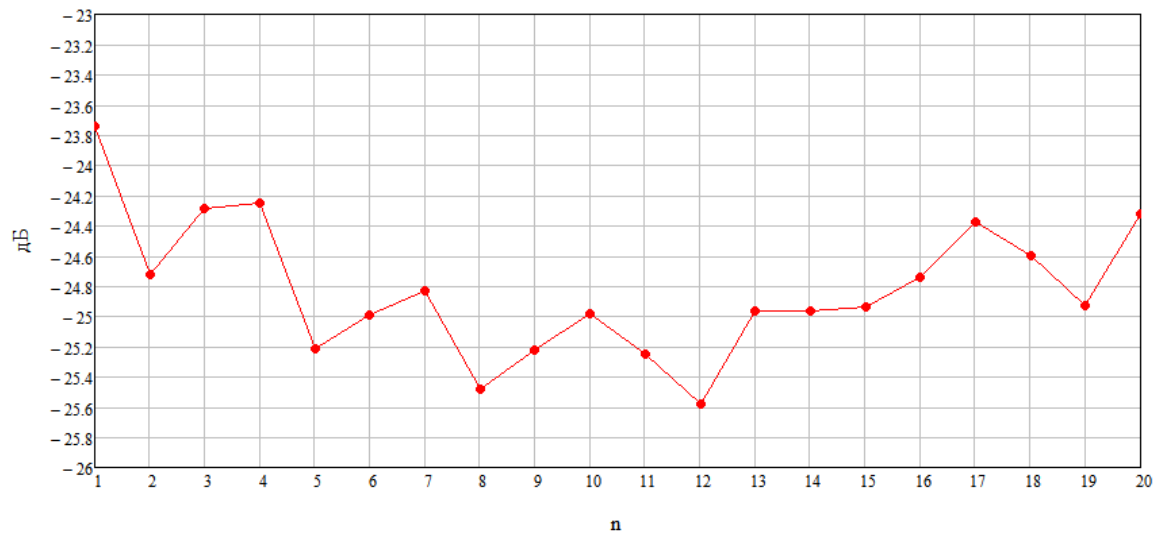


Рисунок 4.8 - Матрица разрешения, разброс максимумов, центральная частота

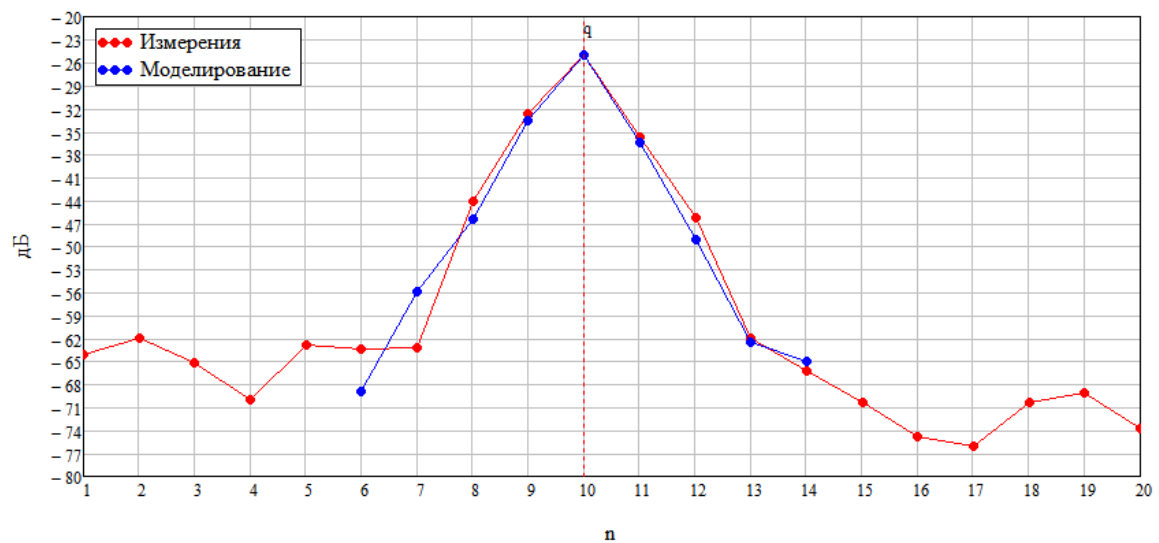


Рисунок 4.9 - Матрица разрешения, столбец 10, центральная частота

Так же, как и в случае с рассмотренной ранее матрицей разрешения системы с боковым расположением зонда существенную роль играют коэффициенты связи активного излучателя ЗУ с ближайшими двумя соседями слева и справа от оппозитного излучателя КАР. Величина этих коэффициентов практически не зависит от частоты.

Разброс значений амплитуд элементов главной диагонали матрицы разрешения, характеризующий разброс коэффициентов передачи разветвленной части тракта ИИС на центральной частоте рабочего диапазона, рисунок 4.8, составляет 1,9 дБ.

Рисунок 4.9 иллюстрирует хорошее совпадение измеренных коэффициентов связи с расчетными.

4.3.2 Оценка результатов измерения партии испытуемых устройств

Ниже рассмотрены результаты измерения АФР партии субблоков, имеющих 44 активных излучателя, объединенных ДОС. Топология проводников субблоков приведена на рисунке 1.3.

Испытания проводились на 11 частотах в поддиапазоне S-диапазона частот, выделенном правительством РФ для служб воздушной радионавигации и радиолокации. Объем партии испытуемых субблоков составлял 50 штук.

Партия являлась установочной и предназначалась для использования в составе опытного образца вновь разработанного изделия. По этой причине испытания проводились разработчиком субблоков на исследовательском стенде с подвижным зондирующим устройством. Измерения проводились в 256 точках, расположенных вдоль линии излучателей ЛАР. Для восстановления комплексных амплитуд падающих волн в каналах излучателей псевдорешение переопределенной СЛАУ по МНК.

Одновременно с этим проводилась повторная проверка части субблоков на стенде с коммутируемым зондом с целью обкатки методики измерений в

процессе серийного производства. Число и шаг излучателей испытываемой ЛАР и МЗУ при этом совпадали.

В качестве заданного амплитудного распределения в процессе разработки ЛАР использовалось распределение Тейлора на уровень боковых лепестков минус 40 дБ. Уровень амплитудного распределения на краю ЛАР составлял минус 17,8 дБ. Фазовое распределение по излучателям субблока – синфазное.

Для корректного сравнения результатов измерений с заданным АФР производилась нормировка измеренного АФР к заданному по МНК. Методика нормировки и вычисления СКО по МНК описаны в приложении В.

Результаты измерений АФР для испытываемых ЛАР с условными номерами 7, 7А, 10А, 4 и 5А приведены на рисунках 4.10-4.14.

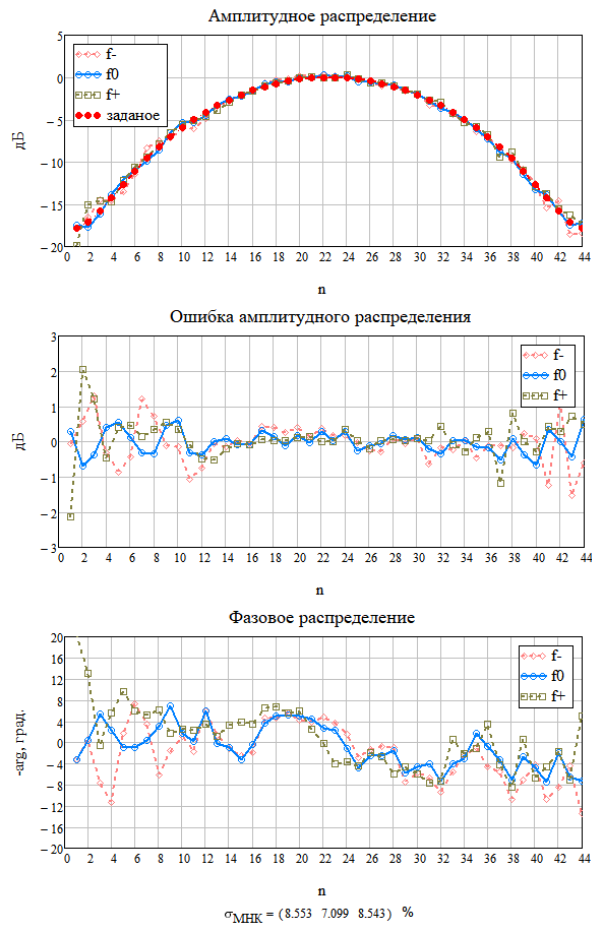
На верхнем графике рисунков представлены измеренные и заданное амплитудные распределения, измеренные на средней и крайних частотах рабочего диапазона. Масштаб графика не позволяет в полной мере оценить величину отклонения измеренных распределений от заданного, поэтому ниже построен отдельный график ошибок реализации амплитудного распределения в дБ.

На нижнем графике рисунков построены величины отклонений измеренных фазовых распределений от синфазного.

Изменение ОМНК оценки по партии измеренных субблоков составило от 3,9 до 5,7% при среднем значении 4,6%.

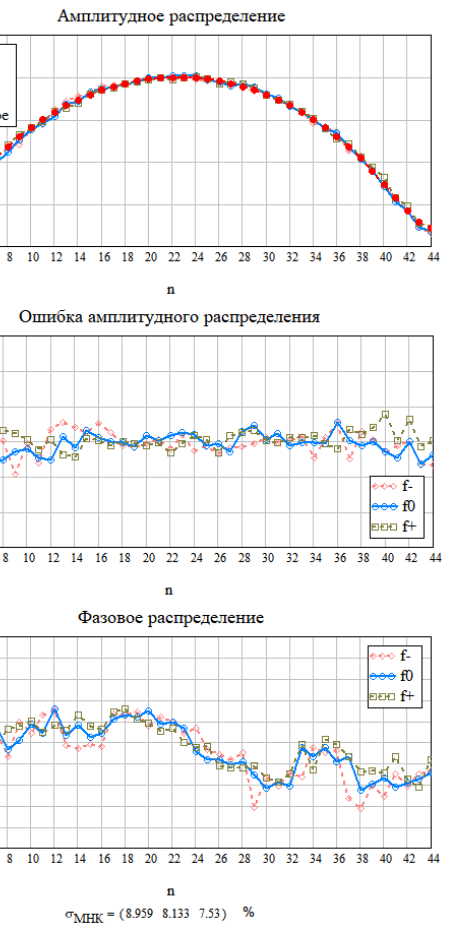
Требование инструкции по проверке на испытываемые ЛАР – в диапазоне частот значение СКО по МНК не должно быть более 10%. Все ЛАР из проверенной партии соответствуют этому требованию.

Графики на рисунках 4.10-4.12 имеют характерный линейный наклон фазового распределения в центральной части ДОС, воспроизводимый по результатам восстановления АФР как на стенде с коммутируемым, так и подвижным ЗУ.

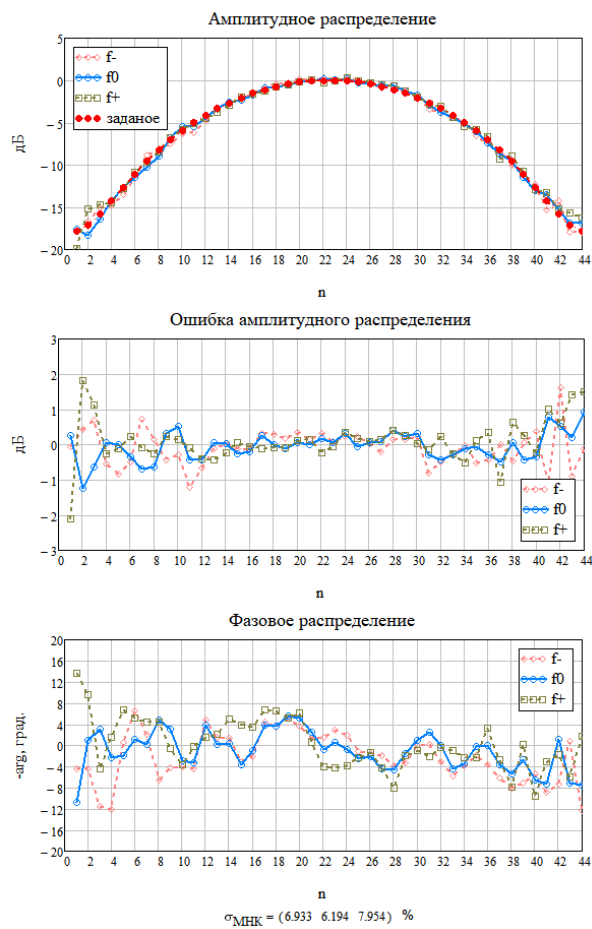


Подвижный зонд

Рисунок 4.10 - Испытуемая ЛАР № 7

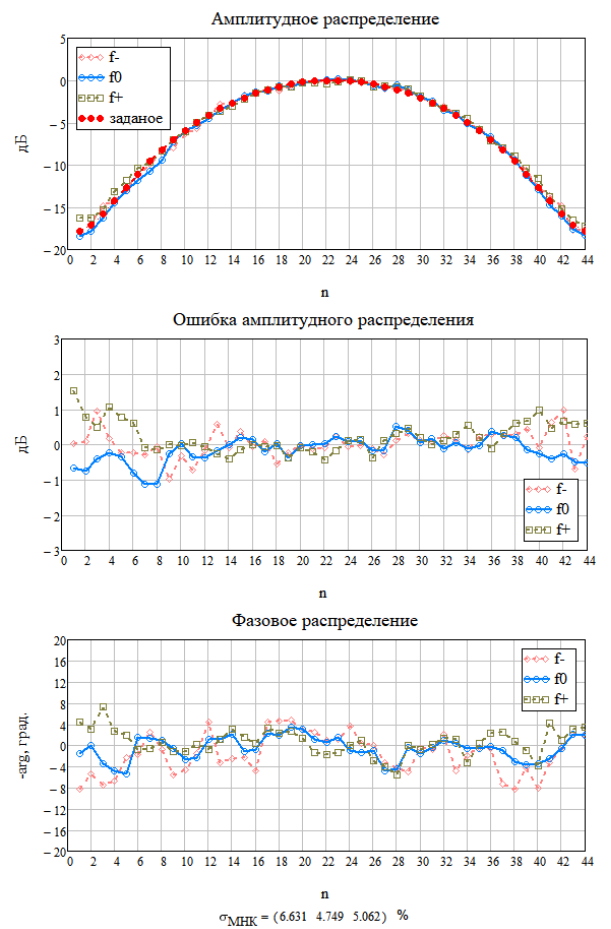


Коммутируемый зонд

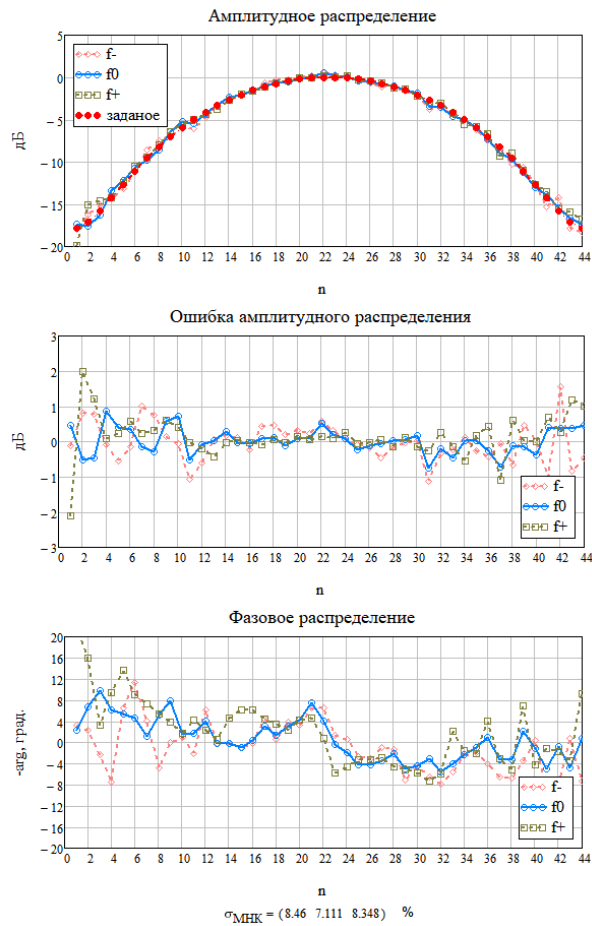


Подвижный зонд

Рисунок 4.11 - Испытуемая ЛАР № 7А

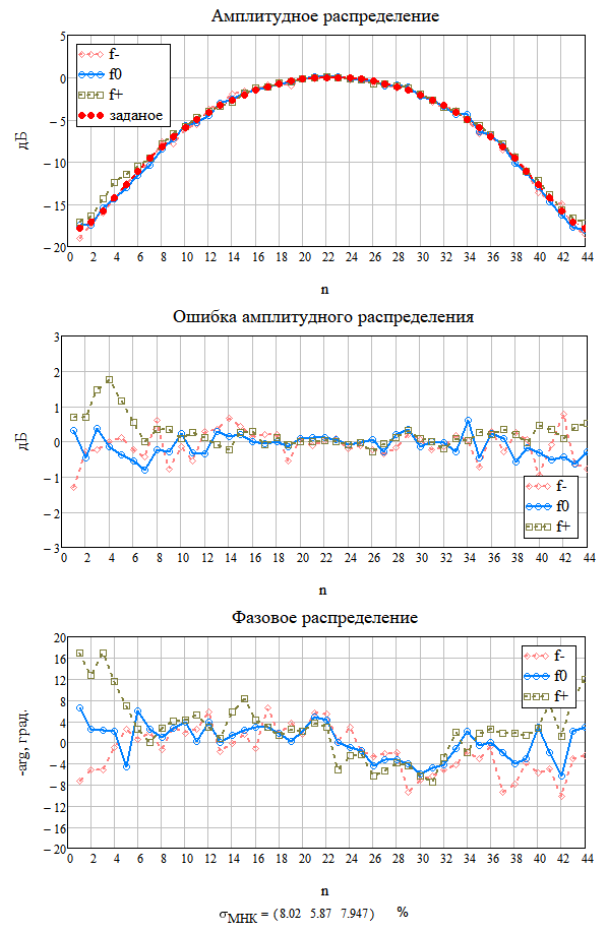


Коммутируемый зонд

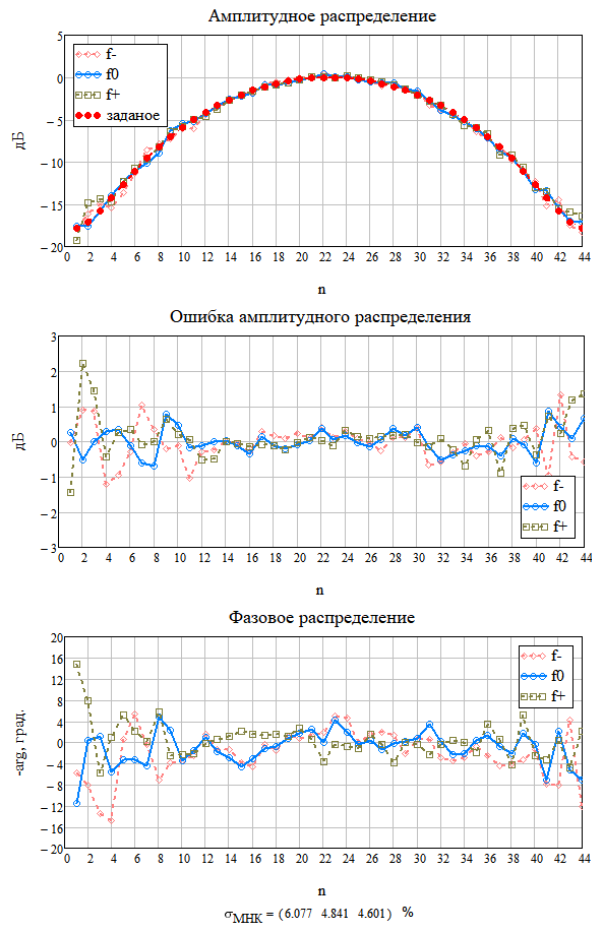


Подвижный зонд

Рисунок 4.12 - Испытуемая ЛАР № 10А

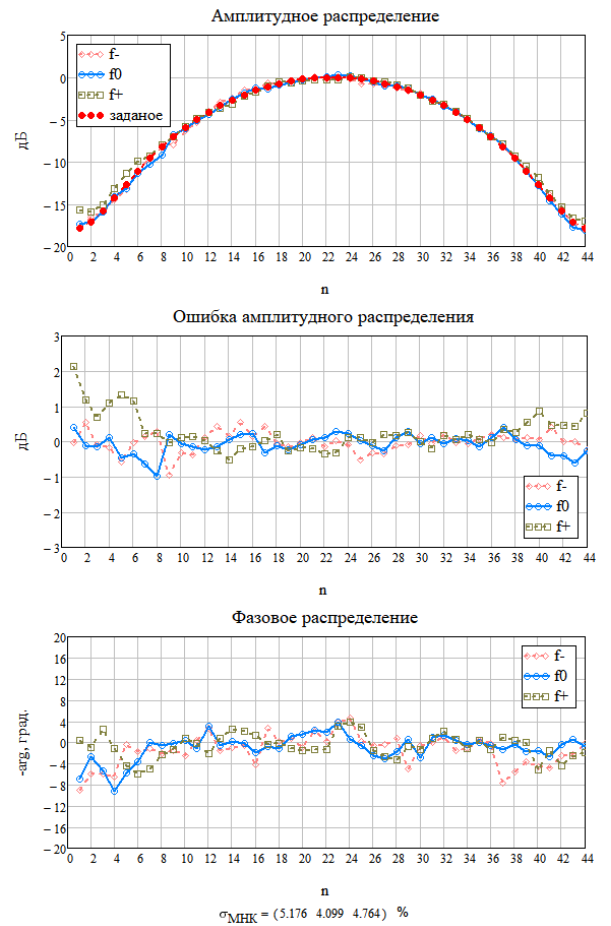


Коммутируемый зонд



Подвижный зонд

Рисунок 4.13 - Испытуемая ЛАР № 4



Коммутируемый зонд

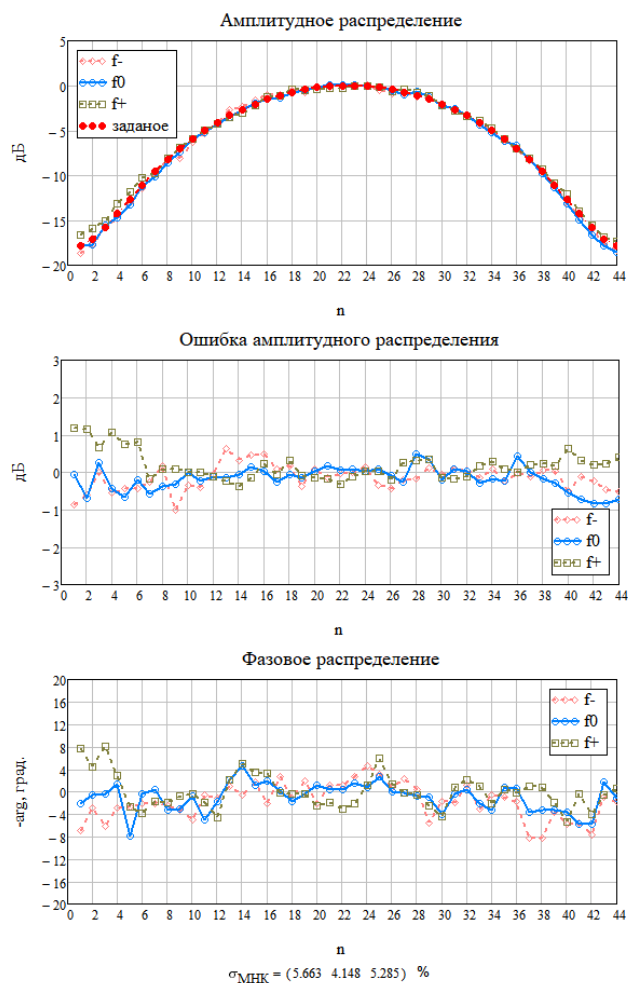
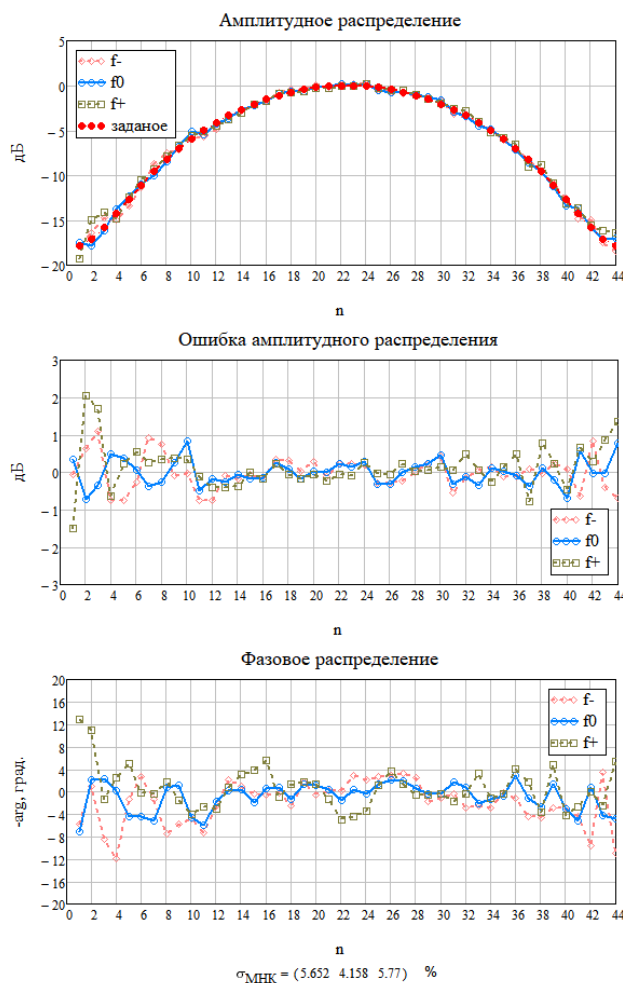


Рисунок 4.14 - Испытуемая ЛАР № 5А

Для субблоков, результаты измерений которых приведены на рисунках 4.13-4.14 фазовое распределение характерных особенностей не имеет.

Измерения на разных стендах выполнялись по результатам калибровки с использованием разных экземпляров КАР, изготовленных по одному комплекту конструкторской документации.

В сводной таблице 4.1 приведены ОМНК оценки результатов измерений для одних и тех же ЛАР на разных стендах, для 11 частот из рабочего диапазона.

Таблица 4.1

ОМНК, %	№ 7		№ 7А		№ 10А		№ 4		№ 5А	
	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
мин.	7,4	6,5	4,6	5,5	5,8	6,9	4,1	4,1	4,0	3,9
мах.	9,0	8,6	6,6	7,9	8,0	8,5	5,2	6,1	5,7	5,8
среднее	8,2	7,7	5,2	6,5	6,9	7,9	4,6	5,1	4,6	5,0
Примечание: 1 – Стенд с коммутируемым зондом. 2 – Стенд с подвижным зондом.										

4.4 Выводы

1. Определены требования к конструкции ИИС и рассмотрены варианты построения конструкции стендов ИИС с коммутируемым ЗУ для случаев его бокового и оппозитного положения по отношению к испытуемой АР.

2. Предложена двухэтапная инженерная методика использования ИИС, на первом этапе которой производится ее калибровка, а на втором – измерение серийной продукции.

3. Проведено подробное рассмотрение процесса измерения матрицы разрешения ИИС и анализ результатов измерений для вариантов измерений с боковым и оппозитным расположением ЗУ относительно испытуемой АР.

Оценен разброс коэффициентов главной диагонали матрицы разрешения за счет не идентичности коэффициентов передачи разветвленной части тракта ИИС.

Произведено сравнение результатов измерений коэффициентов связи излучателей ЗУ и испытуемой АР с результатами численного моделирования, полученными в главе 2. Отмечено их высокое сходство.

4. Рассмотрены результаты измерения партии испытуемых устройств, выполненных при помощи различных ИИС с коммутируемым и подвижным ЗУ. Показано близкое сходство результатов по величине СКО по МНК. Отмечено, что обе системы хорошо воспроизводят характер отклонений измеренных распределений от заданных.

Заключение

При выполнении диссертационной работы получены следующие результаты, имеющие теоретическую значимость и практическую ценность для создания ИИС контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток:

1. Рассмотрены методы измерения АФР линейной АР в ее ближней зоне с использованием подвижного ЗУ. Оценены их достоинства и недостатки.

2. Предложен метод измерения АФР линейной АР с использованием неподвижного коммутируемого ЗУ, который позволяет сократить время проведения измерений в 18 и более раз по сравнению с методом, использующим подвижное ЗУ.

3. Разработана математическая модель ДОС, позволяющая проанализировать ее свойства, существенные для измерений.

4. Разработана методика моделирования взаимодействия излучателей моделируемой линейной АР и ЗУ с использованием САПР электродинамического уровня, при различных взаимных положениях излучателей АР и ЗУ. Показано, что существуют взаимные положения излучателей, обеспечивающие их наилучшее согласование в процессе измерений. Оценена избирательность ЗУ при различных взаимных положениях излучателей. Разработанная методика исследования электродинамической модели взаимодействия излучателей испытуемой ДОС и зондирующего устройства, позволяет выбрать взаимное положение излучателей, таким образом, чтобы КСВн излучателя испытуемой ДОС не превышал значение 1,5, а КСВн излучателя ЗУ был меньше 2.

5. Разработана функциональная схема ИИС и определен состав ее аппаратно-программного обеспечения.

6. Разработана модель оценки метрологической погрешности измерения ИИС с коммутируемым зондом. Подробно рассмотрены составляющие суммарной погрешности измерений, состоящей из погрешности прямых

измерений, методической погрешности и погрешности восстановления результатов измерений. Показано, что для конкретного варианта построения информационно-измерительной системы суммарная погрешность измерения не превышает 5%.

7. Разработаны и внедрены в производственный процесс две ИИС с боковым и оппозитным положением ЗУ относительно испытуемой линейной АР. Разработана инженерная методика их применения.

8. Приведены результаты измерений, полученные на установках с коммутируемым ЗУ. Проведено их сравнение с результатами моделирования и сравнения с результатами измерения на установках с подвижным ЗУ.

Список сокращений

АР	– антенная решетка
АФАР	– активная фазированная антенная решетка
АФР	– амплитудно–фазовое распределение
АЧХ	– амплитудночастотная характеристика
ДН	– диаграмма направленности
ДОС	– диаграммообразующая схема
ЗУ	– зондирующее устройство
ИИС	– информационно-измерительная система
ИП	– измерительный прибор
КАР	– калибровочная антенная решетка
КСВ _н	– коэффициент стоячей волны по напряжению
ЛАР	– линейная антенная решетка
МНК	– метод наименьших квадратов
МЗУ	- многоэлементное зондирующее устройство
ОМНК	– оценка по методу наименьших квадратов
ОС	– операционная система
ПЧ	– промежуточная частота
ПЭВМ	– персональная электронно-вычислительная машина
РЛС	– радиолокационная станция
СВЧ	– сверхвысокая частота
СКО	– стандартное квадратическое отклонение
СЛАУ	– система линейных алгебраических уравнений
ТТЛ	– транзисторно-транзисторная логика
ФАР	– фазированная антенная решетка
ФЧХ	– фазочастотная характеристика

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. проф. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника. 2012.
2. Шитиков А.М., Темченко В.С., Гиголо А.И., Добычина Е.М. Диагностика и калибровка цифровых, активных и пассивных фазированных антенных решеток. - М.: Изд-во МАИ, 2023. - 208 с.
3. Демидов В.В., Егоров А.Д., Инденбом М.В. Печатно-полосковые вибраторные фазированные антенные решетки L- и S- диапазонов // Антенны. 2001. № 9 (55).
4. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. М.: Радиотехника, 2015. - 416 с.
5. Симметричный полосковый вибратор (его варианты). Бондаренко Б.Ф., Завислов В.П., Инденбом М.В. Патент SU 1022242 А, 07.06.1983, Заявка 3339837/18-09 от 21.09.1981.
6. Симметричный полосковый вибратор. Львов В.Е., Петухов В.К. Патент SU 1256113 А1, 07.09.1986. Заявка 3681376/24-09 от 28.12.1983.
7. Полосковая щелевая линейная антенная решетка. Егоров А.Д., Яшенков А.О. Патент на изобретение RU 2727348 С1, 21.07.2020. Заявка № 2019112920 от 26.04.2019.
8. Демидов В.В., Егоров А.Д., Инденбом М.В. Интегрированные печатно-полосковые диаграммообразующие устройства полуактивных и активных ФАР // Доклады XVII научно-технической. конференции ВНИИРТ. 16 ноября 2006. М.: ВНИИРТ, 2007.
9. Yaghjian A.D. An Overview of Near-Field Measurements - IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1986, v. AP-34, №1, p.30-45.
10. Newell A.C. Error Analysis Techniques for Planar Near-Field Measurements - IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1988, vol. 36. № 6, p. 754-768.
11. Phased Array Antenna Handbook, edited by R.J. Mailloux, second ed.: Artech House, 2005.

12. Modern Antenna Handbook, edited by C.A. Balanis. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2008.
13. Balanis C.: Antenna Theory and Design, 2nd edition John Wiley & Sons, New York, 1997, p. 920
14. Gregson S., McCormick J., Parini C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements, The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2007, p. 397
15. Spherical Near-Field Antenna Measurements, edited by J.E. Hansen, Peter Peregrinus Ltd., London, United Kingdom, 1988, p. 387
16. Ranson P.L., Mittra R. A method of locating defective elements in large phased arrays - Proc. IEEE, 1971, v. 59, N 6. 1029-1030 p.
17. Методы измерений характеристик антенн СВЧ/ Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Турчин В.И., Цейтлин Н.М., Щеглов К.С. - М. :Радио и связь, 1985.
18. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР/ Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. - М. :Радио и связь, 1988.
19. Данилов И.Ю., Седельников Ю.Е. Диагностика апертурных распределений антенн путем измерений в зоне ближнего излученного поля. // Журнал радиоэлектроники, №1, 2016.
20. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ, под ред. проф. Д.М. Сазонова. М.: Высшая школа, 1981. - 295 с.
21. Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. М.: Радиотехника, 2015. - 144 с.
22. Гузеев И.В. К матричной теории антенных систем со взаимодействующими элементами // Антенны. № 7 (306). 2015. С. 15-28.
23. Гузеев И.В. Анализ волновых матриц недиссипативного многополюсника применительно к проблеме компенсации рассогласований и взаимосвязи входов взаимодействующих антенн. Радиотехника и электроника. 1973. Т. XVIII. № 2, с. 226-234.

24. Gately A.C., Stock D.J.R., Cheo B.R.-S. A Network Description for Antenna Problems // Proceedings of the IEEE Volume: 56, Issue: 7, July 1968).
25. Курочкин А.П. Антенные измерения 97. Антенны №1, 1997 г, с. 5-24.
26. Курочкин А.П. Теория и техника антенных измерений. Антенны №7, 2009 г, с. 39-45.
27. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д., Курочкин А.П., Усин В.А., Шифрин Я.С. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1989. с. 272.
28. Гармаш В.Н., Малаксинов Н.П., Пузанков В.Ф. Численные методы решения некоторых задач восстановления характеристик излучающих систем по измеренным полям в дальней и ближней зонах. Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике. М., «Высшая школа», 1983 г. с. 98-130.
29. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, изд. 2, 1979. – с.285.
30. Хашимов А.Б. Регуляризирующие схемы в задачах восстановления поля излучения антенн по измерениям в ближней зоне. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника», том 14, № 2, 2014, с. 70-80.
31. Воеводин В.В., Воеводин Вл.В. Энциклопедия линейной алгебры. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. - 544 с.
32. Гузеев И.В., Инденбом М.В. Восстановление коэффициентов возбуждения излучателей линейной антенной решетки и ее диаграммы направленности в дальней зоне по измеренной меридиональной ДН в зоне Френеля // Доклады XVII научно-технической. конференции ВНИИРТ. 16 ноября 2006. М.: ВНИИРТ, 2007.
33. Исаков М. А., Лисинский В. П. Перспективы реконструктивных антенных измерений как основного метода приёма-сдаточных испытаний // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2015. № 3 (15). С. 51-58.
34. Калинин Ю.Н. Измерение координат фазового центра антенны. // Антенны. 2014. № 4 (203). 54-62 с.

35. Калинин Ю.Н. Измерение диаграмм направленности антенн в планарном сканере без измерения фазы. // Антенны. 2015. № 4 (212). 61-68 с.
36. Калинин Ю.Н., Чавдарь М.А. Прямое измерение коэффициента усиления и эквивалентной изотропной излучаемой мощности антенны в сферических сканерах ближнего поля. // Антенны. 2016. № 11 (231). 56-61 с.
37. Kalashnikov V.S., Ponomarev M.Y., Platonov O.Y., Shubnikov V.V., Rivkin M.I., Shatrakov A.Y., Shatrakov Y.G., Zavalishin O.I. Near-Field Antenna Measurements. Calculations and Facility Design. Springer Singapore, 2021, 153 p.
38. «TRIM» Сверхширокополосные измерительные системы». [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://trimcom.ru/>, свободный.
39. Армия – 2015. НПП «ТРИМ Сверхширокополосные измерительные системы». [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://trimcom.ru/post/10-ArmsExpo-2015.pdf>, свободный.
40. Измерение характеристик и параметров антенн и рассеивателей с помощью сверхкоротких импульсных сигналов [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://trimcom.ru/post/1-radar-mms.pdf>, свободный.
41. Измерение характеристик антенн методами ближней и дальней зоны во временной области [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://trimcom.ru/post/5-ntk-sfr.pdf>, свободный.
42. IEEE recommended practice for near-field antenna measurements. Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Society. IEEE Std 1720™. 2012.
43. ГОСТ 8.309-78 Антенны остронаправленные. Методика выполнения измерений для определения параметров по полю в раскрые.
44. ОСТ 4Г0.209.204-77 Аппаратура радиолокационная бортовая самолетная. Антенные устройства. Диаграмма направленности. Методы измерений.
45. ОСТ 4Г0.209.213-84 Решетки антенные фазированные. Методы определения основных параметров по полю в раскрые.

46. РД 107.460464.001-87. Методические указания. Методика определения коэффициентов возбуждения излучателей по измеренному полю в ближней зоне линейных антенных решеток радиолокационных станций.

47. Фадеев Д.К., Фадеева В.Н. Вычислительные методы линейной алгебры. - М.: Физматгиз, 1960.

48. Способ контроля работоспособности антенной решетки. Бондаренко Б.Ф., Гузеев И.В., Демидов В.В., Пинский С.К., Шлогин И.П. Авторское свидетельство SU 1215062 А, 28.02.86, Заявка № 3727745/24-09 от 11.04.84.

49. Бондаренко Б.Ф., Гузеев И.В., Демидов В.В., Шлогин И.П. Восстановление характеристик многоэлементных антенных решеток по методу дистанционного зондирования с синтезом избирательности. Вопросы радиоэлектроники, серия ОТ, вып. 14, 1983 г. 38-56.

50. Гузеев И.В., Демидов В.В., Шлогин И.П. К теории многоэлементного дистанционного зонда. Вопросы радиоэлектроники, серия ОТ, 1982, вып. 12, с. 44-54.

51. Демидов В.В. Взаимодействие многоэлементного зондирующего устройства с антенной решеткой. Вопросы радиоэлектроники, серия ОВР, 1985, вып. 8, с. 24-36.

52. Гузеев И.В., Демидов В.В. Дистанционное зондирование полей в фидерах излучателя многоэлементной антенной системы с учетом взаимодействия ее с зондирующим устройством, Известия вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, Том 27, № 2, 1984, с. 20-26.

53. Гузеев И.В., Колот А.Б. Энергетические характеристики периодических систем излучателей // Антенны. № 5. 1969. С. 96-107.

54. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / М.: Физматгиз. 1963. 1100 с.

55. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ ФАР / М.: Мир. 1974. 455 с.

56. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / М.: Техносфера. 2012. 560 с.

57. Агуров П.В. Практика программирования USB. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. 624 с.
58. Марков Г.Т., Сазонов Д. М. Антенны.- М.: Энергия, 1975.- 528 с.
59. Форсайт Дж., Молер К. Численное решение систем линейных алгебраических уравнений. - М.: Мир, 1969. – 168 с.
60. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. М.: Мир, 1989. 655 с.
61. Цей Р., Шумафов М.М. Число обусловленности матрицы как показатель устойчивости при решении прикладных задач // Труды ФОРА, №16, 2011 г. 61-67 с.
62. Бахрах Л.Д., Курочкин А.П. Голография в микроволновой технике. - М.: Сов. радио, 1979. – 320 с.
63. Swerling P. Modern state estimation methods from the viewpoint of the method of least squares, IEEE Trans., 1971, v. AC-16, N 16.
64. Устройство для перемещения зонда при измерении амплитудно-фазового распределения ближнего поля антенны. Русских Г.П., Рыбин С.И. Патент на полезную модель RU 28921 U1, 20.04.2003. Заявка: № 2002135107/20 от 27.12.2002.
65. Устройство для контроля параметров активной фазированной антенной решетки. Балагура В.В., Булкин В.А., Ивушкин М.Ю., Степанов С.Н., Троянов А.М., Худанов А.А. Патент на полезную модель RU 109946 U1, 27.10.2011. Заявка: № 2011111492/07 от 28.03.2011.
66. Устройство для измерения параметров антенн. Гуськов Г.Я., Кравченко Б.Г., Гончаров В.Г., Сбитнев Г.В., Копылов А.А., Крохин АЛ., Чернов И.В. Патент на изобретение RU 2027194 C1, 20.01.1995. Заявка № 92011748/09 от 16.12.1992.
67. Способ измерения комплексных амплитуд возбуждения каналов фазированной антенной решетки. Волков С.А., Зайцев Н.А., Наумов С.В. Патент на изобретение RU 2267795 C1, 10.01.2006, Заявка: 2004117385/09 от 07.06.2004.

68. Способ встроенной калибровки активной фазированной антенной решетки. Базин И.Б. Патент на изобретение RU 2568968 С1, 20.11.2015. Заявка: 2014119790/28 от 16.05.2014.

69. Способ определения комплексных амплитуд возбуждения каналов фазированной антенной решетки по измерениям в ближней зоне. Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Поляков А.О., Помысов А.С., Шацкий В.В. Патент на изобретение RU 2682585 С1. 19.03.2019 Заявка: 2018103856 от 31.01.2018.

70. Способ калибровки фазированной антенной решетки в ближней зоне. Сучков А.В. Патент на изобретение RU 2832105 С1. 19.12.2024. Заявка: № 2024114572 от 29.05.2024.

71. Устройство для измерения амплитудно-фазового поля фазированной антенной решетки. Геллер И.В. Авторское свидетельство SU 1053021 А. 07.11.1983. Заявка № 2977552/18-09 от 03.09.1980.

72. Способ определения фазового распределения поля антенны. Касаткин А.Д. Авторское свидетельство SU 1223170 А. 07.04.1986. Заявка № 3768866/24-09 от 25.07.84.

73. Способ определения диаграммы направленности антенны в диапазоне частот. Понамарев Д.М., Турчин В.И., Горюнова С.В., Горячев А.В., Жаворонков В.Н., Скулкин С.П. Авторское свидетельство SU 1415203 А1. 07.08.1988. Заявка № 4026259/24-09 от 02.01.1986.

74. Устройство для измерения амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве антенны. Бондарь С.Г., Локтин В.И., Локтина Е.Г., Яцюк Т.Н. 1693568 А1. 23.11.1991. Заявка № 4722698/09 от 17.07.1989.

75. Устройство для измерения амплитудно-фазового распределения поля антенны. Кирильчук В.П., Мордачев В.И., Турук Г.П. Авторское свидетельство SU 1770918 А1. 23.10.1992. Заявка № 4871731/09 от 02.10.1990.

76. Устройство для определения амплитудно-фазового распределения поля антенны. Сазонов Д.М., Борисов С.Ю. Авторское свидетельство SU 1786453 А1. 07.01.93. Заявка № 4873138/09 от 09.10.1990.

77. Гусевский В.И., Дупленкова М.Д., Цветкова О.Н. Дистанционное восстановление диаграммы направленности фазированных антенных решеток // Радиотехника и электроника, том 66, № 4 2021, 373-379 с.

78. Шишов Ю.А., Голик А.М., Клейменов Ю.А., Бахарев В.А., Демочко С.Ю. Адаптация управления ФАР по результатам встроенного контроля. // Зарубежная радиоэлектроника №9. 1990. 69-89 с.

79. Алексеев О.С., Гаврилова С.Е., Грибанов А.Н., Дорофеев А.Е., Макушкин И.Е., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Динамические диаграммы направленности как средство определения характеристик ФАР // Альманах современной метрологии, 2019, № 2 (18), 80-119 с.

80. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. – М. : Радио и связь, 1983. - 240 с.

81. Андреев В.Ф., Егоров А.Д. Варианты схем построения антенных систем мобильных РЛС. В сборнике: Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019. Доклады 21-й Международной конференции. 2019. С. 289-292.

82. Егоров А.Д., Увайсов С.У. Алгоритм измерения и восстановления амплитудно-фазового распределения линейной антенной решетки методом коммутируемого зонда.

В сборнике: Инновационные, информационные и коммуникационные технологии. Сборник трудов XXII Международной научно-практической конференции. Посвящается 80-летию президента РТУ МИРЭА, академика РАН, доктора физико-математических наук, профессора А.С. Сигова. Сочи, 2025. С. 218-221.

83. Егоров А.Д. Диагностика и контроль амплитудно-фазового распределения, формируемого диаграммообразующими схемами современных РЛС в процессе их производства.

В сборнике докладов XII Всероссийской научно-технической конференции «Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и информационных систем в интересах обеспечения Воздушно-космических сил Российской Федерации», Москва, 2025.

84. Егоров А.Д., Увайсов С.У. Восстановление амплитудно-фазового распределения падающих волн в каналах излучателей линейной антенной решетки по результатам измерения распределения поля в ее ближней зоне.

В сборнике научных статей IX Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» («Радиоинфоком-2025»), Москва, 2025. С. 627-630.

85. Егоров А.Д., Инденбом М.В. Анализ искажений амплитудно-фазового распределения многоэлементной линейной синфазной антенной решетки с пассивной диаграммообразующей схемой с учетом взаимной связи излучающих элементов // Успехи современной радиоэлектроники, т. 80, № 5, 2026. С. 25-33.

86. Егоров А.Д. Моделирование взаимодействия излучателей линейной антенной решетки и зондирующего устройства в процессе диагностики и контроля амплитудно-фазового распределения // Труды МАИ: электрон. журнал. № 148. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=188273>

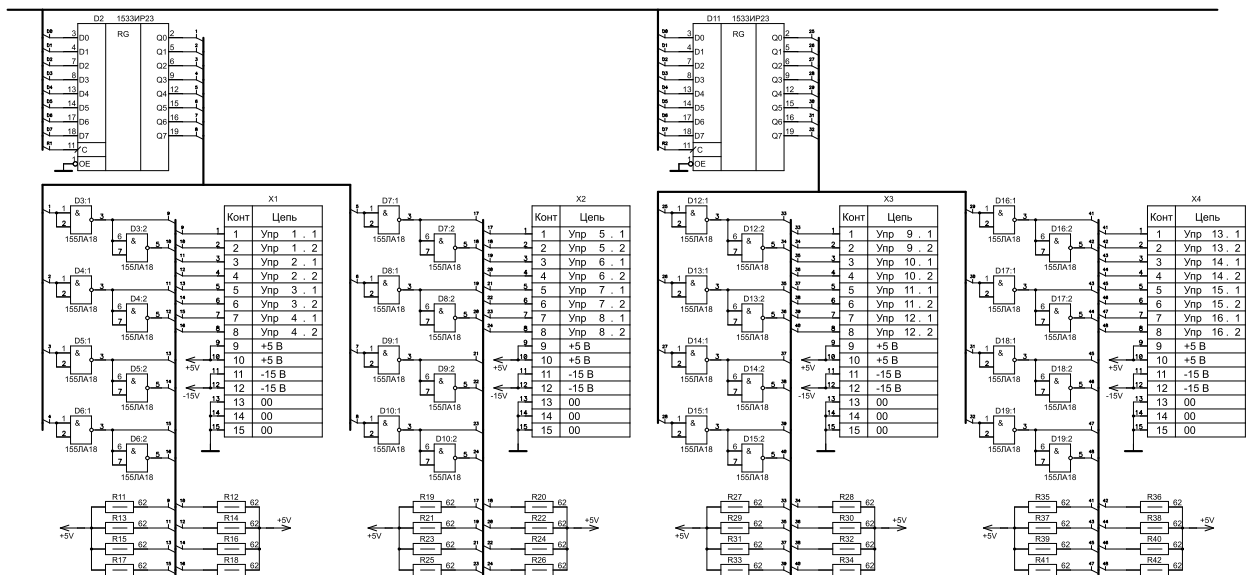
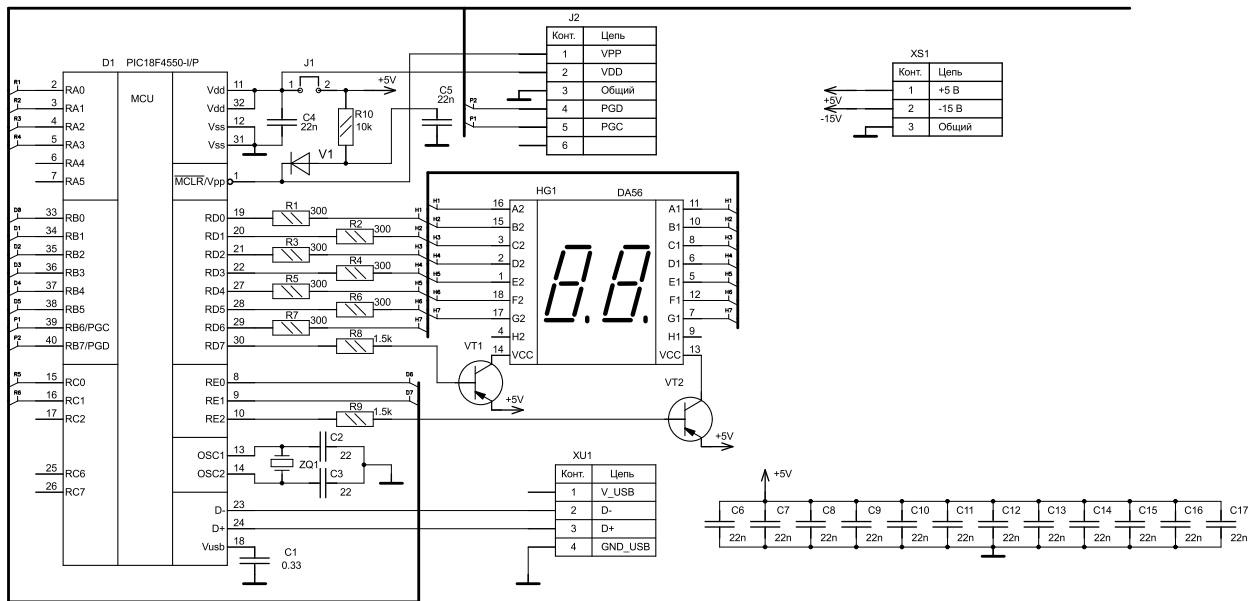
87. Егоров А.Д. Анализ погрешностей измерения и восстановления амплитудно-фазового распределения в линейной антенной решетке с использованием многоэлементного зондирующего устройства // Успехи современной радиоэлектроники. 2026. т. 80. № 7. С. 64–77.

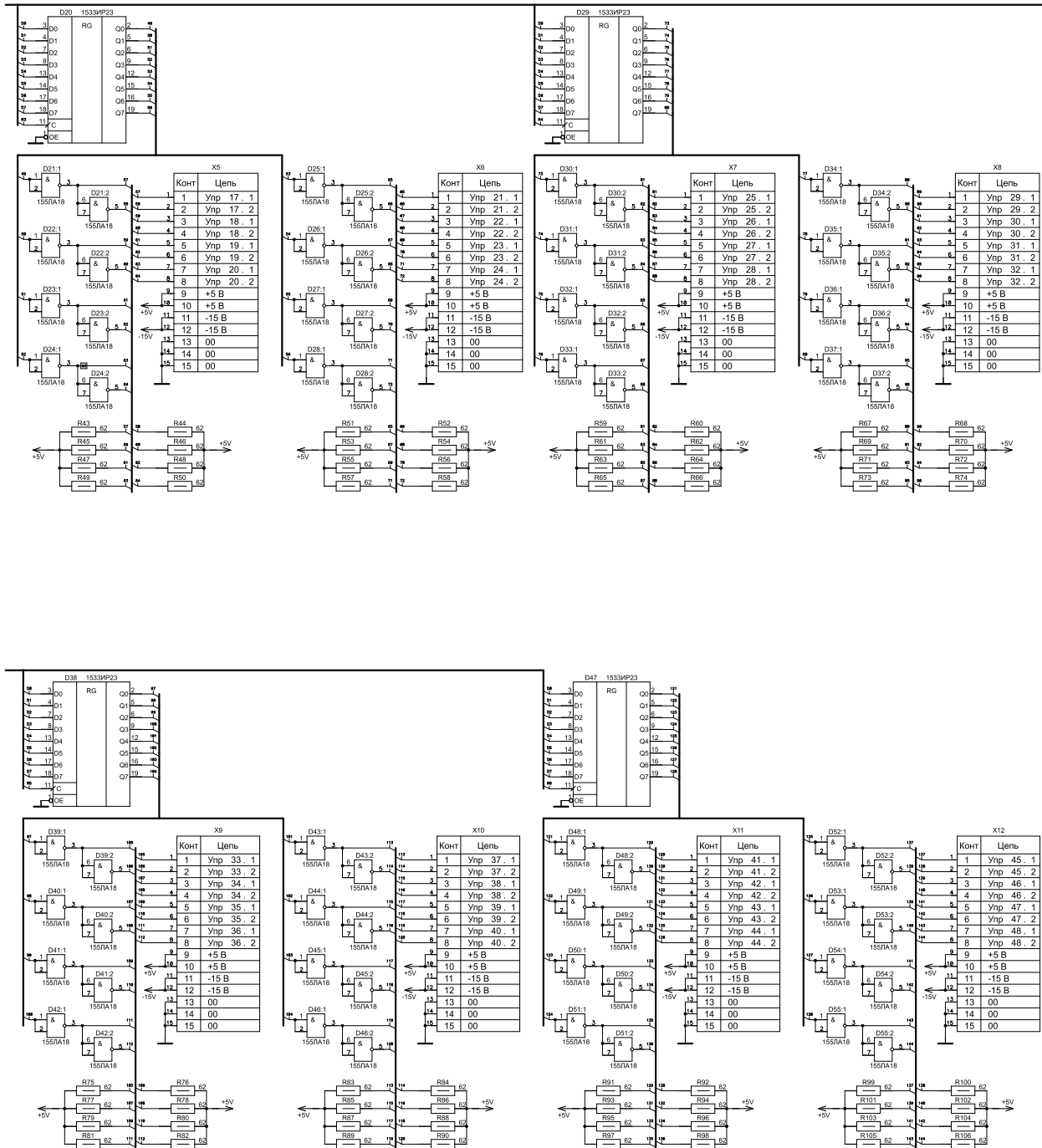
88. Демидов В.В., Егоров А. Д., Инденбом М. В., Хрисанов В.А. Передающие антенны для MMDS. Ч. 1. // Антенны. 2009. № 6(145) С.14-24.

89. Егоров А.Д., Яшенков А.О. Использование фазированной антенной решетки с управляемыми связями для формирования нулей в диаграмме направленности // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020. № 3 (34). С. 6-17.

90. Способ формирования диаграммы направленности приемной фазированной антенной решетки с крестообразной незаполненной апертурой: Егоров А.Д. Патент на изобретение RU 2819789 С1, 24.05.2024. Заявка № 2023130108 от 20.11.2023.

Схема электрическая принципиальная платы управления коммутаторами ИИС





Текст программы прошивки микроконтроллера платы управления коммутаторами

```

/** INCLUDES *****/
#include "GenericTypeDefs.h"
#include "Compiler.h"
#include "usb_config.h"
#include "../USB/usb_device.h"
#include "../USB/usb.h"
#include "../USB/usb_function_cdc.h"
#include "HardwareProfile.h"
#include <delays.h>

/** CONFIGURATION *****/

// Configuration bits for PIC18F4550
#pragma config PLLDIV = 5 // (20 MHz crystal )
#pragma config CPUDIV = OSC1_PLL2
#pragma config USBDIV = 2 // Clock source from 96MHz PLL/2
#pragma config FOSC = HSPLL_HS
#pragma config FCMEN = OFF
#pragma config IESO = OFF
#pragma config PWRT = OFF
#pragma config BOR = ON
#pragma config BORV = 3
#pragma config VREGEN = ON //USB Voltage Regulator
#pragma config WDT = OFF
#pragma config WDTPS = 32768
#pragma config MCLRE = ON
#pragma config LPT1OSC = OFF
#pragma config PBADEN = OFF
// #pragma config CCP2MX = ON
#pragma config STVREN = ON
#pragma config LVP = OFF
// #pragma config ICPRT = OFF // Dedicated In-Circuit Debug/Programming
#pragma config XINST = OFF // Extended Instruction Set
#pragma config CP0 = OFF
#pragma config CP1 = OFF
// #pragma config CP2 = OFF
// #pragma config CP3 = OFF
#pragma config CPB = OFF
// #pragma config CPD = OFF
#pragma config WRT0 = OFF
#pragma config WRT1 = OFF
// #pragma config WRT2 = OFF
// #pragma config WRT3 = OFF
#pragma config WRTB = OFF // Boot Block Write Protection
#pragma config WRTC = OFF
// #pragma config WRTD = OFF
#pragma config EBTR0 = OFF
#pragma config EBTR1 = OFF
// #pragma config EBTR2 = OFF
// #pragma config EBTR3 = OFF
#pragma config EBTRB = OFF

// ***** данные в памяти программ *****

rom near char look7[] = // таблица для 7-сегментного индикатора
{
    0x40, // 0 сигналы с активным низким уровнем
    0x79, // 1 x g f e d c b a
    0x24, // 2
    0x30, // 3
    0x19, // 4
    0x12, // 5
    0x02, // 6
    0x78, // 7
    0x00, // 8
    0x10 // 9
};

// ***** данные в памяти данных *****

```

```

unsigned char count;
unsigned char RegOld;
/** VARIABLES *****/
#pragma udata
char USB_In_Buffer[64];
char USB_Out_Buffer[64];

/** PRIVATE PROTOTYPES *****/
static void InitializeSystem(void);
void ProcessIO(void);
void USBDeviceTasks(void);
void YourHighPriorityISRCode();
void YourLowPriorityISRCode();
void UserInit(void);

/** VECTOR REMAPPING *****/
#if defined(__18CXX)
    #if defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_HID_BOOTLOADER)
        #define REMAPPED_RESET_VECTOR_ADDRESS          0x1000
        #define REMAPPED_HIGH_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS 0x1008
        #define REMAPPED_LOW_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS  0x1018
    #elif defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_MCHPUSB_BOOTLOADER)
        #define REMAPPED_RESET_VECTOR_ADDRESS          0x800
        #define REMAPPED_HIGH_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS 0x808
        #define REMAPPED_LOW_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS  0x818
    #else
        #define REMAPPED_RESET_VECTOR_ADDRESS          0x00
        #define REMAPPED_HIGH_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS 0x08
        #define REMAPPED_LOW_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS  0x18
    #endif

    #if
defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_HID_BOOTLOADER)||defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_MCHPUSB_BOOTLOADER)
        extern void _startup (void);    // See c018i.c in your C18 compiler dir
        #pragma code REMAPPED_RESET_VECTOR = REMAPPED_RESET_VECTOR_ADDRESS
        void _reset (void)
        {
            _asm goto _startup _endasm
        }
        #endif
        #pragma code REMAPPED_HIGH_INTERRUPT_VECTOR = REMAPPED_HIGH_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS
        void Remapped_High_ISR (void)
        {
            _asm goto YourHighPriorityISRCode _endasm
        }
        #pragma code REMAPPED_LOW_INTERRUPT_VECTOR = REMAPPED_LOW_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS
        void Remapped_Low_ISR (void)
        {
            _asm goto YourLowPriorityISRCode _endasm
        }

        #if
defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_HID_BOOTLOADER)||defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_MCHPUSB_BOOTLOADER)
            #pragma code HIGH_INTERRUPT_VECTOR = 0x08
            void High_ISR (void)
            {
                _asm goto REMAPPED_HIGH_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS _endasm
            }
            #pragma code LOW_INTERRUPT_VECTOR = 0x18
            void Low_ISR (void)
            {
                _asm goto REMAPPED_LOW_INTERRUPT_VECTOR_ADDRESS _endasm
            }
        #endif    //end of "#if
defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_HID_BOOTLOADER)||defined(PROGRAMMABLE_WITH_USB_LEGACY_CUSTOM_CLASS_
BOOTLOADER)"

        #pragma code

            //These are your actual interrupt handling routines.
            #pragma interrupt YourHighPriorityISRCode
            void YourHighPriorityISRCode()
            {
                }    //This return will be a "retfie fast", since this is in a #pragma interrupt section
            #pragma interruptlow YourLowPriorityISRCode
            void YourLowPriorityISRCode()

```

```

        {                } //This return will be a "retfie", since this is in a #pragma interruptflow section
#endif //of "#if defined(__18CXX)"
#pragma code
/** DECLARATIONS *****/
void main(void)
{
    InitializeSystem();

    while(1)
    {
        USBDeviceTasks();
        ProcessIO();
    } //end while
} //end main
/*****/
void InitializeSystem(void)
{
    ADCON1 |= 0x0F;           // Default all pins to digital

    #if defined(USE_USB_BUS_SENSE_IO)
    tris_usb_bus_sense = INPUT_PIN; // See HardwareProfile.h
    #endif

    #if defined(USE_SELF_POWER_SENSE_IO)
    tris_self_power = INPUT_PIN; // See HardwareProfile.h
    #endif

    UserInit();

    USBDeviceInit(); //usb_device.c. Initializes USB module SFRs and firmware
                    //variables to known states.

} //end InitializeSystem
/*****/
void UserInit(void)
{
    TRISA = 0;           // Порты A,B,C,D,E - выход
    TRISB = 0;
    TRISC = 0;
    TRISD = 0;
    TRISE = 0;

    count = 0;           // обнуление счетчика
    RegOld = 0;
    PORTD = look7[0] | 0x80; // показать младшую цифру "0"

    PORTA=0;
    PORTC=0;

    PORTB=0;           // сброс всех регистров
    PORTE=0;
    PORTA=0x0F;
    PORTC=0x03;

    PORTA=0;
    PORTC=0;

} //end UserInit
/*****/
void ProcessIO(void)
{
    unsigned char RegX, Data;

    // User Application USB tasks
    if((USBDeviceState < CONFIGURED_STATE)|| (USBSuspendControl==1))
    {
        PORTB=0;           // устройство не присоединено, сброс
        PORTE=0;
        PORTA=0x0F;
        PORTC=0x03;

        count = 0;
        RegOld = 0;
        PORTD = look7[0] | 0x80; // показать младшую цифру "0"
    }
}

```

```

    PORTA=0;
    PORTC=0;
return;
}

PORTE = PORTE | 4;
if(count>9)
{ PORTD = look7[count/10] ;} // показать старшую цифру
else
{ PORTD = 0x7F; } // погасить индикатор
Delay10KTCYx(3);

PORTE = PORTE & 3;
PORTD = look7[ count - 10*(count/10)] | 0x80; // показать младшую цифру
Delay10KTCYx(3);

if( count == 0 )
{
    PORTB=0; // сброс всех регистров
    PORTE=0;
    PORTA=0x0F;
    PORTC=0x03;
    RegOld=0;
}
else
{

    RegX = 1<<((count-1)>>3); // номер регистра
    Data = 1<<( count - ((count-1)>>3)*8 - 1); // и его содержимое

    if (RegX != RegOld )
    {
        PORTB=0;
        PORTE=0;
        PORTA=0x0F;
        PORTC=0x03;
        PORTA=0;
        PORTC=0;
    }

    PORTB = Data & 0x3F;
    PORTE = Data >> 6 ;

    PORTA = RegX & 0x0F;
    PORTC = RegX >> 4 ;

    RegOld = RegX;
}

if (getsUSBUSART(USB_In_Buffer,64))
{
    count=USB_In_Buffer[0];
}

if (count >48) { count = 48; }

CDCTxService();

PORTA=0;
PORTC=0;

} //end ProcessIO

// *****
// ***** USB Callback Functions *****
// *****
void USBCBSuspend(void)
{
    USBCBWakeFromSuspend() function instead.

#ifdef __C30__
    #if 0
        U1EIR = 0xFFFF;
        U1IR = 0xFFFF;
        U1OTGIR = 0xFFFF;

```

```

    IFS5bits.USB1IF = 0;
    IEC5bits.USB1IE = 1;
    U1OTGIEbits.ACTVIE = 1;
    U1OTGIRbits.ACTVIF = 1;
    TRISA &= 0xFF3F;
    LATAbits.LATA6 = 1;
    Sleep();
    LATAbits.LATA6 = 0;
#endif
#endif
}

//*****
#if 0
void __attribute__((interrupt)) _USB1Interrupt(void)
{
    #if !defined(self_powered)
        if(U1OTGIRbits.ACTVIF)
        {
            LATAbits.LATA7 = 1;

            IEC5bits.USB1IE = 0;
            U1OTGIEbits.ACTVIE = 0;
            IFS5bits.USB1IF = 0;

            //USBClearInterruptFlag(USBActivityIFReg,USBActivityIFBitNum);
            USBClearInterruptFlag(USBIdleIFReg,USBIdleIFBitNum);
            //USB suspendControl = 0;
            LATAbits.LATA7 = 0;
        }
    #endif
}
#endif

//*****
void USBCBWakeFromSuspend(void)
{
}

//*****
void USBCB_SOF_Handler(void)
{
}

//*****
void USBCBErrorHandler(void)
{
}

//*****
void USBCBCheckOtherReq(void)
{
    USBCheckCDCRequest();} //end

//*****
void USBCBInitEP(void)
{
    CDCInitEP();}

//*****
void USBCBSendResume(void)
{
    static WORD delay_count;

    USBResumeControl = 1;          // Start RESUME signaling

    delay_count = 1800U;           // Set RESUME line for 1-13 ms
    do
    {
        delay_count--;
    }while(delay_count);
    USBResumeControl = 0;
}

#if defined(ENABLE_EP0_DATA_RECEIVED_CALLBACK)
void USBCBEP0DataReceived(void)
{
}
#endif

/** EOF main.c *****/

```

МНК нормировка для сравнения двух комплексных векторов.

Пусть $\mathbf{v}_0$ - вектор – столбец комплексных амплитуд заданного АФР делителя мощности ДОС. Аналогично, $\mathbf{v}$ - вектор – столбец комплексных амплитуд измеренного АФР. Для корректного сравнения заданного и измеренного АФР найдем комплексный нормировочный множитель ξ , осуществляющий нормировку заданного АФР к измеренному:

$$\mathbf{v}_0 \cdot \xi \rightarrow \mathbf{v}, \quad (\text{B.1})$$

таким образом, чтобы норма вектора невязки между ними была минимальной:

$$\|\mathbf{v} - \xi \cdot \mathbf{v}_0\|^2 \rightarrow \min. \quad (\text{B.2})$$

Из курса линейной алгебры известно, что нормой вектора в евклидовом пространстве является его длина. Тогда выражение (2) может быть переписано в виде:

$$\|\mathbf{v} - \xi \cdot \mathbf{v}_0\|^2 = (\mathbf{v} - \xi \cdot \mathbf{v}_0)^h \cdot (\mathbf{v} - \xi \cdot \mathbf{v}_0) \rightarrow \min. \quad (\text{B.3})$$

Задача нахождения минимума выражения (B.3) сводится к поиску экстремума функции

$$F(\xi; \xi^*) = (\mathbf{v}^h - \xi^* \cdot \mathbf{v}_0^h)(\mathbf{v} - \xi \cdot \mathbf{v}_0) \quad , \quad (\text{B.4})$$

которая решается с помощью дифференцирования исследуемой функции по всем аргументам:

$$\begin{cases} \frac{\partial F(\xi; \xi^*)}{\partial \xi} d\xi = 0 \\ \frac{\partial F(\xi; \xi^*)}{\partial \xi^*} d\xi^* = 0 \end{cases} . \quad (\text{B.5})$$

В результате получим:

$$\begin{cases} \xi^* \cdot \mathbf{v}_0^h \cdot \mathbf{v}_0 - \mathbf{v}^h \cdot \mathbf{v}_0 = 0 \\ \xi \cdot \mathbf{v}_0^h \cdot \mathbf{v}_0 - \mathbf{v}_0^h \mathbf{v} = 0 \end{cases} , \quad (\text{B.6})$$

Откуда, окончательно находим нормировочный множитель ξ :

$$\begin{cases} \xi = \frac{\mathbf{v}_0^h \cdot \mathbf{v}}{|\mathbf{v}_0|^2} \\ \xi^* = \frac{\mathbf{v}^h \cdot \mathbf{v}_0}{|\mathbf{v}_0|^2} \end{cases} . \quad (\text{B.7})$$

Оценка СКО двух комплексных векторов при МНК нормировке может быть найдена как:

$$\sigma_{\text{МНК}}^2 = 1 - \left(\frac{|\mathbf{v}^h \cdot \mathbf{v}_0|}{|\mathbf{v}| \cdot |\mathbf{v}_0|} \right)^2 . \quad (\text{B.8})$$

Степень различия двух комплексных векторов определяется модулем их нормированного скалярного произведения.

УТВЕРЖДАЮ



Генеральный директор
АО «ВНИИРТ»,
кандидат технических наук

В.Е. Зайцев
В.Е. Зайцев

« 7 » 08 2026 г.

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы Егорова Алексея Дмитриевича
«Информационно-измерительная система контроля амплитудно-фазового распределения
линейной антенной решетки»
в производственном процессе АО «ВНИИРТ»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационного исследования Егорова А.Д. реализованы в виде двух измерительных установок с коммутируемым многоэлементным зондирующим устройством.

Для указанных установок были выпущены комплекты конструкторской документации, осуществлено изготовление и проведена метрологическая аттестация.

Установка с боковым расположением измерительного зонда, состоящего из 44 излучателей, используется в производственном процессе АО «ВНИИРТ» для контроля параметров составных частей четырех серийно выпускаемых изделий.

Установка с оппозитным расположением измерительного зонда, состоящего из 20 излучателей, находится в опытной эксплуатации отдела-разработчика.

Заместитель генерального директора
АО «ВНИИРТ» по научной работе
кандидат технических наук

М.О. Мокрецов
М.О. Мокрецов

Директор производства АО «ВНИИРТ»

Р.М. Бажок
Р.М. Бажок



МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«МИРЭА – Российский технологический университет»

РТУ МИРЭА

просп. Вернадского, д. 78, Москва, 119454

тел.: (499) 600 80 80, факс: (495) 434 92 87

e-mail: mirea@mirea.ru, <http://www.mirea.ru>

01.09.2026 № 12454/64

на № _____ от _____

«УТВЕРЖДАЮ»
Проректор ФГБОУ ВО
«МИРЭА-Российский
технологический университет»



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационного исследования Егорова Алексея Дмитриевича
«Информационно-измерительная система контроля амплитудно-фазового распределения
линейной антенной решетки» в учебный процесс Института радиоэлектроники и
информатики РТУ МИРЭА

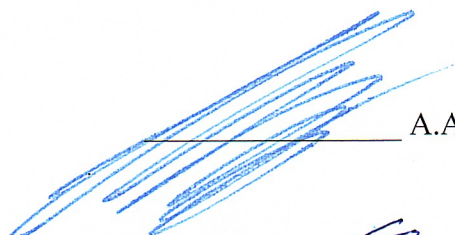
Настоящим актом удостоверяем, что результаты диссертационной работы Егорова Алексея Дмитриевича внедрены в учебный процесс кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Института радиоэлектроники и информатики РТУ МИРЭА.

Разработанные в диссертации метод измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) линейной антенной решетки (АР), методика оценки согласования и связи излучателей испытуемой линейной АР и зондирующего устройства (ЗУ) при различных их взаимных положениях в процессе измерений, а также математическая модель, позволяющая производить оценку составляющих погрешности измерения АФР линейной АР внедрены в учебный процесс подготовки бакалавров и магистров по направлениям 11.03.03. и 11.04.03 – «Конструирование и технология электронных средств» при проведении лекционных, практических и лабораторных работ по дисциплинам:

- «Методы и средства контроля технического состояния конструкций РЭС»;
- «Методы и средства испытаний РЭС»;
- «Неразрушающий контроль и диагностика аналоговых и цифровых устройств».

Директор ИРИ, к.т.н.

Заведующий кафедрой КТРЭС ИРИ,
д.т.н., профессор


_____ А.А. Ширяев


_____ С.У. Увайсов

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель директора по учебной работе
МИЭМ НИУ ВШЭ
к.т.н. доцент



А.П. Преснова

2026 г

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

в учебный процесс Московского института электроники и математики
Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики»
(МИЭМ НИУ ВШЭ) результатов диссертационной работы
Егорова Алексея Дмитриевича

Настоящим актом подтверждаем, что результат диссертационной работы Егорова Алексея Дмитриевича, а именно метод контроля амплитудно-фазового распределения линейных антенных решеток внедрен в учебный процесс подготовки бакалавров по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и используется при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Антенные системы и устройства».

Руководитель департамента
электронной инженерии
МИЭМ НИУ ВШЭ,
д.т.н. профессор

Б.Г. Львов