



МИР ЭЛЕКТРОНИКИ

А.И. Белоус, М.К. Мерданов,
С.В. Шведов

**СВЧ-электроника
в системах радиолокации
и связи.**

Техническая энциклопедия

Издание 3-е, исправленное
В 2-х книгах

Книга 1

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2021

УДК 621.38

ББК 32.85

Б43

Б43 Белоус А.И., Мерданов М. К., Шведов С.В.

СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи.

Техническая энциклопедия

Издание 3-е, исправленное

В 2-х книгах

Книга 1

Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2021. – 782 с. ISBN 978-5-94836-605-0

Впервые в отечественной научно-технической литературе в объеме одной книги детально рассмотрены теоретические основы, физические механизмы и принципы работы всех известных СВЧ-приборов и типовых устройств на их основе, методы расчета и конструирования, базовые технологические, схемотехнические и конструктивные особенности каждого класса СВЧ-приборов, а также наиболее распространенных технических решений радиоэлектронных систем на их основе от РЛС и телекоммуникационных устройств различного назначения до СВЧ-оружия наземного и космического применения.

Энциклопедия оформлена в двух книгах и содержит 18 глав.

В книге 1 последовательно рассматриваются следующие вопросы: теоретические основы радиолокации; основные этапы истории развития радиолокационной техники и СВЧ-радиосвязи; особенности построения систем цифровой обработки радиолокационных сигналов на микропроцессорных комплексах; радары подповерхностного зондирования; антенны и антенные устройства для радиолокации и связи; особенности процесса проектирования микросхем для РЛС; теоретические основы и типовые технические решения как полупроводниковой, так и вакуумной СВЧ-электроники; СВЧ-оружие наземного и космического назначения (включая СВЧ-комплексы по противодействию высокоточному оружию и использование СВЧ-импульсов в задачах защиты от этого оружия).

В книге 2 проведен анализ базовых технологий полупроводниковой СВЧ-электроники; рассмотрены специализированные полупроводниковые СВЧ-приборы для РЛС; ВЧ и СВЧ комплектующие компоненты для РЛС; методы и средства обеспечения надежности РЛС и систем связи; радиофотоника и ее приложения в радиолокационных и телекоммуникационных системах; особенности измерений и анализа СВЧ-устройств; методики измерения электрофизических параметров материалов СВЧ-электроники; радиационная стойкость СВЧ-устройств; особенности проектирования радиационно-стойкой элементной базы СВЧ-устройств (кремний-германиевые, КМОП и КНИ микросхемы).

Материалы энциклопедии содержат ссылки на 1216 основных и более 170 дополнительных использованных авторами источников информации. Данный труд также может служить универсальным справочным пособием для студентов, преподавателей, ученых и инженеров, специализирующихся в области СВЧ-электроники и ее многочисленных применений.

УДК 621.38

ББК 32.85

© Белоус А.И., Мерданов М. К., Шведов С.В., 2021

© АО «РИЦ «ТЕХНОСФЕРА», оригинал-макет, оформление, 2021

ISBN 978-5-94836-605-0

«На самом деле, цель энциклопедии — собрать знания, рассеянные по свету, привести их в систему, понятную для людей ныне живущих, и передать тем, кто придет после нас, с тем, чтобы труд предшествующих веков не стал бесполезным для веков последующих, и чтобы наши потомки, обогащенные знаниями, стали добрее и счастливее, и чтобы мы не канули в вечность, не сумев послужить грядущим поколениям...»

Дени Дидро

Содержание

Предисловие	13
Введение	19
Глава 1. Теоретические основы радиолокации	27
1.1. Введение	27
1.2. Развитие техники миллиметровых и субмиллиметровых волн	28
1.3. Области применения миллиметровых и субмиллиметровых волн в науке и технике и основные направления разработок.....	32
1.4. Линии передачи миллиметровых и субмиллиметровых волн	35
1.5. Физические основы радиолокации	41
1.6. Основные тактико-технические параметры РЛС	44
1.7. Классификация радиолокационных устройств и систем.....	46
1.8. Сравнительный анализ зон действия пассивных разностно-дальномерных систем обнаружения источников радиоизлучения	47
1.8.1. Пассивная разностно-дальномерная система обнаружения ИРИ с минимизацией интервала обзора по разности хода	48
1.8.2. Сравнительный анализ пространственных и энергетических характеристик различных вариантов реализации алгоритмов разностно-дальномерной взаимнокорреляционной обработки.....	50
1.9. Основные принципы построения программных комплексов моделирования радиолокационных сигналов.....	54
1.9.1. Типовой состав программного комплекса моделирования радиолокационных сигналов	54
1.9.2. Особенности реализации конструктора радиолокационных объектов	57
1.9.3. Особенности задания пространственной конфигурации объекта	58
1.9.4. Расчет проекций БТ на линию визирования	59
1.10. Повышение помехоустойчивости РЛС с использованием автокомпенсаторов мешающих излучений	62
1.10.1. Принцип когерентной компенсации активных шумовых помех	63
1.10.2. Особенности технической реализации структуры автокомпенсатора мешающих излучений	66
1.10.3. Оценка эффективности компенсации активных шумовых помех	69

1.10.3.1. Влияние конечного радиуса пространственной корреляции поля	69
1.10.3.2. Влияние собственных шумов приемных каналов	71
1.10.3.3. Влияние задержки принятых сигналов.....	72
1.10.3.4. Влияние нелинейных искажений	73
1.10.3.5. Влияние неидентичности частотных характеристик каналов.....	73
1.10.3.6. Влияние ошибок самонастройки	74
Глава 2. Основные этапы истории развития отечественной радиолокационной техники и СВЧ-радиосвязи.....	79
2.1. Краткая история развития отечественной радиолокационной техники.....	79
2.1.1. Основные направления развития отечественной радиолокационной техники	79
2.1.2. Основные этапы становления отечественной радиолокации	80
2.2. Эволюция технических характеристик отечественных РЛС	84
2.2.1. РЛС «Енисей»	85
2.2.2. РЛС «Тропа» и ее модификации	86
2.2.3. РЛС «Терек» (П-18)	88
2.2.4. Советские радиовысотомеры.....	90
2.3. История создания РЛС дальнего обнаружения баллистических ракет и космических объектов	93
2.3.1. Система предупреждения о ракетном нападении.....	93
2.3.2. Наземный эшелон СПРН	96
2.3.3. Космический эшелон СПРН.....	99
2.3.4. Основные характеристики РЛС системы дальнего обнаружения	102
2.3.4.1. Центральная станция обнаружения баллистических объектов (ЦСО-П)	102
2.3.4.2. РЛС обнаружения типа «Дунай»	102
2.3.4.3. РЛС обнаружения типа «Днестр»	103
2.3.4.4. РЛС обнаружения типа «Днепр»	104
2.3.4.5. Загоризонтная РЛС обнаружения типа «Дуга»	105
2.3.4.6. РЛС обнаружения типа «Даугава»	106
2.3.4.7. РЛС обнаружения типа «Дарьял»	107
2.3.4.8. РЛС обнаружения типа «Волга»	109
2.3.4.9. Многофункциональная РЛС типа «Дон-2Н» (Pill Box)	111
2.3.5. Основные этапы создания системы дальнего обнаружения	112
2.4. Перспективные направления развития РЛС системы ПВО РФ.....	114
2.5. Основные направления развития отечественных систем СВЧ-радиосвязи	117

Глава 3. Особенности построения систем цифровой обработки радиолокационных сигналов на основе микропроцессорных комплектов СБИС	124
3.1. Особенности построения систем ЦОС на основе СБИС	124
3.2. Влияние технологии СБИС на структуру вычислительных систем РЛС.....	128
3.3. Алгоритмы ЦОС и методы их реализации	145
3.3.1. Первичная и вторичная обработка сигналов	145
3.3.2. Иерархия задач и операций ЦОС	147
3.3.3. Типовые процедуры и аппаратные структуры ЦОС	150
3.4. Общие вопросы построения микроэлектронной элементной базы для систем ЦОС	164
3.5. Особенности реализации алгоритма синтеза линейных антенных решеток с требуемой диаграммой направленности и целочисленными амплитудными коэффициентами.....	172
Глава 4. Радары подповерхностного зондирования.....	180
4.1. Особенности проектирования радаров подповерхностного зондирования.....	180
4.2. Радиолокационные станции дистанционного зондирования Земли.....	186
4.3. Георадары с повышенной разрешающей способностью	198
4.4. Сверхширокополосные устройства радиосистем	204
4.4.1. Основные характеристики сверхширокополосных устройств	204
4.4.2. Классификация сверхширокополосных радаров США	205
4.4.3. Анализ ситуации с развитием СШП-технологии в России.....	210
4.5. ЛЧМ-радиолокатор подповерхностного зондирования с повышенной разрешающей способностью	211
4.5.1. Структура радиолокатора подповерхностного зондирования со сверхширокополосным квазинепрерывным ЛЧМ-сигналом.....	211
4.5.2. Тракт формирования и обработки сверхширокополосных квазинепрерывных ЛЧМ-сигналов радиолокатора подповерхностного зондирования.....	215
4.6. Особенности применения радара подповерхностного зондирования с борта летательного аппарата.....	219
4.7. Отечественные георадары.....	222
4.7.1. Георадары серии «Лоза» для подповерхностного зондирования	223
4.7.2. Георадары серии «Зонд-12».....	230
4.7.3. Георадары серии «ОКО».....	231
Глава 5. Антенны и антенные устройства для радиолокации и радиосвязи	238
5.1. Основные параметры и типы антенн	238
5.1.1. Введение	238

5.1.2. Характеристики антенн РЛС	239
5.1.3. Основные типы антенн и их технические характеристики	262
5.2. Примеры конструктивных решений антенн для систем радиосвязи.....	277
5.2.1. Компактная антенна для портативных беспроводных систем стандарта WIMAX/WLAN.....	277
5.2.2. Широкополосная микрополосковая антенна с увеличенным коэффициентом усиления	280
5.2.3. Широкополосная СВЧ-антенна бегущей волны	287
5.2.4. Носимые на теле человека антенны	297
5.2.5. Многополосная ПАТЧ-антенна	300
5.2.6. Микрополосковые антенны на тонкой подложке	307
5.2.7. Плоская отражательная печатная антенна для систем сотовой связи.....	314
5.2.7.1. Принцип действия печатной антенны типа «параболическое зеркало»	314
5.2.8. Особенности проектирования зеркальной отражательной решетки антенны ФАР.....	319
5.2.9. Трехдиапазонная щелевая антенна для систем беспроводной связи	324
5.2.10. Широкополосная антенна Вивальди на керамической подложке на 60 ГГц	328
5.2.11. Методологическая основа расчета зеркальных параболических антенн с помощью современных САПР СВЧ	334
5.2.12. Широкополосная логоспиральная антенна с круговой поляризацией	351
5.3. Фазированные антенные решетки	358
5.3.1. Классификация, структура и особенности применения ФАР	358
5.3.2. Детализированное описание структуры и принципов функционирования ФАР без единой формулы	362
5.4. Особенности проектирования и оценка надежности систем электропитания активных фазированных антенных решеток РЛС	372
5.5. Компоненты для обеспечения механического позиционирования антенных систем РЛС и радиосвязи	381
5.5.1. Датчики положения (энкодеры)	382
5.5.2. Вращающиеся сочленения систем позиционирования.....	388
5.6. Состояние и перспективы развития антенных устройств для радиолокации и средств связи	391
5.6.1. Анализ современного состояния развития антенных устройств РЛС	391
5.6.2. Основные направления развития антенных систем перспективных РЛС.....	394

5.6.3. Пути решения технических задач развития перспективных антенных систем РЛС	395
5.6.3.1. Технические решения для направления развития больших космических антенн	395
5.6.3.2. Основные перспективные направления исследований по созданию высокоэффективных антенн с обработкой сигналов	396
Глава 6. Особенности организации процесса проектирования радиолокационных микросхем.....	405
6.1. Особенности организации проектирования радиочастотных микросхем	405
6.2. Возможные типы технологий, используемых для изготовления радиочастотных и СВЧ-изделий	417
6.3. Программные средства для проектирования СВЧ ИМС	418
6.3.1. Анализ возможностей и преимуществ программных продуктов фирмы Cadence Design Systems, Inc.	418
6.3.2. Перечень необходимых библиотек проектирования, их функциональное назначение, описание	422
6.3.3. Особенности преподавания методов проектирования цифровых систем на языке VHDL	424
6.3.4. Детальное описание процесса проектирования ИМС	427
6.3.5. Программа моделирования радиоэлектронных устройств Multisim Blue	427
6.4. Особенности схемотехнического проектирования фазовращателей для РЛС	447
6.4.1. Основные параметры стандартного фазовращателя	447
6.4.2. Проектирование фазовращателя с использованием средств САПР.....	448
6.5. Примеры эффективных дизайн-центров, работающих в области СВЧ МИС и их применения.....	455
6.5.1. Российские дизайн-центры	455
6.5.2. Типовые примеры эффективного зарубежного фаблесс дизайн-центра в сфере проектирования СВЧ МИС	457
Глава 7. Основы полупроводниковой СВЧ-электроники	460
7.1. Краткая история развития СВЧ-электроники	460
7.2. Строение и свойства арсенида галлия	468
7.3. Полупроводниковые приборы на основе GaAs	471
7.3.1. Диоды на основе GaAs	471
7.3.2. Полевые транзисторы	474
7.3.3. Биполярные транзисторы с гетеропереходами	478
7.3.4. Новые приборы на GaAs	479
7.4. Состояние и перспективы развития монолитных интегральных схем СВЧ	481

7.4.1. Основные сферы применения монолитных интегральных схем СВЧ	481
7.4.2. Основные материалы для изготовления МИС СВЧ	483
7.4.3. Активные элементы МИС и их надежность	484
7.4.4. Перспективные конструктивно-технологические решения МИС СВЧ	489
7.5. Основные сферы и особенности применения GaAs СВЧ МИС	495
7.6. Краткий сравнительный обзор разработок лидеров мирового рынка СВЧ МИС	503
7.7. Основные направления использования технологии GaAs-монолитных схем СВЧ в зарубежной космической и военной технике	511
7.7.1. Программа MIMIC и ее роль в развитии технологии МИС СВЧ	512
7.7.2. Системы вооружения на основе СВЧ-МИС	513
Глава 8. Вакуумная электроника	523
8.1. Принцип действия, классификация и технологические особенности приборов вакуумной электроники	523
8.2. Применение приборов вакуумной электроники в военной технике США	525
8.3. Основные значения достигнутых параметров ЭВП на 2000 г.	529
8.4. СВЧ-интегральная вакуумная электроника	531
8.5. Мощные СВЧ-модули	539
8.6. Вакуумные СВЧ-приборы сантиметрового, миллиметрового и терагерцевого диапазонов	544
8.6.1. Вакуумные СВЧ-приборы сантиметрового диапазона	544
8.6.2. Вакуумные СВЧ-приборы миллиметрового и терагерцевого диапазона	546
Глава 9. СВЧ-оружие наземного и космического применения	552
9.1. Некоторые научно-технические и военно-стратегические аспекты построения и использования средств поражения космического эшелона противоракетной обороны	552
9.1.1. Технические возможности и ограничения потенциальных средств поражения баллистических ракет	552
9.1.2. Проблемы обеспечения надежности функционирования средств космического эшелона системы ПРО	559
9.1.3. Европейская безопасность и европейская СПРО	565
9.1.4. Космический эшелон СПРН	569
9.1.5. Военно-разведывательные спутники	575
9.2. Основные поражающие факторы и методы воздействия СВЧ-излучений на системы управления радиоэлектронных средств	585

9.3. Оружие несмертельного действия наземного применения	591
9.3.1. СВЧ-оружие «Система активного отбрасывания»	592
9.3.2. Лазерное устройство PHASR для временного ослепления и дезориентации противника	597
9.3.3. «Бесшумный страж» (Silent Guardian)	598
9.3.4. Наиболее известные системы нелетального оружия из арсенала Министерства обороны США	599
9.3.4.1. «Глушитель речи»	599
9.3.4.2. The Incapacitating Flashlight	600
9.3.4.3. Суперзловонный артиллерийский снаряд	600
9.3.4.4. «Гей-бомба» – оружие на мощных афродизиаках	600
9.3.4.5. Генератор грома	602
9.3.4.6. Перцовая граната	602
9.3.4.7. Электрошокер «Taser Shotgun»	602
9.3.5. Проблемы безопасности применения нелетального оружия	603
9.4. СВЧ-оружие атмосферного и космического применения	605
9.4.1. Радиочастотное космическое оружие	605
9.4.2. Космическое оружие на основе новых физических принципов	608
9.4.3. Системы перехвата МБР на основе плазменного СВЧ-оружия	610
9.4.4. Лазерное оружие	612
9.4.5. Пучковое СВЧ-оружие	614
9.5. СВЧ-комплексы по противодействию высокоточному оружию	615
9.5.1. Классификация, способы применения и типовые цели систем высокоточного оружия	615
9.5.2. Типовой состав и принцип работы комплекса защиты от ВТО	619
9.6. Использование СВЧ-импульсов в задачах защиты от элементов высокоточного оружия	622
9.7. Американская программа высокочастотных активных исследований HAARP	634
9.7.1. Теоретические механизмы возможного использования HAARP для управления погодой планеты Земля	634
9.7.1.1. Эксперименты Николы Теслы	634
9.7.1.2. Возможности использования HAARP в качестве атмосферного оружия	638
9.7.1.3. Управление погодой – побочный продукт работ по ПРО	640
9.7.2. Сравнение предполагаемых функции систем типа HAARP, созданных в мире (США, Европа, СССР)	641
9.7.3. Хемоакустические волны – основа сейсмического оружия	645



Глава 10. Базовые технологии полупроводниковой СВЧ-электроники	652
10.1. Состояние и тенденции развития зарубежных базовых технологий СВЧ-электроники	652
10.2. Состояние и тенденции развития технологий СВЧ-электроники в Российской Федерации	659
10.2.1. Анализ технического уровня отечественных СВЧ-приборов.....	659
10.2.2. Основные направления исследований и разработок в сфере деятельности технологической платформы.....	665
10.2.2.1. Направления развития отечественных СВЧ-приборов на период до 2020 г.....	665
10.2.2.2. Основные направления развития отечественных технологий изготовления СВЧ-приборов и устройств.....	673
10.3. Арсенид-галлиевые технологии изготовления СВЧ-приборов.....	676
10.3.1. Отечественные арсенид-галлиевые технологии изготовления малошумящих транзисторов СВЧ- и КВ-диапазонов.....	678
10.3.2. Зарубежные арсенид-галлиевые фабрики.....	681
10.4. Технология мощных СВЧ-транзисторов и СВЧ МИС на основе нитрида галлия.....	685
10.4.1. Состояние и тенденции развития технологии мощных СВЧ-транзисторов и СВЧ МИС.....	685
10.4.2. Широкополосные транзисторные усилители мощности СВЧ-диапазона	695
10.5. Особенности технологий изготовления СВЧ-усилителей для радаров АФАР.....	706
10.5.1. GaN-усилители мощности для АФАР	706
10.5.2. СВЧ-усилители для АФАР на основе GaN-технологии компании Sumitomo	710
10.5.3. GaAs, GaN и «алмазные технологии» – перспективы развития СВЧ элементной базы АФАР	712
10.5.4. Технологические проблемы формирования подложек для эпитаксии гетероструктур	715
10.6. СВЧ-приложения МЭМС-технологий.....	719
10.6.1. Особенности реализации радиочастотных МЭМС/КМОП-устройств.....	719
10.6.2. Радиочастотные МЭМС-переключатели	725
10.6.3. Радиочастотные МЭМС-конденсаторы переменной емкости	729
10.6.4. Интегрированные МЭМС/КМОП-резонаторы	732
10.6.5. MEMS-технологии в задачах системной интеграции радиолокационных устройств.....	734
10.6.5.1. Типовые MEMS-изделия для СВЧ-устройств	734
10.6.5.2. Технологии микромонтажа СВЧ MEMS-приборов	740

10.7. Технологии корпусирования полупроводниковых СВЧ-приборов и МИС	743
10.7.1. Основные этапы создания отечественной технологии корпусирования СВЧ-приборов в НИИ «Пульсар»	743
10.7.2. Особенности технологии корпусирования мощных СВЧ-транзисторов	750
10.7.3. Особенности использования золота и алюминия в технологии сборки мощных СВЧ-транзисторов.....	762
10.7.4. Основы технологии сборки СВЧ-микросхем	769

Предисловие

Современная радиоэлектроника представляет собой обширную отрасль науки и техники, которая стремительно развивается, проникая в новые сферы и охватывая все новые области знаний, определяя в современном мире прогресс науки и техники в целом и охватывая все более широкие сферы обеспечения жизнедеятельности человечества.

Ее развитие уже сейчас привело к созданию весьма сложных технических систем, а учитывая все возрастающие требования к этим системам и тенденции развития теоретической и элементной базы радиоэлектроники, в самом ближайшем будущем следует ожидать их дальнейшего усложнения.

Основные области применения современной радиоэлектроники – радионавигация, радиосвязь, радиолокация, радиоастрономия, телекоммуникации, радиометрия, космические и информационные технологии, медицина, метеорология и геология, системы управления вооружением, военной техникой, включая средства радиоэлектронной борьбы и управления высокоточным оружием и средства защиты от него.

Современные радиоэлектронные устройства и системы используют чрезвычайно широкий диапазон частот электромагнитных волн, где нижние частоты лежат около нуля герц, а высшие вплотную подошли к световым волнам.

Наиболее широко в современных радиоэлектронных системах (РЭС) используются так называемые сверхвысокие частоты (СВЧ), включая диапазоны миллиметровых и субмиллиметровых волн.

Например, к числу основных РЭС только миллиметрового диапазона можно отнести следующие:

- радиолокационные станции (РЛС) с высокой разрешающей способностью, в том числе РЛС опознавания и локации космических объектов с Земли и со спутников, РЛС обнаружения и сопровождения низколетящих целей для зенитно-ракетных комплексов (ЗРК) и кораблей, бортовые самолетные РЛС и др.;
- различные системы связи, в том числе связь «Земля-космос», межспутниковая связь (например, на частотах в области 60 ГГц вследствие наличия пика в атмосфере до 20 дБ/км в космосе может быть обеспечена дальняя связь между коммерческими и военными спутниками, скрытая от наземных наблюдений), системы сверхдальней связи, скрытая оперативно-тактическая связь для наземного театра боевых действий, опять-таки на частотах полос непрозрачности и др.;
- интеллектуальные средства наведения, в том числе системы активного и пассивного наведения стратегических, тактических, оперативно-тактических ракет, головки самонаведения реактивных снарядов и т.п.;
- радионавигационные системы различного назначения, в том числе самолетные, вертолетные, спутниковые, морские и др., которые охватывают навигацию и опознавание;
- системы радиопротиводействия, широко используемые в современной электронной разведке, связной, сигнальной радиоразведке и т.п.;
- широкий спектр медицинской аппаратуры, включая аппараты магнитно-резонансной терапии (МРТ);

- специальная научная СВЧ-аппаратура для мощных ускорителей элементарных частиц;
- ряд других систем, среди которых особое место занимают системы управления и контроля космической, мобильной наземной, морской и подводной военной техникой.

Технической основой любой подобной РЭС являются различные средства генерирования, преобразования и усиления электрических ВЧ- и СВЧ-колебаний, причем к этим средствам предъявляются весьма высокие требования по стабильности генерируемой частоты.

Поэтому современная радиоэлектроника охватывает исключительно широкий спектр областей знаний — от теории электромагнитных колебаний и распространения волн до закономерностей движения электронов и ионов в различных материалах и средах.

Очевидно, что в связи с непрерывным усложнением решаемых РЭС задач постоянно увеличивается и объем радиоэлектронной аппаратуры, однако простое увеличение количества элементов всегда неизбежно приводило к снижению надежности работы, увеличению габаритов, веса, потребляемой мощности и стоимости, усложнению эксплуатации. Прогресс в области современной полупроводниковой и вакуумной электроники позволяет создавать все более сложные РЭС при существенном снижении их габаритно-весовых характеристик, потребляемой мощности и стоимости, при этом позволяя обеспечить повышение производительности. Поэтому прежде всего именно стремительное развитие радиоэлектроники ставит перед разработчиками и изготовителями задачу миниатюризации аппаратуры путем получения целого ряда новых материалов с совершенно новыми свойствами, и прежде всего приборов электроники (микро-, наноэлектроники, СВЧ полупроводниковой и вакуумной электроники, оптоэлектроники).

Чтобы кратко охарактеризовать всю широту спектра научно-технических направлений современной радиоэлектроники, можно привести только такой факт. Англо-русский словарь по «современной» радиоэлектронике (2013 г.) содержит более двадцати тысяч терминов и включает в себя термины по квантовой радиоэлектронике, радиолокации, теории распространения радиоволн, антенно-фидерным устройствам (АФУ), технике СВЧ, теории надежности, физике и технологии изготовления вакуумных и полупроводниковых приборов, интегральных схем, вычислительной технике и др.

Эта предлагаемая читателям книга ориентирована на очень широкий круг читателей-ученых, инженеров, инженерно-технических работников, студентов и преподавателей колледжей и высших учебных заведений, разработчиков радиоэлектронной аппаратуры коммерческого и военного назначения, специалистов по измерению параметров, регламентному обслуживанию современных и перспективных РЭС, ремонту и эксплуатации.

Столь широкий круг потенциальных читателей книги обусловлен действительно уникальным объектом исследований — СВЧ-электроникой и ее различными применениями в современных радиоэлектронных системах — радиолокации, связи, космической и военной техники.

При написании этой книги авторы использовали концепцию изложения материала, позаимствованную ими из блестящей фундаментальной работы по силовой электронике – «Semiconductor Technical Information technologies and characteristics date», впервые опубликованной Pallisic Corporate Publishing в Германии в 2000 г. и многократно переиздаваемой. Это издание было подготовлено штаб-квартирой одного из мировых лидеров в области полупроводниковой технологии – фирмы Infineon Technologies AG и сегодня, после внесения многочисленных дополнений и уточнений, представляет собой фактически универсальное справочное пособие для ученых и инженеров, специализирующихся в области проектирования и применения широкого спектра современных полупроводниковых изделий и устройств на их основе.

Несомненным достоинством этой книги является то, что авторам в пределах одной монографии талантливо удалось изложить все современные тенденции развития и достижения в области полупроводниковых технологий изготовления прежде всего силовых приборов.

Как и авторы цитируемой работы, при написании этой технической энциклопедии авторы исходили из двух основных постулатов. Во-первых, будущим инженерам-электронщикам, преподавателям и студентам всегда нужно иметь под рукой сборник справочных материалов по современной СВЧ-электронике и различных РЭС на ее основе. Во-вторых, чтобы стать популярным среди широкого круга ученых и специалистов, это издание должно выполнять функции и классического учебника, и надежного краткого справочника, да и просто увлекательной книги.

В многочисленной зарубежной и даже в не столь многочисленной отечественной литературе существует множество публикаций (статьи, монографии, описания патентов, справочники и руководства по применению), рассматривающих некоторые частные аспекты СВЧ-электроники в ее приложениях к задачам радиолокации и связи, – теоретические исследования, методы расчета и проектирования конкретных СВЧ-устройств и систем и др.

Авторы представляемой читателю новой книги поставили перед собой достаточно амбициозную задачу – впервые в отечественной научно-технической литературе попытаться обобщить многочисленную информацию по этой проблеме (как зарубежную, так и отечественную) и в рамках ограниченного объема одной книги как рассмотреть основные физические механизмы и принципы работы наиболее известных СВЧ-приборов и устройств, так и дать конкретные детализированные примеры и рекомендации по применению полупроводниковых и вакуумных СВЧ-приборов и устройств в самых различных технических системах, решающих прежде всего различные задачи радиолокации и связи, и не только.

Еще один из основополагающих принципов принятой авторами концепции изложения материала в этой книге – представление как достаточного объема необходимой справочной информации собственно по принципам работы и составу элементной базы СВЧ-устройств, так и, в отличие от классических учебников с избытком математических выкладок и физических формул, попытаться по возможности максимально простым языком изложить как основные аспекты проектирования и изготовления базовых элементов СВЧ-устройств (физические принципы их работы, основные апробированные на практике схмотехнические решения,

технологии изготовления), так и важнейшие аспекты основных этапов расчета и конструирования СВЧ-приборов и СВЧ-систем на уровне, доступном для понимания даже слабоподготовленным читателем. Для более углубленного изучения этой проблемы заинтересованному читателю можно обратиться к приведенным в книге многочисленным ссылкам на литературные и интернет-источники.

Насколько авторам удалось в рамках данной книги реализовать эту концепцию – судить читателям.

Такой широкий круг необходимых исследований требует, например, только в области СВЧ-электроники для их проведения привлечения ученых и специалистов по широкому спектру специальностей, таких как: физика конденсированного состояния (01.04.07); физика полупроводников (01.04.10); технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники (05.27.06); вакуумная и плазменная электроника (05.27.02); квантовая электроника (05.27.03); твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах (05.27.01); физическая электроника (01.04.04); оптика (01.04.05); кристаллография, физика кристаллов (01.04.18); физика пучков заряженных частиц и ускорительная техника (01.04.20); силовая электроника (05.09.12); органическая химия (02.00.03); неорганическая химия (02.00.01); аналитическая химия (02.00.02); электрохимия (02.00.05); физическая химия (02.00.04); химия и технология высокочистых веществ; химия твердого тела (02.00.21); лазерная физика (01.04.21); оптические и оптико-электронные приборы и комплексы (05.11.07); автоматизация и управление технологическими процессами и производствами (05.13.06); системы автоматизации проектирования (05.13.12); метрология и метрологическое обеспечение (05.11.15); информационно-измерительные и управляющие системы (05.11.16).

Однако общим для всех этих различных групп и специализаций инженеров является то, что все они должны глубоко понимать суть выполняемых процессов, знать физические принципы построения и особенности работы многочисленного оборудования, хорошо разбираться в аналитическом оборудовании и современных методах анализа, хорошо знать и использовать в своей работе основные физические модели многочисленных технологических операций.

Не является секретом, что в развитие мировой полупроводниковой промышленности в целом и в убедительные достижения ведущих мировых фирм-лидеров огромный вклад внесли (и вносят до сих пор) инженеры-технологи с дипломами российских и белорусских вузов, прошедшие хорошую школу практической подготовки на отечественных предприятиях. Все эти поколения отечественных специалистов-электронщиков изучали азы микроэлектронной технологии в основном по пользовавшимся огромной и заслуженной популярностью и многократно переиздаваемым в СССР переводным изданиям книги «Физика полупроводниковых приборов» ставшего «классиком» великого популяризатора микроэлектроники профессора С.М. Зи и коллективной монографии «Технология СБИС» под его же редакцией, многие положения которых справедливы и для современных субмикронных технологий микроэлектроники. В частности, можно привести фундаментальную монографию «Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов» (Г. Я. Красников 2-е изд., испр. М.: Техносфера,

2011. — 800 с.), в которой детально рассмотрены особенности работы субмикронных МОП-транзисторов, особенности технологии формирования подзатворных диэлектриков, механизмы влияния технологических процессов изготовления (ионного легирования, плазменной обработки, переноса изображения) на деградацию подзатворного диэлектрика, различные конструкции современных субмикронных МОП-транзисторов.

При написании книги авторам оказали существенную помощь многие ведущие специалисты современных НИИ и заводов, специализирующиеся в области исследований, разработки и организации производства различных СВЧ-приборов, устройств и систем на их основе, ученые академических институтов, преподаватели вузов, занимающиеся подготовкой студентов, аспирантов и магистрантов.

Книга представляет собой универсальное справочное пособие и адресована широкому кругу читателей — студентам, преподавателям, инженерам-технологам полупроводниковых производств, инженерам-разработчикам СВЧ-приборов, систем радиолокации и связи, инженерам по проектированию и эксплуатации сложного радиоэлектронного оборудования, ученым и аспирантам, специализирующимся в области СВЧ-электроники и ее приложений.

Авторы хотели бы выразить искреннюю благодарность следующим ученым и специалистам, оказавшим наиболее существенную помощь авторам при написании этой книги (материалами, советами и практическими замечаниями), это: Чернявский А.Ф., академик НАН Беларуси, Казак Н.С., директор Института физики НАН Беларуси, академик НАН Беларуси, Витязь П.А., академик НАН Беларуси, Чижик С.А., академик НАН Беларуси, Первый заместитель Председателя Президиума НАН Беларуси, Корзюк В.И., академик НАН Беларуси, профессор кафедры Института математики НАН Беларуси, Пилипенко В.А., член-корр. НАН Беларуси, Муравьев В.В., член-корр. НАН Беларуси, Комаров Ф.Ф., член-корр. НАН Беларуси, Федосюк В.М., член-корр. НАН Беларуси, Костромицкий С.М., член-корр. НАН Беларуси, директор ОАО «КБ Радар», Абламейко С.В., академик НАН Беларуси, ректор БГУ (Минск, Беларусь), Гусев О.К., д.т.н., профессор, проректор БНТУ (Минск, Беларусь), Чернуха Б.Н., к.т.н., Заместитель директора по научной работе НИРУП «Геоинформационные системы» НАН Беларуси, Витер В.В., к.т.н., главный конструктор ГП «Ремонтный завод радиоэлектронного оборудования», Телец В.А., д.т.н., профессор, директор Института экстремальной прикладной электроники НИЯУ МИФИ, Залесский В.Б., к.ф.-м.н., заведующий лабораторией Института физики НАН Беларуси, Шиллер В.А., к.т.н., главный специалист ОАО «НИИМА «Прогресс», Лобанович Э.Ф., к.ф.-м.н., заместитель директора РНЦ «Курчатовский институт», Яшин Г.Ю., к.ф.-м.н., начальник НИЛ-723 ФГУП «НИИ «Вектор», Кураев А.А., д.ф.-м.н., профессор БГУИР (Минск, Беларусь), Хвощ С.Т., д.т.н., профессор, генеральный директор ЗАО «Электронная компания «ЭЛКУС» (Санкт-Петербург, Россия), Кернасовский Ю.М. директор ОАО «Минский НИИ радиоматериалов», Горовой В.В., к.т.н., Борисенко В.Е., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой нано- и микроэлектроники БГУИР (Минск, Беларусь), Кучинский П.В., д.ф.-м.н., профессор, директор НИИ прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко БГУ (Минск, Беларусь), Никифоров А.Ю., д.т.н., профессор, директор ОАО «СПЭЛС», Толочко Н.К., д.ф.-м.н., профессор, Бибило П.Н., д.т.н.,

профессор, Эннс В.И., к.т.н., заместитель генерального директора ОАО «НИИМЭ и Микрон» (Зеленоград, Россия), Лыньков Л.М., д.т.н., профессор БГУИР (Минск, Беларусь), Оджаев В.Б., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой БГУ (Минск, Беларусь), Осипов М.С., к.т.н., начальник отдела военного и оборонного сотрудничества Департамента оборонной промышленности и военно-технического сотрудничества ПК Союзного государства, к.т.н., Машевич П.Р., к.т.н, ОАО «Ангстрем», Гамквелидзе С.А., главный научный сотрудник ИСВЧПЭ РАН, д.т.н., профессор.

Авторы выражают благодарность Гордиенко С.В. за работу по техническому оформлению рукописи для публикации и Сизову Ю.В. за помощь в переводе с английского языка материалов, использованных в гл. 1.

Особую благодарность авторы высказывают основным рецензентам этой книги – директору федерального государственного бюджетного учреждения науки Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники Российской академии наук (ИСВЧПЭ РАН), заслуженному деятелю науки Российской Федерации, д.т.н., профессору Мальцеву П.П. и академику НАН Б Лабуну В.А., чьи критические замечания во многом способствовали появлению книги именно в этом формате, а также академику РАН Велихову Е.П., предоставившего авторам ряд уникальных материалов, использованных в гл. 9, Гусинскому А.В., д.т.н. и его сотрудникам, за материалы, положенные в основу гл. 15.

Введение

Глава 1 посвящена краткому изложению теоретических основ радиолокации. Здесь в сжатом виде представлены теоретические основы функционирования радиолокационных устройств, начиная с хронологии исторических событий, связанных с созданием первых РЛС, описания базовых принципов функционирования радаров, типовых алгоритмов обработки сигналов (расстояние до цели, зона однозначного определения дальности цели), характеристики антенных устройств (усиление сигнала, апертура антенны, зона однозначного определения цели, шумы и эхо-сигналы), а также общие сведения о РЛС (классификация, частотные диапазоны работы, основные тактико-технические параметры, сравнение зон действия пассивных разностно-дальномерных систем обнаружения различных источников радиоизлучения, различия между военными, гражданскими радарными).

Отдельные параграфы главы посвящены изучению основных принципов построения различных программных комплексов, предназначенных для моделирования радиолокационных сигналов, типовые составы таких комплексов, особенности работы инженеров-разработчиков РЛС с «конструкторами радиолокационных объектов», особенности задания пространственной конфигурации объекта, повышение помехоустойчивости современных РЛС с использованием автокомпенсаторов, мешающих излучению, на основе использования принципов когерентности компенсации активных шумовых помех, включая особенности технической реализации таких автокомпенсаторов и методики оценки эффективности применяемых методов компенсации активных шумовых помех современных РЛС.

Глава 2 посвящена краткому анализу основных этапов истории развития отечественной (советской и российской) радиолокационной техники за весь обозримый исторический период ее развития.

Здесь рассмотрены основные этапы становления отечественной радиолокационной техники на конкретных примерах РЛС – «Енисей», «Тропа» и ее модификации «Терек» (П-18), а также отечественных радиовысотометров.

Кратко изложены основные этапы истории создания советских РЛС дальнего обнаружения баллистических ракет и различных космических объектов, в частности отечественной системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН), включая этапы создания как наземных, так и космических эшелонов этой СПРН.

Приведены основные характеристики отечественной РЛС системы дальнего обнаружения, основные технические проблемы, успехи и неудачи этапов создания элементов комплексной системы дальнего обнаружения, а также перспективного направления развития РЛС систем противовоздушной обороны.

Отдельно рассмотрены основные направления развития и технические характеристики современных отечественных систем СВЧ-радиосвязи.

Глава 3 посвящена изучению особенностей построения систем цифровой обработки радиолокационных сигналов на основе микроэлектронной элементной базы – специализированных микропроцессорных комплексов сверхбольших интегральных микросхемы (СБИС).

Здесь рассмотрены основные тенденции и аспекты влияния современных развивающихся технологий СБИС на информационные и управляющие структуры современных РЛС (стандартные алгоритмы ЦОС и методы их практической реализации, в том числе как для первичной обработки сигналов (что особенно важно для современного театра военных действий), так и для элементов вторичной обработки сигналов, определяющих как быстродействие, так и точность определения целей современных РЛС наземного и космического эшелонов СПРО).

Основной интерес для инженеров-разработчиков (электронщиков и программистов) современных РЛС представляет иерархия задач «операций» ЦОС применительно к задачам современных РЛС, а также типовые процедуры и оптимальные аппаратные структуры систем ЦОС применительно к конкретным задачам РЛС.

В качестве конкретного примера рассмотрены структуры микросхем отечественного микропроцессорного комплекта РЛС серии 1815, на базе которого спроектирована АФАР РЛС «Волга».

Завершает эту главу анализ общих вопросов в методологических подходах к построению специализированной микроэлектронной базы для систем ЦОС вообще и для задач радиолокации и связи в частности.

Глава 4 посвящена рассмотрению такого специфического самостоятельного направления радиолокационных устройств, как радары подповерхностного зондирования.

Здесь рассматриваются как все известные РЛС дистанционного зондирования Земли, так и специфические георадары с повышенной разрешающей способностью, георадары для поиска мин, фугасов и несанкционированно заложенных взрывных устройств в зданиях, сооружениях, на автомобильных и железных дорогах и путях следования военных колонн в различных условиях окружающей среды.

Заслуживают особого внимания читателей разделы, посвященные анализу современного состояния и тенденций развития сверхширокополосных устройств радиосистем различного (гражданского и военного) назначения. Здесь приведены результаты анализа ситуации с развитием сверхширокополосной технологии радарной техники в мире и в России, в том числе приведены основные характеристики и технические решения построения радиолокаторов подповерхностного зондирования с повышенной разрешающей способностью (структура, особенности проектирования, способы формирования и обработки сверхширокополосных частотно-модулированных сигналов и пр.).

Впервые в открытой научно-технической печати здесь детально рассмотрены особенности применения радаров подповерхностного зондирования с борта летального аппарата (самолета, вертолета, дирижабля, воздушного шара и т.п.).

В заключение главы приведены основные технические характеристики наиболее широко известных отечественных георадаров (серии «Лоза», «ОКО», «Зонд» и др.).

Глава 5 посвящена вопросам проектирования, изготовления и применения различных антенн и антенных устройств для систем радиолокации и связи. Здесь приведены основные параметры и типы производимых в мире и в России систем, примеры наиболее эффективных конструктивных решений (в том числе антенны

для портативных беспроводных систем стандарта WIMAX/WLAN), широкополосных микрополосковых антенн – с увеличенным коэффициентом усиления, широкополосных СВЧ-антенн бегущей волны, носимых непосредственно на одежде и даже на теле человека, многополосных ПАТ – антенн, микрополосковых антенн на тонкой подложке, плоских отражательных печатных антенн для систем сотовой связи, трехдиапазонных щелевых антенн для систем бесперебойной связи, широкополосных антенн на керамической подложке, широкополосных многоспиральных антенн с поляризацией и т.п., в том числе рассмотрены методы расчета этих антенн и антенных устройств с помощью современных средств автоматизированного проектирования.

Отдельный раздел главы посвящен фазированным антенным решеткам – классификации, структуре и особенностям применения.

Здесь с точки зрения авторов заслуживает особое внимание разд. 5.3.2 этой главы, где приведено достаточно детализированное описание структуры и основных принципов работы ФАР без использования в тексте хотя бы одной формулы. Конечно, этот раздел предназначен в первую очередь для радиолюбителей и студентов.

В качестве самостоятельного раздела этой главы выделены специфические вопросы проектирования и оценки надежности одного из важнейших компонентов ФАР – систем электропитания. Здесь также приведен анализ состояния и основных проблем развития различных компонент, необходимых для успешного решения задачи обеспечения механического позиционирования антенных систем РЛС и различных устройств и систем радиосвязи. Это датчики положения объекта (энкодеры), различные «вращающиеся» элементы систем позиционирования РЛС и другие компоненты.

Здесь же рассмотрены состояние и ближайшие перспективы развития современных системных устройств для радиолокации, систем связи, а также основные тенденции и пути решения очевидных для разработчиков конкретных технических задач развития перспективных антенных систем как РЛС, так и коммерческих систем беспроводной связи.

Глава 6 посвящена конкретным проблемам и особенностям организации процесса проектирования радиолокационных микросхем.

В начале главы рассмотрены специфические особенности проектирования радиочастотных микросхем (особенности этапов моделирования радиочастотных микросхем в составе проектируемой радиоэлектронной системы, в составе существующей радиоэлектронной системы, формирования необходимых последовательностей тестовых сигналов с приемлемыми параметрами, анализом требований к оборудованию и программным средствам, требуемым для организации рабочего места проектировщика радиочастотных схем, и др.).

Рассмотрены различные типы микроэлектронных технологий, используемых для изготовления радиочастотных изделий.

В разделе, посвященном программным средствам для проектирования СВЧ ИМС, дан детальный анализ возможностей и особенностей наиболее широко используемых на практике программных продуктов фирмы Cadance Design System, приведен детализированный перечень необходимых библиотек проектирования,

их функциональное назначение и описание, рассмотрены основные особенности методов проектирования цифровых систем на языке VHDL, приведено детальное описание маршрутов проектирования микросхем.

В качестве одного из примеров детально рассматриваются особенности схемотехнического проектирования фазовращателей для РЛС.

Глава 7 посвящена физическим основам полупроводниковой СВЧ-электроники. Изложена краткая история развития СВЧ-электроники как одной из ветвей микроэлектроники, рассмотрены строение и свойства базового полупроводникового материала – арсенида галлия, основные типы полупроводниковых приборов на его основе (диоды, полевые транзисторы, биполярные транзисторы с гетеропереходами, новые типы GaAs-приборов).

Детально рассмотрены состояние и перспективы развития сравнительно нового типа GaAs-приборов монолитных интегральных схем СВЧ (МИС СВЧ): особенности конструкции и технологии изготовления, основные используемые для их изготовления материалы, особенности конструкций активных элементов МИС СВЧ и проблемы обеспечения их надежности, перспективные конструктивно-технологические решения МИС СВЧ.

Представлен краткий сравнительный обзор разработок лидеров мирового рынка, а также основные направления использования МИС СВЧ в зарубежной и отечественной космической военной технике.

Глава 8 целиком посвящена одному из наиболее «старых» направлений СВЧ-электроники – вакуумной электронике.

Здесь в начале главы рассматриваются принципы работы, классификации и технологические особенности как «классических», так и новых типов приборов вакуумной электроники, основные значения достигнутых параметров приборов.

Более детально рассмотрены особенности конструкции, технологии и схемотехники относительно нового направления приборов вакуумной СВЧ-электроники – мощных СВЧ-модулей, вакуумных СВЧ-приборов сантиметрового, миллиметрового и терагерцового диапазонов.

Глава 9 посвящена анализу научно-технических и военно-стратегических аспектов разработки и применения различных видов современного СВЧ-оружия, разрабатываемого для условий космического и наземного применения.

Прежде всего, рассмотрены основные аспекты построения и использования средств поражения космического эшелона систем противоракетной обороны – технические возможности и ограничение потенциальных средств поражения баллистических и оперативно-тактических ракет, проблемы обеспечения надежности функционирования средств космического эшелона. В частности, показано, что из двух составляющих компонент надежности – технической надежности и оперативной (боевой) надежности – последний компонент является наиболее важным, поскольку он характеризует способность компонентов системы ПРО выполнять запрограммированные боевые функции в любых ситуациях и во всех заложенных военными заказчиками рабочих режимах и условиях.

Детально рассмотрены поражающие факторы и методы воздействия СВЧ-излучения на системы управления радиоэлектронных средств и их компонентную базу.

В рамках отдельных разделов рассмотрены все известные виды оружия «несмертельного» действия наземного применения («системы активного отбрасывания» или «луч боли», «глушитель речи», устройство для временного ослепления и дезориентации противника, «бесшумный страж» и др.). Здесь же рассмотрены наиболее известные системы «нелетального» оружия из арсеналов Пентагона и силовых структур.

Отдельно рассмотрены компоненты СВЧ-оружия наземного и космического боевого назначения. Это различные виды радиочастотного космического оружия и оружия на новых физических принципах, системы перехвата баллистических ракет на основе плазменного оружия, лазерное и пучковое СВЧ-оружие.

Здесь же рассмотрены и различные системы защиты от СВЧ-оружия.

Так, в рамках специального раздела рассматриваются технические аспекты построения и применения различных СВЧ-комплексов противодействия высокоточному оружию (ВТО), классификации, способы применения, типовые цели, типовой состав и принципы работы комплекса защиты от ВТО и др.

Завершает главу обобщенный анализ известной американской программы так называемых «высокочастотных активных исследований», более известной специалистам как система ХААРП.

Здесь рассмотрены теоретические механизмы возможности использования систем типа ХААРП для управления погодой планеты Земля, создания «метеорологического» (атмосферного) оружия, хемоакустические волны как основа создания «сейсмического» оружия.

Приведено сравнение предполагаемых выполняемых функций всех систем типа ХААРП, созданных в мире (США, Европа, СССР, Россия).

Глава 10 посвящена рассмотрению базовых технологий полупроводниковой СВЧ-электроники.

Дан анализ состояния и тенденций развития как зарубежных, так и отечественных полупроводниковых СВЧ-технологий, детально рассмотрены как традиционные, так и перспективные типы СВЧ-технологий: на основе арсенида галлия, нитрида галлия, карбида кремния, «алмазные» и другие технологии.

В частности, рассмотрены особенности отечественной технологии изготовления арсенид-галлиевых малощумящих «мощных» транзисторов СВЧ- и КВ-диапазонов, мощных СВЧ-транзисторов и СВЧ МИС на основе нитрида галлия, широкополосных транзисторных усилителей СВЧ-диапазона, особенности технологии изготовления СВЧ-усилителей для радаров АФАР и др.

Рассмотрены новые приложения СВЧ-технологии в МЭМС – особенности реализации радиочастотных МЭМС (КМОП-устройства, МЭМС-переключателей, конденсаторов, резонаторов и др.).

Завершает главу раздел, посвященный особенностям технологии конструирования полупроводниковых СВЧ-приборов и СВЧ МИС.

Глава 11 посвящена анализу полупроводниковых СВЧ-приборов, предназначенных непосредственно для комплектации современных РЛС и систем связи.

Здесь детально рассмотрена элементная база приемо-передающих модулей АФАР (аттенуаторов, фазовращателей, переключателей, предусилителей, малошумящих усилителей и усилителей мощности), а также широкий спектр помехоподавляющих приборов для АФАР.

Приведена номенклатура и основные технические параметры СВЧ-приборов основных отечественных изготовителей (АО «Микроволновые системы», ЗАО «НПП «Планета-Аргалл», НПП «Пульсар» и др.), рассмотрены основные зарубежные микросхемы для приемно-передающих модулей РЛС на основе нитрида галлия, в частности изготовителей «Mini-Circuits», Hittite Microwave и др. Здесь же рассмотрены особенности выбора элементной базы для систем вторичного питания АФАР.

Глава 12 посвящена рассмотрению ВЧ и СВЧ комплектующих компонентов для РЛС – микрополосковым фильтрам, СВЧ-фильтрам на поверхностных акустических волнах (ПАВ-фильтры), кабельных гермовводов, мощных полосковых СВЧ-резисторов, высокочастотных соединителей, керамических СВЧ-компонентов для РЛС (керамических и пленочных конденсаторов, сетевых фильтров, специальных соединителей и кабельных «сборок»).

Завершает главу раздел, посвященный эволюции конструкции корпусов для устройств и блоков РЭА РЛС.

Глава 13 посвящена рассмотрению комплекса методов и средств обеспечения надежности радиолокационных систем и средств связи. Здесь детально рассмотрены физические и технические аспекты проблемы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) (природа электромагнитных помех, типы и классификация ЭМС, нормы и стандарты, технические решения задач обеспечения электромагнитной совместимости микропроцессорных блоков управления РЛС и средств связи).

Приведены классификационные и основные технические характеристики защитных СВЧ-устройств для РЛС и систем связи.

Заслуживает особого внимания раздел, посвященный особенностям оценки ресурса СВЧ-устройств РЛС с учетом надежности механических составных частей, которые ранее не учитывались разработчиками РЛС, что приводило к искусственному завышению расчетной надежности РЛС. Детально рассмотрены особенности организации внутренних и внешних цепей электропитания СВЧ-устройств современных РЛС.

Приведены типы и основные характеристики ряда специальных ВЧ- и СВЧ-компонентов для подавления электромагнитных помех.

Завершает главу рассмотрение комплекса вопросов, посвященных методам испытания СВЧ-устройств, в том числе на устойчивость к электростатическим разрядам (стандарты испытаний как на уровне отдельного СВЧ-устройства, так и на системном уровне).

Глава 14 посвящена относительно новому и стремительно развивающемуся научно-техническому направлению – вопросам применения радиофотоники в телекоммуникационных и радиолокационных устройствах и системах.

Рассмотрены физические принципы работы, конструктивные и технологические аспекты изготовления и применения фотонных устройств на основе поверхностных излучающих лазеров с вертикальным резонатором, излучающего лазера сплавной конструкции (электрические и энергетические параметры, шумовые и малосигнальные частотно-модуляционные параметры, линейность в режиме большого сигнала, спектральные и перестроечные характеристики лазеров непрерывной (VECSEL, MEMS-VCSEL, LICSEL) и импульсной (VECSEL-SESAM, MIXSEL) генерации).

Приведены конкретные технические решения проблем применения радиофотонных устройств в радиолокационных системах (активные линии задержки, каналы передачи СВЧ-сигналов на большие расстояния, системы распределения сигналов по полотну АФАР РЛС, измерительно-калибровочные комплексы и средства для таких РЛС).

Завершает главу анализ СВЧ-фотодетекторов для систем радиофотоники, радиолокации и оптоволоконной связи.

Глава 15 по количеству представленного материала является самой объемной – содержит 12 разделов и 40 подразделов, поскольку посвящена проблемам изменений и анализа современных СВЧ-устройств. Как известно, для цифровых микроэлектронных устройств по стоимости решения задачи их тестирования уже сравнимы, а иногда даже превышают стоимость разработки и изготовления. А для СВЧ-устройств в силу специфики измеряемых устройств задача значительно усложняется.

Поэтому здесь рассмотрен по возможности весь сложный комплекс технических проблем – от теоретических аспектов до рассмотрения конкретных методик, аппаратных средств и приборов, особенностей их применений, необходимых для достоверной оценки характеристик современных СВЧ-приборов как на стадии проектирования, так и на стадиях их эксплуатации.

Глава 16 посвящена особенностям взаимодействия электромагнитного излучения СВЧ-диапазона с фотонными структурами, включающими нанометровые металлические, диэлектрические и полупроводниковые слои.

Представлены результаты анализа современного состояния исследований в области технологий и методов контроля параметров диэлектрических и проводящих материалов (измерение электрофизических параметров волноводными, мостовыми резонаторными методами, методами волноводно-диэлектрического резонанса, методами с использованием синхронизированных генераторов СВЧ-излучения и т.д.).

Представлено описание комплексной математической модели, включающей описание и анализ результатов компьютерного моделирования зависимости спектров отражения волноводных фотонных структур от положения дефекта («нарушения») в структуре фотонного кристалла, от параметров конкретного дефекта, результаты моделирования спектров отражения волноводных фотонных структур для различных диапазонов частот.

Последний раздел главы посвящен анализу как известных ранее, так и полученных авторами результатов экспериментальных исследований взаимодействия СВЧ-излучения с одномерными волноводными фотонными структурами и результатов измерения различных параметров СВЧ-материалов с использованием волноводных фотонных структур.

Глава 17 посвящена анализу актуальных проблем обеспечения радиационной стойкости современных СВЧ-устройств.

Здесь детально рассмотрены особенности влияния различных видов ионизирующих излучений на рабочие характеристики кремний-германиевых СВЧ-приборов (гетероструктурных биполярных транзисторов, микросхем маломощных и широкополосных СВЧ-усилителей и управляемых напряжением генераторов).

Рассмотрены особенности проектирования радиационно-стойкой библиотеки проектирования СВЧ-функциональных блоков на базе отечественных КМОП КНИ технологии (транзисторов, МОП-варикапов, R, C, L-элементов).

Завершает главу раздел, посвященный особенностям проектирования пассивных элементов для радиационно-стойких монокристаллических кремний-германиевых СВЧ ИМС (микрополосковые линии передачи, интегральные индуктивности, трансформаторы).

ГЛАВА I

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ

1.1. Введение

Современная радиоэлектроника представляет обширнейшую отрасль науки и техники, которая, проникая в новые сферы и охватывая все новые области знания, стремительно развивается, определяя в существенной мере прогресс науки и техники в целом. Развитие радиоэлектроники идет по многим направлениям, в том числе это:

- создание и развитие новых технологий, новых поколений и новых типов элементной базы в широких частотных диапазонах;
- освоение новых частотных диапазонов, включая создание радиоэлектронных систем с новыми свойствами и характеристиками, а также элементной базы и средств метрологического обеспечения для них;
- все более широкое использование средств цифровой обработки сигналов в радиоэлектронных системах и средствах вооружения;
- интенсивное развитие антенно-волноводной техники, в том числе в новых осваиваемых частотных диапазонах, создание новых типов радиолокационных систем с фазированными антенными решетками и т.п.;
- использование новых физических принципов и явлений для создания более совершенных радиоэлектронных устройств, с одной стороны, и применение радиометодов при изучении и исследовании различных физических процессов и явлений (астрономия, биология, диагностика плазмы, исследование высокотемпературной сверхпроводимости и т.д.) — с другой.

Особое место в области радиоэлектроники занимают вопросы создания и применения радиоэлектронных СВЧ-систем и средств, в том числе сантиметрового, миллиметрового, а в последние годы и субмиллиметрового диапазонов волн. При создании подобных систем используют разнообразные СВЧ-устройства и их соединения. Исследование характеристик и параметров СВЧ-устройств при их создании и проверка соответствия таких устройств спецификационным требованиям при производственном выпуске, а также многие другие задачи и исследования требуют соответствующих средств инструментального анализа СВЧ-устройств и их соединений.

Многообразие используемых в СВЧ-диапазонах типов линий передачи и устройств обуславливает многообразие параметров и характеристик, описывающих их свойства и требующих экспериментального определения. Это, в свою очередь, приводит к необходимости решения разнообразных измерительных задач, что возможно с помощью соответствующих измерительных средств. Парк существующих и создаваемых измерительных средств весьма велик, так как должен обеспечивать измерения всех параметров и характеристик СВЧ-устройств, интересующих раз-

работчиков систем и других потребителей, в различных частотных диапазонах и для разных используемых типов линий передачи.

Современные методы анализа и расчета СВЧ-устройств и их соединений в значительной мере базируются на «цепном» их представлении, когда СВЧ-устройство представляется неким эквивалентным многополюсником, описываемым определенной системой параметров. Соединение СВЧ-устройств в нужную СВЧ-схему рассматривается соответственно в виде соединения таких эквивалентных многополюсников. При исследовании таких устройств и соединений важно знать, насколько качественно и без потерь обеспечивается передача через них СВЧ-сигналов, несущих полезную информацию (насколько согласованы устройства, каковы в них потери и т.п.).

Поэтому, наряду с другими измерительными задачами (измерения мощности, частоты, спектра и т.д.), задача измерения параметров СВЧ-цепей в различных частотных диапазонах изначально была и продолжает оставаться одной из основных и актуальнейших измерительных задач.

Следует особо отметить существенный прогресс, достигнутый в последнее время, на пути промышленного освоения миллиметрового диапазона волн, включая его коротковолновую часть (с длиной волны 3 и 2 мм), что стимулировало ускоренное создание разнообразных радиолокационных систем в этом диапазоне волн.

Прогресс в области радиоэлектроники и систем вооружения в значительной мере определяется освоением новых более высокочастотных диапазонов. В этой связи у исследователей, разработчиков и заказчиков радиоэлектронных средств все больший интерес вызывает и диапазон субмиллиметровых волн, занимающих промежуточное положение между миллиметровыми и оптическими волнами.

Освоение миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн открывает широкие перспективы перед многими областями науки и техники. Это относится в первую очередь к важнейшим областям физики, которые изучают атомное ядро, явления, происходящие при низких температурах, высокотемпературную сверхпроводимость, газовый разряд, физические свойства твердого тела, физику плазмы и связанные с ней условия осуществления управляемых термоядерных реакций, а также к таким областям техники, как радиолокация, радиосвязь, радиотелемеханика, радионавигация, высокоточное оружие и системы защиты от него и др.

Учитывая дальнейшее освоение этих частотных диапазонов, новые области их применения, особенности распространения и передачи миллиметровых и субмиллиметровых волн, а также особенности используемых технологий при создании элементов, трактов и радиосредств этих диапазонов, необходимо более подробно рассмотреть проблемы развития и использования этих областей длин волн на практике.

1.2. Развитие техники миллиметровых и субмиллиметровых волн

Рассмотрим особенности распространения и применения миллиметровых (мм) и субмиллиметровых (субмм) волн.

В последние годы одним из важнейших направлений развития коммерческой и военной СВЧ-радиоэлектроники стало продвижение в область миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн.



Рис. 1.1. Границы диапазона ближних миллиметровых волн и соседних частотных диапазонов

В соответствии с принятой классификацией диапазонов волн к миллиметровому диапазону относятся радиоволны длиной 10^{-2} – 10^{-3} м или соответственно область частот 30–300 ГГц, к субмиллиметровому, или децимиллиметровому, относятся радиоволны длиной 10^{-3} – 10^{-4} м и соответственно область частот 300–3000 ГГц.

Обычно при делении всей области электромагнитных волн на диапазоны учитываются различия в физическом прохождении, особенностях распространения, способах генерации и приема. Однако четких физических границ между диапазонами не существует, они являются в значительной мере условными.

В некоторых источниках научно-технической литературы используется термин «диапазон ближних миллиметровых волн (диапазон БММВ)», который охватывает волны длиной от 0,3 до 3,0 мм, т.е. частотный диапазон от 100 ГГц до 1 ТГц.

Поскольку на практике часто широко используется диапазон частот, лежащий в окрестности частоты 94 ГГц, то частоты 90–100 ГГц обычно также относят к диапазону БММВ.

На рис. 1.1 приведены наименования и условные границы частотных интервалов диапазона ближних миллиметровых волн и соседних с ним диапазонов.

Миллиметровые и децимиллиметровые волны занимают промежуточное положение между радиоволнами сантиметрового диапазона и инфракрасным излучением 3–400 ГГц. Граница между диапазонами радиоволн и волн инфракрасного излучения выражена нечетко. Однако техника генерации и приема миллиметровых и децимиллиметровых волн в применяемых в настоящее время способах ближе к радиотехнике, чем к инфракрасной технике.

Интенсивное освоение диапазонов миллиметровых и более коротких волн в последние годы связано с резким ростом числа радиоэлектронных устройств и систем, в связи с чем стала ощущаться нехватка свободных частот в диапазоне менее 30 ГГц ($\lambda < 1$ см). Интерес к этим диапазонам обусловлен и рядом особых свойств миллиметровых волн, отличающих их от волн сантиметрового диапазона:

- уменьшение массогабаритных характеристик устройств и систем, в частности уменьшение размеров антенн радиолокационных станций; возможность размещения на ракетах и подвижных средствах;
- расширение полосы частот и возможность увеличения информативной емкости каналов связи;
- улучшение диаграмм направленности антенн, большая разрешающая способность, возможность обнаружения малых объектов;
- лучшее проникновение через пыль и туман, чем в оптическом диапазоне и при излучении более длинноволновых СВЧ-колебаний;
- увеличение помехозащищенности линий связи, минимальные возможности подслушивания;
- меньшее затухание при прохождении через ионизированную среду по сравнению с волнами сантиметрового и дециметрового диапазонов;
- большое изменение поглощения в атмосфере при относительно малом изменении частоты.

Следует особо отметить, что интерес к диапазону коротких миллиметровых волн в значительной мере обусловлен сложностями, с которыми столкнулись при использовании оптических волн. Инфракрасные системы, способные работать как в дневных, так и в ночных условиях, часто оказываются неэффективными при наличии на трассе распространения волн облачности, тумана или дыма. В то же время излучение ближнего миллиметрового диапазона способно проникать через такие замутненные области и обеспечивать достаточное разрешение по дальности и углам.

Выбор рабочих частот в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн решающим образом определяется условиями и характеристиками распространения этих волн в атмосфере. В этой области заметно растет затухание в атмосфере из-за молекулярного поглощения, которое мало сказывается в диапазоне сантиметровых волн. Поглощение в диапазоне миллиметровых волн обусловлено главным образом взаимодействием с молекулами O_2 и водяного пара H_2O . Для молекул O_2 характерно наличие магнитного момента, для H_2O — электрического. Взаимодействие электромагнитной волны с магнитным моментом молекул O_2 приводит к появлению ряда линий поглощения в области вблизи 60 ГГц, а также линии 118,8 ГГц. Аналогично водяные пары создают линии поглощения на частотах 22,2 и 183,3 ГГц, а также на более высоких частотах. На рис. 1.2 приведены характеристики поглощения в парах воды и молекулярном кислороде в зависимости от частоты.

Первый максимум затухания (порядка 20 дБ/км) находится на частоте 60 ГГц. Наряду с пиками затухания имеется ряд полос (окон) прозрачности, в том числе на частоте 94 ГГц (затухание составляет около 0,6 дБ/км), 140–150 ГГц (затухание около 2 дБ/км), 230–240 ГГц (около 7 дБ/км), 500 ГГц (около 10 дБ/км). Далее вверх по частоте затухание растет до значения порядка 1000 дБ/км к инфракрасной области, а затем, проходя через несколько максимумов и минимумов в коротковолновой части, падает в области видимого света до величины 0,05 дБ/км.

Важными условиями распространения миллиметровых и субмиллиметровых волн являются атмосферные явления, такие как дождь различной интенсивности, туман, снег и пыль. Влияние дождя и тумана иллюстрируют кривые на рис. 1.3.

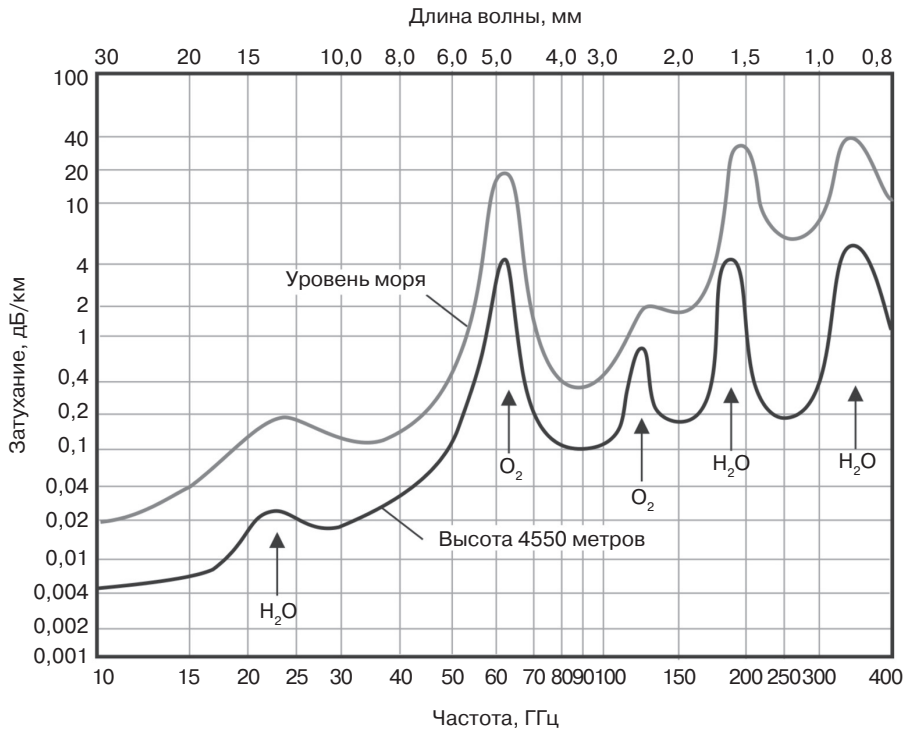


Рис. 1.2. Усредненное поглощение атмосферой миллиметровых волн при горизонтальном распространении

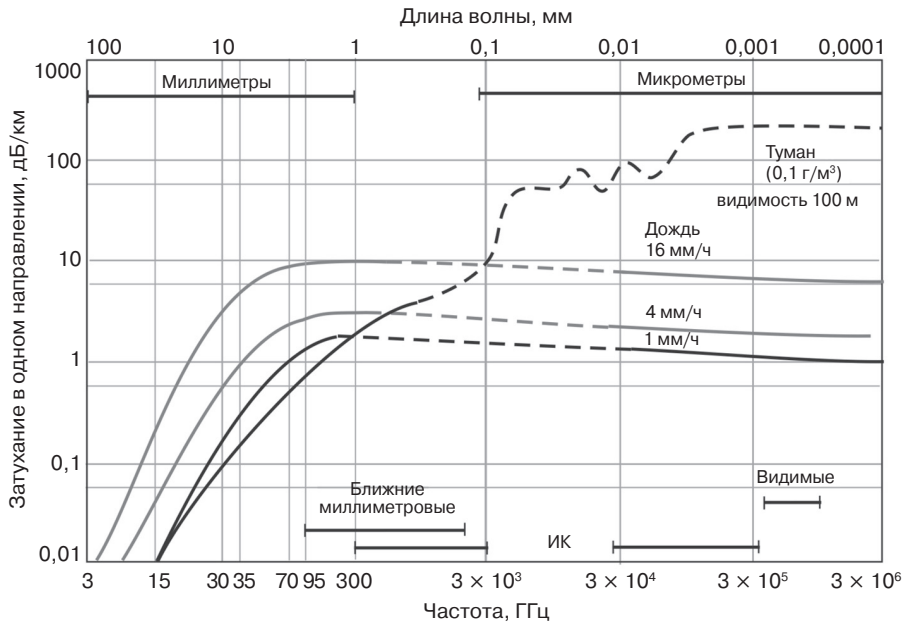


Рис. 1.3. Влияние дождя и тумана на распространение миллиметровых и субмиллиметровых волн

Отмеченные выше особенности миллиметровых и субмиллиметровых волн, а также успехи и достижения в области электроники и микроэлектронной технологии, позволившие, несмотря на значительные технологические трудности, создать достаточно надежные полупроводниковые и другие компоненты этого диапазона с идентичными параметрами и характеристиками (источники мощности, детекторно-смесительные, управляющие, развязывающие устройства, различные элементы СВЧ-тракта: ответвители, фазовращатели, переключатели, аттенюаторы и т.п.), привели к тому, что многие системы и приборы миллиметрового диапазона волн в настоящее время переходят из стадии разработки в стадию производства. Все более очевидной становится тенденция освоения и практического использования коротковолновой части миллиметрового ($f \geq 75$ ГГц) диапазона.

Основные направления разработок в миллиметровом диапазоне волн связаны с созданием разнообразных систем и аппаратуры, прежде всего военного, а также научного и промышленного назначения [1].

1.3. Области применения миллиметровых и субмиллиметровых волн в науке и технике и основные направления разработок

Основными областями применения миллиметровых и субмиллиметровых волн в науке и технике являются:

- радиолокация;
- радионавигация;
- радиосвязь;
- радиоуправление;
- радиопротиводействие;
- радиоастрономия;
- радиометрия;
- медицина;
- атмосферная метеорология;
- средства вычислительной техники;
- моделирование радиотехнических систем;
- научные исследования разных направлений.

Для современной радиоэлектроники, являющейся развитой отраслью техники, характерно наличие и разработка большого числа радиосистем, существенно различающихся по своему назначению, принципу действия, используемому диапазону частот, сложности, стоимости, массе и габаритам, массовости производства и т.д. При этом под радиосистемой понимают любую техническую систему, в которой основная функция выполняется радиоэлектронными средствами.

В свою очередь, в соответствии с назначением системы делят на ряд категорий: системы радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоуправления, радиотелеметрии, радионаведения, радиопротиводействия и др. Основными составными частями любой радиосистемы являются радиопередающие, радиоприемные, антенно-фидерные устройства, а также устройства питания, отображения информации, электронно-вычислительные и др.

В радиопередающем устройстве любой системы осуществляется модуляция закодированным сообщением колебаний несущей частоты, в качестве которых в последнее время все шире используются колебания миллиметровых и субмиллиметровых волн. Соответственно, с использованием трактов миллиметрового диапазона и его элементов строятся приемные и антенно-фидерные устройства, а системы в целом относятся к системам миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн.

За радиосистемами различного назначения в нормативно-законодательном порядке закрепляются те или иные предпочтительные участки частотных диапазонов.

К числу основных радиосистем миллиметрового диапазона, разработка которых активно проводится в последние годы многими предприятиями и фирмами прежде всего России и США, относятся:

- радиолокационные станции (РЛС) с высокой разрешающей способностью, в том числе РЛС опознавания и локации космических объектов с Земли и со спутников, РЛС обнаружения и сопровождения низколетящих целей для зенитно-ракетных комплексов (ЗРК) и кораблей, бортовые самолетные РЛС и др.;
- различные системы связи, в том числе связь «Земля-космос», межспутниковая связь (например, на частотах в области 60 ГГц, вследствие наличия пика в атмосфере до 20 дБ/км в космосе может быть обеспечена дальняя связь между спутниками, скрытая от наземных наблюдений), системы сверхдальной связи, скрытая оперативно-тактическая связь на дальность до 5–8 км, опять-таки на частотах полос непрозрачности и др.;
- средства наведения, в том числе системы активного и пассивного наведения ракет, головки самонаведения реактивных снарядов и т.п.;
- радионавигационные системы различного назначения, в том числе самолетные, спутниковые, морские и др., которые охватывают навигацию и опознавание;
- системы радиопротиводействия, используемые в электронной разведке, связной, сигнальной радиоразведке и т.п.;
- ряд других систем, включая системы управления и контроля.

Одной из важных областей применения миллиметровых и субмиллиметровых волн является моделирование.

Для лучшего представления и исследований свойств разрабатываемых РЛС и характеристик отражения детектируемых целей создаются лабораторные модели, работающие на существенно более высоких частотах, чем сами станции. При этом моделируемые цели уменьшаются в соответствующем масштабе. Обычные значения коэффициентов уменьшения находятся в пределах от $1/4$ до $1/20$ для самолетов и от $1/100$ до $1/200$ — для кораблей. Так как наиболее распространенными рабочими частотами РЛС являются частоты от 3 до 10 ГГц, модели РЛС разрабатываются для частот от 10 до 200 ГГц (имеется сообщение о разработке такой модели на частоте 890 ГГц).

Широкие перспективы дальнейших работ связаны с применением миллиметровых и субмиллиметровых волн в научных исследованиях, для зондирования атмосферы в метеорологии, медицине, радиоастрономии и других областях.

Так, в последние годы значительно активизировались радиоастрономические исследования, позволяющие получить сведения не только о распределении источников радиоизлучения в пространстве, но и об их физической природе. Исследования простираются теперь и в область субмиллиметровых волн. Проблемы, связанные с ослаблением сигналов в атмосфере, преодолеваются благодаря использованию космических устройств (вынесению радиотелескопов за пределы атмосферы на спутниках, космических станциях и т.п.).

В настоящее время уже зарегистрированы экстралактические источники в субмиллиметровом диапазоне на волнах длиной 1 мм, 350 и 100 мкм. Развитию исследований в этой области способствовало создание специальных чувствительных радиометров.

Большие успехи достигнуты в радиоспектроскопии миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов, в том числе в части создания аппаратуры, предназначенной для изучения спектров поглощения. Проводятся исследования взаимодействия электромагнитного излучения с веществом, находящимся в газообразном, жидком и твердом состояниях. Исследуются такие материалы, как германий, кремний, арсенид галлия и т.д.

Все более совершенная техника и источники излучения в коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов находят применение при нагреве и диагностике плазмы, для определения электронной концентрации, частоты столкновений и электронной температуры.

Диапазон миллиметровых и субмиллиметровых волн применяется также в биологии и медицине. Разрабатывается СВЧ-термограф для получения изображения грудной клетки и позвоночника. Исследуются биологические эффекты в этих диапазонах частот. Ведутся работы по созданию радиометров, предназначенных для диагностики опухолей (например, рака груди). Излучения миллиметровых волн могут быть использованы для разрушения опухолей (путем нагрева) без хирургического вмешательства.

Развиваются и другие области применения миллиметровых и субмиллиметровых волн: в радиорелейной связи, на транспорте, в сельском хозяйстве и т.п.

Частотное распределение миллиметрового диапазона для различных областей применения, установленное в США, приведено в табл. 1.1.

Таблица 1.1. Частотное распределение мм-диапазона в США

№ п/п	Применение	Частотный диапазон
1	Выделены участки Fixed	36–43; 50–51; 54,25–58,2; 59–64; 76–86; 92–95; 102–130; 140–142; 150–165; 170–182; 185–190; 200–230; 265–300
2	Закреплено за спутниками Fixed satellite	30–31; 40–41; 50–51; 92–95; 102–105; 140–142; 150–152; 220–230; 265–275
3	Радиолокация Radiolocation	33,4–36; 48–50; 70; 71–76; 94; 140; 165–170; 230; 240–250
4	Радиоастрономия Radio astronomy	31,2–31,5; 86–92; 130–140; 230–240
5	Исследования космоса Space research	31,5–31,8; 51–54,25; 58,2–59; 64–66; 86–92; 101–102; 130–140; 182–185; 230–240

Таблица 1.1 (окончание)

№ п/п	Применение	Частотный диапазон
6	Закреплено за подвижными средствами Mobile	31; 36–43; 50–51; 54,25–64; 76–86; 92–95; 102–130; 140–142; 150–165; 170–190; 200–230; 265–300
7	Самолетные подвижные средства Aeronautical mobile	
8	Морские подвижные средства Maritime mobile	
9	Самолетные подвижные спутники Aeronautical mobile satellite	43–48; 66–71; 95–101; 142–150; 190–200; 250–265
10	Морские подвижные спутники Maritime mobile satellite	
11	Радионавигация (р/н) Radionavigation	31,8–33,4
12	Спутниковая р/н Aeronautical Radionavigation	
13	Морская р/н Maritime Radionavigation	
14	Спутниковая р/н Radionavigation Satellite	43–48; 66–71; 95–101; 142–150; 190–200; 250–265
15	Самолетная спутниковая р/н Aeronautical Radionavigation satellite	
16	Морская спутниковая р/н Maritime Radionavigation satellite	
17	Межспутниковая р/н Intersatellite	54,25–64; 105–130; 170–182; 185–190
18	Радиовещательные спутники Broadcasting Satellite	41–43; 84–86
19	Любительская связь Amateur	48–50; 71–76; 165–170; 240–250
20	Исследования Земли со спутника Earth exploration Satellite	51–52

Распределение включает спутниковую связь, радиолокацию, различные виды радионавигации, радиоастрономию, исследования земной поверхности со спутников и др. и охватывает весь непрерывный диапазон частот от 30 до 300 ГГц, как области окон прозрачности, так и области непрозрачности атмосферы (например, для межспутниковой связи и радионавигации отведены участки полосы непрозрачности 54; 25–64; 105–130; 170–180 и 185–190 ГГц).

1.4. Линии передачи миллиметровых и субмиллиметровых волн

Разработки различных систем и аппаратуры, т.е. практическое использование коротких миллиметровых и субмиллиметровых волн, требуют создания волноведущих систем и различных элементов, входящих в волноводный тракт, приспособленных для эффективной работы в этих частотных диапазонах. Таким работам в США, России, Японии и других странах уделяется серьезное внимание.

В качестве основного волноводного тракта систем миллиметрового диапазона за рубежом, например в США, в диапазоне частот до 325 ГГц используются полые металлические одномодовые волноводы прямоугольных сечений.

В табл. 1.2 приведены обозначения, размеры, диапазоны частот (и их обозначения) стандартных волноводов зарубежных фирм.

В табл. 1.3 приведены значения частотных диапазонов волноводов стандартных сечений миллиметрового диапазона, используемые в России.

В диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн наряду с полыми металлическими волноводами прямоугольного и цилиндрического сечений, в которых распространяются волны одного типа, при решении разнообразных задач применяют и волноводы других типов, в частности волноводы увеличенного сечения (сверхразмерные), желобковые волноводы, различного типа микрополосковые линии, диэлектрические, лучевые и другие волноводы.

Формулы для основного H_{10} (TE_{10}) типа волны прямоугольного волновода:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f}{c}\right)^2 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}, \quad (1.1)$$

где Λ – длина волны в волноводе основной моды; λ – длина волны в свободном пространстве; f – частота (Гц); c – скорость света в свободном пространстве; a – размер широкой стенки волновода.

$$f_{\text{кр}(H_{10})} = \frac{c}{2a} \text{ или } f_{\text{кр}(H_{10})} = \frac{149,9}{a} \text{ (ГГц)}, \quad (1.2)$$

где $f_{\text{кр}(H_{10})}$ – критическая частота (или частота среза) основного типа волны.

$$\alpha = 2,3273 \sqrt{\frac{\rho}{\rho_0}} \frac{1}{b\sqrt{a}} \frac{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + \frac{2b}{a}}{\sqrt{\frac{f}{f_c} \sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 - 1}}} \text{ (дБ/м)}, \quad (1.3)$$

где α – затухание в прямоугольном волноводе; ρ – удельное сопротивление внутренней немагнитной металлической стенки; ρ_0 – удельное сопротивление меди = $1,7241 \cdot 10^{-8}$ Ом/м; a – внутренняя ширина волновода (мм); b – внутренняя высота волновода (мм); f_c – критическая частота, определяемая выражением (1.2); f – частота, на которой рассчитывается затухание.

$$P_{\text{пред}} = \frac{abE_{\text{пред}}^2}{1,51} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \text{ (кВт)}, \quad (1.4)$$

где $P_{\text{пред}}$ – предельная мощность волновода; $E_{\text{пред}} = 29$ кВ/см (для воздуха).

Таблица 1.2. Стандартные волноводы зарубежных фирм

TRG, США	Обозначения частотного диапазона				Частотный диапазон, ГГц	Сечение волновода, мм (дюйм)	Частота среза, ГГц	Обозначение волновода			
	Hughes, США	Millitech (ВСJ), США	H/P, США	Hitachi, Япония				IEC	EIA	JAN	Brit
K	K	K	K	K	18,0–26,5	10,67 × 4,32 (0,420 × 0,170)	14,8	R220	WR-42	RG-53/V	WG-20
A	Ka	Ka	R	R	26,5–40,0	7,11 × 3,56	21,10	R320	WR-28	RG-96/V	WG-22
B	Q	Q(B)	Q	Q	33,0–50,0	5,69 × 2,84 (0,224 × 0,112)	26,35	R400	WR-22	RG-96/V	WG-23
V	V	V(Q)	V	F	40,0–60,0	4,78 × 2,39 (0,188 × 0,094)	31,41	R500	WR-19		WG-24
V	V	V	V	M	50,0–75,0	3,76 × 1,88 (0,148 × 0,074)	39,90	R620	WR-15	RG-98/V	WG-25
E	E	E	E	E	60,0–90,0	3,10 × 1,55 (0,122 × 0,061)	48,40	R740	WR-12	RG-99/V	WG-26
W	W	W(R)	W	W	75,0–110,0	2,54 × 1,27 (0,100 × 0,050)	59,05	R900	WR-10		WG-27
F	F	F(N)		V	90,0–140,0	2,03 × 1,02 (0,080 × 0,040)	73,84	R1200	WR-08	RG-138/V	
D	D	D(T)		T	110,0–170,0	1,65 × 0,83 (0,065 × 0,0325)	90,85	R1400	WR06, WR07	RG-136/V	
G	G	G			140,0–220,0	1,30 × 0,65 (0,051 × 0,0255)	115,75	R1800	WR-05		
		Y			170,0–260,0	1,10 × 0,55 (0,043 × 0,0215)	137,52	R2200	WR-04		
		D			220,0–325,0	0,86 × 0,43 (0,034 × 0,017)	173,28	R2600	WR-03		
					325,0–400,0	0,71 × 0,355 (0,028 × 0,014)	211,00		WR-2,8		
					400,0–500,0	0,56 × 0,28 (0,022 × 0,011)	268,0		WR-2,2		

Таблица 1.3. Стандартные сечения волноводов и их рабочие диапазоны частот (по ОСТ 4.206.000 ред. 1-77)

I ряд		II ряд	
Сечение волновода а × b, мм	Частотный диапазон, ГГц	Сечение волновода а × b, мм	Частотный диапазон, ГГц
0,9 × 0,45	218,8–315,6	0,7 × 0,35	258,4–405,1
1,3 × 0,65	142,8–218,8	1,1 × 0,55	178,4–258,4
2,0 × 1,0	94,28–142,8	1,6 × 0,80	118,1–178,4
3,0 × 1,50	63,79–94,28	2,4 × 1,20	78,33–118,1
4,4 × 2,2	44,09–63,79	3,6 × 1,80	53,57–78,33
6,2 × 3,1	30,91–44,09	5,2 × 2,60	37,50–53,57
9,0 × 4,5	21,43–30,93	7,2 × 3,40	25,95–37,50
13,0 × 6,5	14,71–21,43	11,0 × 5,50	17,44–25,95
19,0 × 9,5	9,93–14,71	16,0 × 8,00	12,05–17,44
28,5 × 12,6	6,85–9,93	(17,0 × 8,00)	11,55–16,66
40,0 × 20,0	4,80–6,85	23 × 10,0	8,15–12,05
58,0 × 29,0	3,20–4,80	35 × 15,0	5,64–8,15
90,0 × 45,0	2,14–3,20	48 × 24,0	3,94–5,64
130,0 × 65,0	1,45–2,14	72 × 34	2,59–3,94
		110 × 55	1,72–2,59
		(120 × 57)	1,56–2,38
		160 × 80	1,16–1,72

При переходе к коротким волнам свойства одномодовых волноводов ухудшаются: размеры уменьшаются, ужесточаются допуски на размеры, а потери возрастают. На длине волны 1 мм потери в прямоугольном волноводе, в котором распространяется волна H_{10} , превышают 20 дБ/м. При уменьшении длины волны потери быстро растут.

На рис. 1.4 представлены частотные зависимости типичных значений потерь стандартных волноводов США (от WR-28 до WR-3).

В технически обоснованных случаях допускается применение волноводов в диапазоне частот $(1,25–1,90)f_{кр(H_{10})}$.

Практическая реализация волноводных устройств с сечением волновода менее чем $1,6 \times 0,8$ или $1,3 \times 0,65$ мм становится сложной задачей из-за увеличения потерь в них, существенного уменьшения всех линейных размеров и необходимости значительного ужесточения допусков на них. Серьезной проблемой для этих сечений волноводов становится обеспечение надежных фланцевых соединений без перекосов и смещений апертур сочленяемых волноводов, что существенно сказывается на параметрах измерительного тракта.

Некоторое практическое использование находят волноводы увеличенных сечений, в которых могут существовать колебания высших типов. Потери в них значительно ниже. Так, при $\lambda = 0,8$ мм затухание в волноводе сечением $7,2 \times 3,4$ мм составляет 1,4 дБ/м, а при $\lambda = 0,65$ мм затухание в волноводе сечением 23×10 равно 1,65 дБ/м.

В рассматриваемых диапазонах предложены и исследуются также волноводы других типов, например H-волноводы, желобковые (с выемками вдоль широких стенок). Изучаются разные варианты диэлектрических волноводов, однако потери в таких волноводах достаточно высоки.

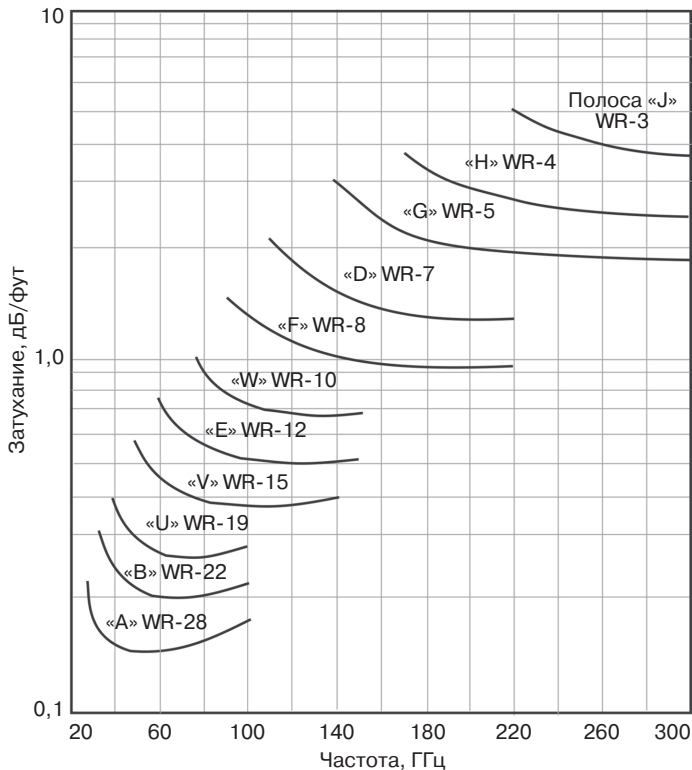


Рис. 1.4. Частотные зависимости потерь в стандартных волноводах

Невозможность создания волноводов с низкими потерями привела в свое время к использованию в субмиллиметровом диапазоне волн квазиоптической техники. Находят некоторое применение лучевые волноводы с линзами и зеркалами. К их недостаткам относятся сравнительно высокий уровень потерь и необходимость тщательной юстировки зеркал.

К настоящему времени можно выделить следующие разновидности линий передачи квазиоптического тракта:

- сверхразмерный многомодовый металлический прямоугольный волновод с основной волной типа H_{10} ;
- желобковый волновод;
- квазиоптический лучевод;
- металлодиэлектрический волновод (МДВ) круглого сечения;
- квазиоптическая линия передачи типа «канал в диэлектрике»;
- металлодиэлектрический волновод прямоугольного сечения.

Как показал ряд проведенных исследований, наиболее предпочтительным для использования в аппаратуре и различных системах коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазона (свыше 150 ГГц) представляется металлодиэлектрический сверхразмерный волновод.

Сопоставление основных характеристик квазиоптических линий передачи закрытого типа приведено в табл. 1.4.

Таблица 1.4. Характеристика линий передачи

Тип линии	Погонные потери в суб-мм-диапазоне	Степень самофльтрации	Устойчивость поляризации	Технологичность изготовления	Возможность построения элементов тракта	Недостатки
Одномодовый прямоугольный волновод	$30 \text{ дБ/м};$ $(f = 300 \text{ ГГц})$	Одномодовый режим	Устойчивая	Возможно производство единичных образцов	Возможно построение элементов с невысокими параметрами	Большие погонные потери, нетехнологичность
Сверхразмерный прямоугольный волновод; размер волновода $10 \times 23 \text{ мм};$ $\lambda = 1 \text{ мм}$	$\alpha = 1 \text{ дБ/м}$	Отсутствует	Возможно преобразование на неоднородностях	Высокая	Возможно построение широкого комплекта	Отсутствие самофльтрации и возбуждение паразитных мод на неоднородностях тракта
Диэлектрический лучевод $\lambda = 0,8-1,7 \text{ мм};$ $\varepsilon = 1,4-2,3$	$\alpha = 1,2-5 \text{ дБ/м}$	Высокая	Слабая	Средняя	Исследована возможность построения широкого класса элементов	Большие частоты, устойчивость поляризации, возбуждение паразитных мод на неоднородностях
МДВ (прямоугольный)	$\alpha = 0,03 \text{ дБ/м}$	Средняя	Устойчивая	Высокая	Возможно построение широкого класса элементов	Возбуждение паразитных мод на неоднородностях
МДВ (круглый)	$\alpha = 0,0037 \text{ дБ/м};$ $KA = 40, \lambda = 2 \text{ мм}$	Средняя	Не фиксирована	Высокая	Возможно построение широкого класса элементов	Возбуждение паразитных мод неоднородности, неустойчивость поляризации
Желобковый волновод	$f = 230 \text{ ГГц};$ $\alpha = 0,07-0,08 \text{ дБ/м}$	Высокая	Устойчивая	Высокая	Слабо изучена	Отсутствие экранировки, излучение на неоднородностях
Канал в диэлектрике (квадратный и круглый)	Зависит от материала диэлектрика	Высокая	Устойчивая для квадратного и не фиксирована для круглого	Высокая	Возможно построение широкого класса элементов	Слабая экранировка и большое погонное затухание для диэлектриков с большим tg

1.5. Физические основы радиолокации

Радиолокация в общепринятом понимании – это обнаружение различных объектов с помощью радиоволн, а также их распознавание и определение их местоположения и так называемых параметров движения в пространстве. Объекты радиолокации (ОЛ) называются *радиолокационными целями*. В радиолокации обычно используются как отраженные от цели сигналы, так и сигналы, излучаемые самой целью и установленными на ней радиоустройствами.

Электронные системы и устройства, решающие задачи радиолокации, называются *радиолокационными системами* (РЛС), *радиолокационными станциями* или *радиолокаторами* (*радарами*).

РЛС осуществляют поиск и обнаружение радиосигналов с последующим измерением их параметров, содержащих полезную информацию.

Определение местоположения объекта в РЛС требует измерения координат объекта (цели). В некоторых ситуациях необходимо также знание составляющих вектора скорости объекта (цели). Геометрические или механические величины, которые характеризуют положение и перемещение объекта или цели, называются *локационными элементами* (W).

Сами РЛС обычно используются в качестве устройств обработки сигналов (датчиков информации) в более сложных иерархических комплексах.

Комплексы – это совокупность функционально связанных датчиков, систем и устройств, предназначенная для решения конкретной тактической задачи. В состав комплекса обычно входят следующие элементы:

- информационные датчики (ИД), как радиоэлектронные, так и нерадиотехнические (например, инерциальные);
- компьютеры или специализированные вычислители;
- система связи и обмена информацией (кабельные, оптоволоконно-оптические и другие устройства связи между частями комплекса);
- система отображения информации (дисплей, монитор);
- система контроля и диагностики, предназначенная для исключения возможности использования неисправного комплекса.

Использование РЛС в качестве одной из основных частей комплекса требует системного подхода к выбору ее рабочих характеристик, в частности по точности и надежности.

Физической основой радиолокации является эффект рассеяния радиоволн объектами, отличающимися своими электрическими характеристиками (электрической проницаемостью ϵ , диэлектрической проницаемостью μ и электропроводностью σ) от соответствующих характеристик окружающей среды при их облучении.

Интенсивность рассеяния или отражения радиоволн (интенсивность вторичного поля) зависит от многих факторов – от степени отличия электрических характеристик объекта и среды, от формы объекта, от соотношения его размеров l и длины волны λ и от поляризации радиоволн и др. Результирующее вторичное электромагнитное поле состоит из поля отражения, распространяющегося в сторону облучающего первичного поля, и теневого поля, распространяющегося за объект (в ту же сторону, что и первичное поле).

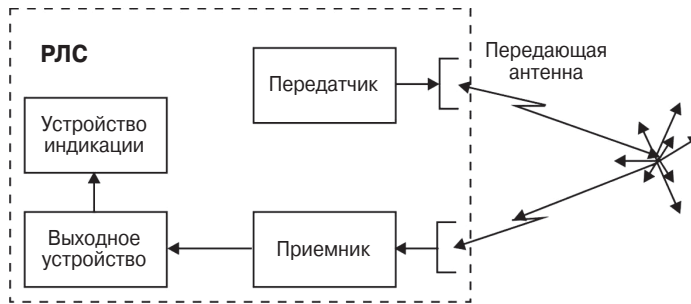


Рис. 1.5. Принцип действия простейшей РЛС

С помощью приемной антенны и приемного устройства можно принять часть рассеянного сигнала, преобразовать и усилить его для последующего обнаружения. Таким образом, простейшая РЛС состоит из передатчика (формирует радиосигналы), передающей антенны (излучает эти радиосигналы), приемной антенны (принимает отраженные сигналы), радиоприемника (усиливает и преобразует сигналы) и выходного устройства, обнаруживающего отраженные сигналы (рис. 1.5).

Как правило, амплитуда (или мощность) принимаемого сигнала мала, а сам сигнал имеет случайный характер. Малая мощность сигнала объясняется большим расстоянием до объекта (цели) и поглощением энергии сигнала при его распространении. Кроме того, на интенсивность отраженного сигнала существенно влияют размеры целей. Случайный характер сигнала является следствием флуктуации отраженного сигнала за счет: случайного перемещения элементов цели сложной формы при отражении радиоволн; многолучевого распространения радиоволн; хаотических изменений амплитуды сигнала при распространении и ряда других факторов. В результате принимаемый сигнал по виду, интенсивности и характеру изменения похож в приемном тракте на шумы и помехи. Поэтому первой и основной задачей любой РЛС является обнаружение полезного радиосигнала на фоне помех. Эта техническая задача решается входящим в РЛУ специальным устройством — обнаружителем, в котором используются специальные алгоритмы оптимального (наилучшего) обнаружения. Качество процесса обнаружения характеризуют вероятностью правильного обнаружения D , когда присутствующий во входной информации сигнал обнаруживается, и вероятностью ложной тревоги F , когда за полезный сигнал принимается помеха, а сам сигнал отсутствует. Обнаружитель тем лучше, чем больше D и меньше F .

Поскольку большинство параметров принимаемого сигнала априори неизвестны, при обнаружении приходится осуществлять поиск нужного параметра радиосигнала, отличающего его от сопутствующих шумов и помех.

Построение РЛС на базе современных цифро-аналоговых технологий обработки информации предполагает использование в качестве антенн фазированной антенной решетки (ФАР), в качестве генератора пусковых импульсов синтезатора частоты — синхронизатора, в качестве выходного устройства — цифрового процессора.

Передатчик в зависимости от того, какая антенна используется в РЛС, может быть реализован в модульном варианте и встроен в активную ФАР либо иметь вид модулятора и однокаскадного или многокаскадного генератора радиочастоты для пассивной ФАР или зеркальной антенны. Таким образом, перспективная РЛС

(рис. 1.6) состоит из ФАР, синхронизатора, аналогового процессора (приемника), цифрового процессора и устройства отображения информации.

Антенна по сигналам от ЭЦВМ осуществляет формирование лучей и их перемещение для обзора пространства. Радиопередатчик формирует зондирующие сигналы, которые излучаются антенной. Радиоприемник усиливает слабые отраженные целью и принятые антенной сигналы. Поскольку эти сигналы приходят в смеси с шумами и помехами, то их выделение осуществляется с помощью согласованных фильтров сосредоточенной селекции и цифровых фильтров. Обычно процессор сигналов (приемник) выдает электрические сигналы в цифровом коде. Дальнейшая обработка сигналов выполняется в процессоре данных по заложенным в него программам алгоритмов обработки. Рабочие частоты и временные интервалы в РЛС задаются с помощью синтезатора-синхронизатора. Устройство отображения информации выполняется обычно на индикаторе с электроннолучевой трубкой или на дисплее процессора.

Количество одновременно обнаруживаемых и сопровождаемых целей определяется быстродействием систем обработки информации – выходного устройства, в качестве которого обычно используется цифровой процессор.

Типичное изображение на экране индикатора кругового обзора (ИКО) РЛС УВД показано на рис. 1.7а. Здесь можно различить светящиеся радиальные и круговые метки. В центре экрана «находится» РЛС. Яркие точки – отметки целей.

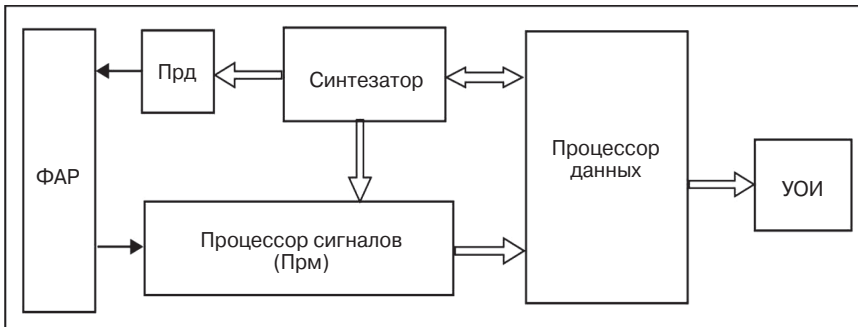


Рис. 1.6. Построение современной импульсной РЛС



а)



б)

Рис. 1.7. Вид экрана РЛС управления воздушным движением: общий вид экрана (а); укрупненное изображение фрагмента экрана с формуляром (б)

По радиусу можно отсчитать дальность, а по углу поворота радиуса, проходящего через отметку цели, относительно вертикали, проходящей через центр экрана, можно измерить пеленг цели. К каждой отметке на экране «прикреплен» формуляр, который содержит необходимую информацию о бортовом номере, высоте, дальности и азимуте самолета (рис. 1.7б). На рис. 1.7 для лучшей различимости проведено инвертирование изображения.

1.6. Основные тактико-технические параметры РЛС

Тактические и технические параметры представляют собой совокупность величин, характеризующих качество РЛС.

Тактические параметры определяют значение и возможности системы, основными из которых являются: область обзора (рабочая область), разрешающая способность, точность, помехоустойчивость, пропускная способность, надежность и эксплуатационная эффективность.

Область обзора – область пространства, в пределах которой цель с определенными отражающими свойствами может быть обнаружена с вероятностью правильного обнаружения и ложной тревоги не хуже заданных. Этот важнейший параметр РЛС характеризуется пределами обнаружения по дальности, азимуту и углу места, т.е. максимальной и минимальной дальностями обнаружения и секторами обзора по азимуту и углу места (иногда эту область называют областью обнаружения).

Вместо области обзора может использоваться рабочая область, т.е. область пространства, в пределах которой погрешность нахождения местоположения с помощью РЛС с известной вероятностью не превышает заданную величину σ_3 . На плоскости понятию рабочая область соответствует рабочая зона. Рабочая область характеризуется дальностью действия системы R_{\max} , т.е. максимальным удалением от РЛС, на котором обеспечивается заданная точность определения координат объекта (цели).

Разрешающая способность оценивает возможность раздельного определения координат близко расположенных объектов (целей). Мерой разрешающей способности по дальности является минимальное расстояние δR между двумя объектами O_1 и O_2 с одинаковыми угловыми координатами α , β , при котором возможны раздельное обнаружение и измерение дальности этих объектов (рис. 1.8).

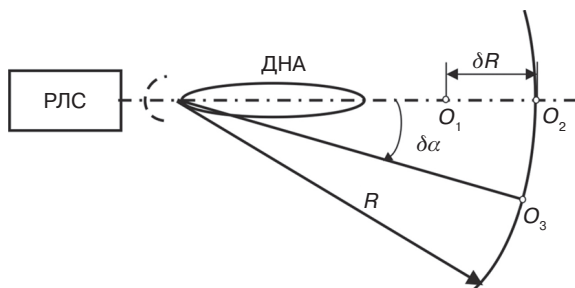


Рис. 1.8. Разрешение целей по дальности и азимуту

За меру разрешающей способности по угловой координате принимают минимальную разность угловых положений $\delta\alpha$ ($\delta\beta$) объектов O_1 и O_2 с одинаковыми R, α (R, β), при которой возможно раздельное обнаружение и определение угловых координат этих целей. Разрешающая способность по скорости δV – минимальная разность скоростей объектов с одинаковыми R, α, β , при которой возможно раздельное обнаружение и измерение скорости этих объектов. Увеличение разрешающей способности, т.е. уменьшение $\delta R, \delta\alpha$ и т.д., достигается соответствующим выбором сигнала и параметров антенной системы.

Точность отражает близость результатов измерения к истинному значению измеряемой величины и характеризуется значениями систематических и случайных погрешностей.

Систематические погрешности обусловлены закономерными факторами, поэтому их можно оценить расчетным путем или экспериментально и, следовательно, либо устранить, либо учесть при измерениях. Обычно под результатом измерения понимают величину, свободную от систематической погрешности.

Случайные погрешности вызываются большим числом факторов, не поддающихся точному учету и действующих в каждом отдельном измерении различным образом, поэтому обычно считают, что случайные погрешности измерений x распределены по гауссовскому (нормальному) закону (рис. 1.8):

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad (1.5)$$

где σ^2 – дисперсия случайной величины x .

За меру точности принимают среднюю квадратическую σ , срединную (вероятную) δ или максимальную x_{\max} погрешность.

Средняя квадратическая погрешность вычисляется как корень квадратный из дисперсии результатов измерений. Вероятность того, что погрешность измерений не превысит σ при гауссовском законе $w(x)$, равна 0,683. В международной практике часто используют удвоенную среднюю квадратическую погрешность 2σ , при этом 95% всех измерений имеют погрешность, не превышающую 2σ . Для системы повышенной точности обычно применяют максимальную погрешность x_{\max} , равную 3σ (99,7% всех измерений имеют погрешность не более 3σ).

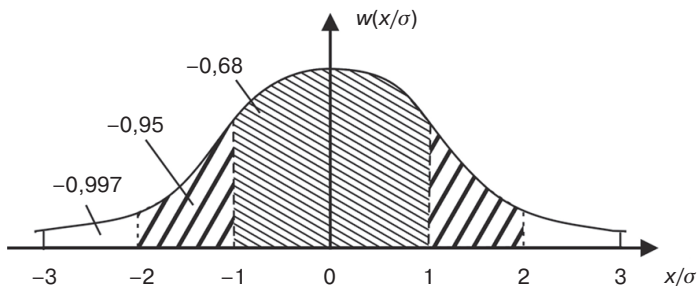


Рис. 1.9. Плотность распределения вероятностей случайных погрешностей измерений

Срединная (вероятная) погрешность связана со средней квадратической погрешностью при гауссовском распределении погрешностей соотношением $\delta = 0,67449\sigma$. Вероятность того, что погрешность измерения по абсолютной величине будет меньше или больше δ , равна 0,5.

Помехоустойчивость – способность системы обнаруживать сигналы и получать информацию о местоположении объектов (целей) с требуемой вероятностью и точностью при воздействии естественных или искусственных радиопомех определенного типа. Мерой помехоустойчивости является предельное значение одного из параметров помехи (например, мощности при постоянстве остальных ее характеристик), при котором РЛС сохраняет работоспособность.

Пропускная способность – способность РЛС обеспечивать одновременную работу с рядом объектов. Например, мерой пропускной способности может служить количество одновременно сопровождаемых целей или одновременно управляемых объектов.

Надежность – свойство РЛС сохранять тактические параметры в заданных пределах и условиях эксплуатации в течение требуемого интервала времени. Обычно для упрощения надежность определяют при отсутствии помех. Изменение состояния системы, которое сопровождается потерей указанного свойства (потерей работоспособности), называют *отказом*. Часто используемыми показателями надежности являются вероятность безотказной работы, т.е. вероятность того, что в пределах заданного времени отказ системы не возникнет, и так называемое среднее время наработки на отказ.

Эксплуатационная эффективность (\mathcal{E}_Φ) характеризует средние затраты времени на настройку (T_n), регулировку (T_p) и обслуживание (T_o) системы по сравнению с временем использования ($T_{исп}$) системы по назначению:

$$\mathcal{E}_\Phi = T_{исп} / (T_n + T_p + T_o). \quad (1.6)$$

Технические параметры характеризуют технические средства, необходимые для обеспечения заданных тактических параметров. К ним относятся значение и стабильность несущей частоты; вид и параметры модуляции излучаемых колебаний; диаграммы направленности антенных устройств (ДНА); мощность передатчика; чувствительность приемника; надежность устройств системы; массогабаритные характеристики системы и др. Отклонение любого технического параметра от заданного значения влияет на определенный тактический параметр (или группу параметров), что может вызвать выход тактических параметров РЛУ за установленные пределы, т.е. отказ системы.

1.7. Классификация радиолокационных устройств и систем

Основными классификационными признаками радиолокационных устройств и систем являются назначение, характер принимаемого сигнала, вид измеряемого элемента W и иногда степень автономности.

По назначению РЛС подразделяют на обзорные и следящие.

Обзорные РЛС применяют для обнаружения и измерения координат всех целей в данной области пространства или земной поверхности, а также для управления

воздушным движением (УВД) противовоздушной (противоракетной) обороны (ПВО и ПРО), разведки, получения метеорологической информации и т.п.

Следящие РЛС выполняют функцию точного и непрерывного определения координат одной или ряда целей. Полученная РЛС информация используется, например, для наведения оружия на цель или для управления объектом.

Различают автономные и неавтономные системы и устройства.

Автономные работают самостоятельно без помощи других радиоэлектронных устройств и не используют радиолиний, связывающих бортовую аппаратуру данного объекта с внешними по отношению к нему системами и устройствами. В таких радиосистемах реализуется принцип однопозиционной радиолокации, т.е. информация об элементах W извлекается из отраженного от земной поверхности или цели сигнала.

Неавтономные имеют в своем составе как бортовую аппаратуру, установленную на объекте, так и связанную с ней радиолинией аппаратуру специальных радиоприемных устройств, размещаемых в наземных пунктах или на других объектах, т.е. реализуется принцип многопозиционной радиолокации.

Основными характерными признаками сигнала являются вид излучаемого (зондирующего) сигнала (непрерывный или импульсный), тип модуляции, динамический диапазон мощности, ширина спектра и др.

По виду измеряемого элемента W различают угломерные, дальномерные и разностно-дальномерные устройства, а также устройства измерения скорости.

Угломерные устройства радиолокаторов определяют угол между опорным направлением и направлением на ОЛ в горизонтальной ($W = \alpha$) или вертикальной ($W = \beta$) плоскости (измеряют пеленг) в соответствующей системе координат. К этим устройствам (радиопеленгаторам) относят средства, которые позволяют найти угловые координаты источника излучения электромагнитных колебаний по результатам измерения направления прихода радиоволн.

Дальномерные устройства (радиодальномеры) предназначены для измерения расстояния до объекта ($W = R$). Обычно радиодальномеры измеряют запаздывание отраженного ОЛ сигнала относительно собственного излученного (зондирующего) сигнала. Дальномеры – часть большинства РЛС, они также применяются самостоятельно, например для нахождения высоты полета ЛА (радиовысотомеры). Дальномеры могут реализовать принцип запрос – ответ, когда дальность измеряется по ретранслируемому сигналу.

Разностно-дальномерные устройства позволяют найти элемент $W = R_{\Delta} = R_1 - R_2$, где R_1 и R_2 – расстояния до объекта от двух излучающих (переизлучающих) устройств в многопозиционной РЛ системе, определяемые путем сравнения информативных параметров сигналов.

1.8. Сравнительный анализ зон действия пассивных разностно-дальномерных систем обнаружения источников радиоизлучения

Ниже представлены результаты анализа зон действия, точностных и энергетических характеристик различных вариантов реализации разностно-дальномерного алгоритма определения пространственных координат источников радиоизлучения

с взаимнокорреляционной обработкой в частотной области и минимизацией интервала обзора по разности времен запаздывания в сравнении с другими пассивными системами [2].

1.8.1. Пассивная разностно-дальномерная система обнаружения ИРИ с минимизацией интервала обзора по разности хода

Многопозиционные пассивные радиолокационные комплексы (МП РЛК) позволяют решать весь перечень задач обеспечения безопасности воздушного пространства и управления воздушным движением. Кроме этого, МП РЛК обладают рядом преимуществ по сравнению с активными однопозиционными радиолокационными системами (РЛС), такими как скрытность, помехозащищенность, живучесть и т.д. [3–8]. По этой причине исследования, направленные на упрощение организации обзора пространства радиолокационного наблюдения (РЛН) в многопозиционных пассивных комплексах, сокращение числа приемных позиций (ПП) и объема аппаратуры, являются актуальными.

В этом разделе приведены методика расчета и результаты сравнения зон действия комплексов пассивной локации (КПЛ) с различными способами определения пространственных координат: угломерным, разностно-дальномерным (РД) и различного рода их комбинаций. Здесь также показана перспективность применения в КПЛ минимизации интервала обзора по разности времен запаздывания между приемными позициями за счет использования априорной информации об угловом положении реальной или виртуальной диаграммы направленности антенны (ДНА). Такой способ построения КПЛ позволяет значительно упростить устройства обзора пространства РЛН, системы обнаружения источников радиоизлучения (ИРИ) и измерения их пространственных координат.

Комплексное использование угломерного и разностно-дальномерного способов может позволить повысить точность определения местоположения излучающих целей и увеличить дальность действия КПЛ [8–12]. В качестве центрального приемного пункта (ЦПП) может использоваться ПП с узконаправленной диаграммой направленности антенны (ДНА) и последовательным обзором по азимуту. В качестве периферийных позиций используются приемные пункты с невращающимися слабонаправленными ДНА.

Значение разности времен запаздывания сигналов ИРИ относительно ПП системы находится в функциональной зависимости от углового положения ИРИ (рис. 1.44), что позволяет осуществлять обзор не всего интервала возможных значений разности времен запаздывания, а только незначительной его части [13, 14]:

$$\Delta\tau_k(r, \beta) = \frac{1}{c} \cdot \left[r - \sqrt{r^2 - 2r \cdot d_k \cos(\beta - \beta_{d_k}) + d_k^2} \right],$$

где β – значение текущего азимута ИРИ; β_{d_k} – азимут k -го ПП; d_k – расстояние от ЦПП до k -го ПП; r – текущая дальность; c – скорость света; $\Delta\tau_k(r, \beta)$ – разность времен запаздывания комплексных огибающих сигналов ИРИ между ЦПП и k -м ПП. Получив данное значение, можно значительно уменьшить интервал обзора

по разности времен запаздывания на выходе устройства вычисления максимума взаимнокорреляционной функции (ВКФ).

Использование априорной информации об угловом положении ИРИ может позволить значительно снизить временные и вычислительные затраты на обработку сигналов [15], решить вопросы неоднозначности оценки пространственных координат ИРИ в многоцелевой ситуации, и, кроме того, за счет высокого потенциала приемного канала ЦПП получение ВКФ возможно при меньших значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе ПП. Все это может обеспечить выигрыш в дальности обнаружения, сравнимой с дальностью действия угломерной системы при сохранении точности определения координат ИРИ, как в разностно-дальномерном КПЛ [12].

Однако введение в состав МП РЛК направленной антенной системы (АС) с последовательным обзором по азимуту влечет значительное усложнение всей системы в целом. Стоимость направленной АС с возможностью пространственного сканирования в современных комплексах достигает 70% от стоимости всего изделия. Также в результате последовательного обзора по азимуту вероятность обнаружения сигналов ИРИ, работающих на излучение непродолжительное время, уменьшается.

Реализация электронного псевдообзора по азимуту в базово-корреляционном КПЛ в совокупности с применением дешевых ненаправленных АС на всех ПП системы может позволить сохранить относительно низкую себестоимость МП КПЛ и одновременно предоставит возможность сокращения интервала возможных значений разности времен запаздывания относительно разнесенных в пространстве ПП, устранения неоднозначности измерений в многоцелевой ситуации [16].

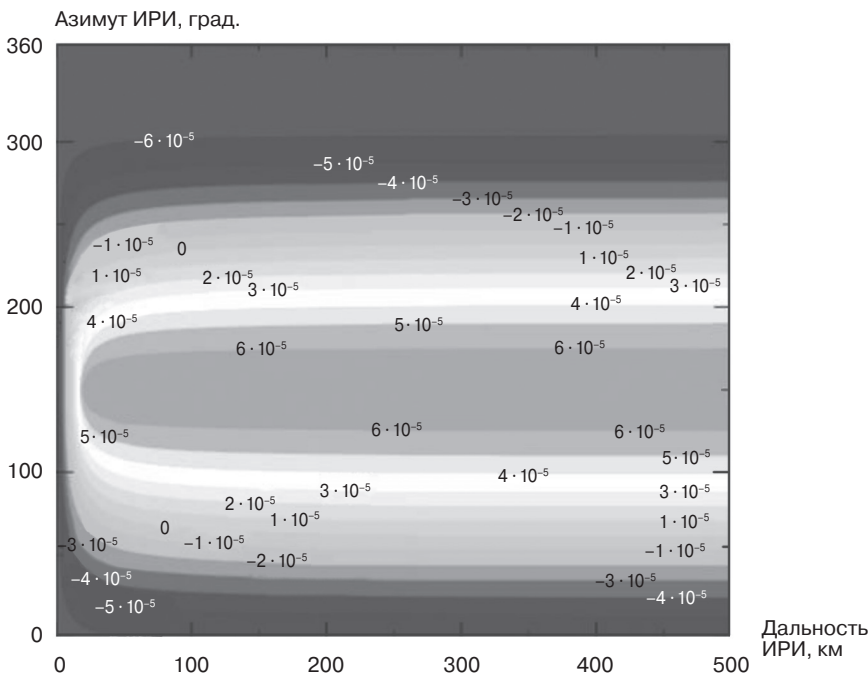


Рис. 1.10. Зависимость разности времен запаздывания от азимута и дальности местонахождения ИРИ для одной пары приемных позиций

Ведение последовательного обзора по псевдоугловой координате дает возможность также получать оценку ее значения при отсутствии реального пеленгатора в составе системы [17].

1.8.2. Сравнительный анализ пространственных и энергетических характеристик различных вариантов реализации алгоритмов разностно-дальномерной взаимнокорреляционной обработки

С целью проведения сравнительного анализа по точностным возможностям определения пространственных координат различными способами разработчиками РЛС обычно осуществляется модельный вычислительный эксперимент применительно к комплексам пассивной локации, реализованным на основе угломерного, разностно-дальномерного и угломерно-разностно-дальномерного (УРД) способов. Наиболее общей интегральной характеристикой того или иного способа обработки является рабочая зона КПЛ – часть пространства, в пределах которой отклонение оценок координат целей от их истинных значений не превышает максимально допустимых Δ_{\max} значений с вероятностью не хуже заданной P_{Δ} . При расчетах обычно принимается, что для горизонтальной плоскости $\Delta_{\max} = 2500$ м при $P_{\Delta} = 0,9$.

Характеристики антенн и приемных устройств пеленгатора с узкой ДНА и ПП с ненаправленными антеннами обычно оставались неизменными. При реализации угломерного и угломерно-разностно-дальномерного способов такая система представляет собой два разнесенных в пространстве на 20 км ПП. В случае расчета зон действия разностно-дальномерных КПЛ с направленной и ненаправленной АС на ЦПП геометрия системы представляет собой три ПП в углах равностороннего треугольника с расстояниями до ЦПП 12,5 км. В качестве источников радиоизлучения исследователями рассматривались ответчик известной системы МК-12 (длина волны 0,3 м, мощность передатчика 500 Вт, ненаправленная антенна) и обладающая более высокой скрытностью многофункциональная (МФ) РЛС истребителя (длина волны 0,03 м, мощность передатчика 100 Вт, излучение принимается по боковым лепесткам ДНА). Все рабочие зоны строились при идеализированных условиях, в которых не учитывались влияние кривизны земной поверхности, углы закрытия и другие факторы. Значения ОСШ принимались к обработке без учета ограниченности линейного участка тракта обработки сигналов.

Методика проведения такого вычислительного эксперимента обычно включает в себя следующие этапы.

1. Задается пространственная конфигурация ПП КПЛ на плоскости.
2. Определяется зона исследования в виде квадрата размером $\pm X_{\max}$ и $\pm Y_{\max}$.
3. Проводится многократное последовательное генерирование координат источника излучения равномерно во всей зоне с координатами $\pm X_{\max}$ и $\pm Y_{\max}$.
4. Производится расчет величины отношения сигнал/шум на выходе линейной части тракта обработки для каждой из сгенерированных координат ИРИ [9–11]:

$$y = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda^2 T_0 / N_0 (4\pi)^2 r_c^2 K_z}{G_{\text{пр}}}$$
 где $P_{\text{пер}}$ – импульсная мощность передатчика; $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления передающей антенны; $G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления приемной антенны; N_0 – спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника; K_z – коэффициент затухания радиоволн в атмосфере, λ – длина волны; T_0 – длительность импульса; r_c – дальность до ИРИ.

5. Проводится расчет флуктуационных ошибок измерения углов [9–11]:

$$\sigma_{\beta, \theta} = \sqrt{\Delta\theta(1+y)/4\pi y^2},$$

где $\Delta\theta$ – разрешающая способность по азимуту; y – ОСШ.

6. Проводится расчет флуктуационных ошибок измерения разности хода [9–11]:

$$\sigma_{\beta, \alpha} = \sqrt{c^2 \Delta\alpha^2 (1 + y_{pp} y_{cpp}) / 4\pi (y_{pp} y_{cpp})^2},$$

где $\Delta\alpha$ – разрешающая способность по разности хода; y_{pp} – ОСШ на входе периферийного ПП; y_{cpp} – ОСШ на входе ЦПП.

7. Проводится расчет ошибок измерения линий положения угломерных ПП [9–11]:

$$\sigma_{\beta} = r_c \sigma_{\beta, \theta}.$$

8. Проводится расчет ошибок измерения линий положения РД ПП [9–11]:

$$\sigma_{\Delta} = \sigma_{\beta, \Delta} / [2 \sin(\phi/2)],$$

где ϕ – угол между направлениями на ПП от ИРИ.

9. Проводится расчет ошибок определения пространственных координат ИРИ [8–10]:

– для угломерного КПЛ (УКПЛ):

$$\sigma_{\Sigma} = \frac{1}{\sin(\phi)} \sqrt{\sigma_{1\beta}^2 + \sigma_{2\beta}^2 + 2 \cos(\phi) \sigma_{1\beta} \sigma_{2\beta} \rho},$$

– для разностно-дальномерного КПЛ (РДКПЛ):

$$\sigma_{\Sigma} = \frac{1}{\sin(\phi)} \sqrt{\sigma_{1\Delta}^2 + \sigma_{2\Delta}^2 + 2 \cos(\phi) \sigma_{1\Delta} \sigma_{2\Delta} \rho},$$

– для угломерно-разностно-дальномерного КПЛ (УРДКПЛ):

$$\sigma_{\Sigma} = \frac{1}{\sin(\phi)} \sqrt{\sigma_{1\Delta}^2 + \sigma_{2\beta}^2 + 2 \cos(\phi) \sigma_{1\Delta} \sigma_{2\beta} \rho},$$

где ρ – коэффициент корреляции измерений линий положения. Для всех рассматриваемых случаев ρ принимался равным нулю по причине фактического отсутствия корреляции между измеряемыми параметрами.

10. Затем производится сравнение рассчитанного значения ошибки определения пространственных координат ИРИ для каждой из сгенерированных точек на плоскости с максимально допустимым значением Δ_{\max} . Если для i -го положения источника выполнялось условие $\sigma_{\Sigma} \leq \Delta_{\max}$, то такая точка включалась в рабочую зону и отображалась на рисунке.

Пример результатов такого математического моделирования представлен на рис. 1.11.

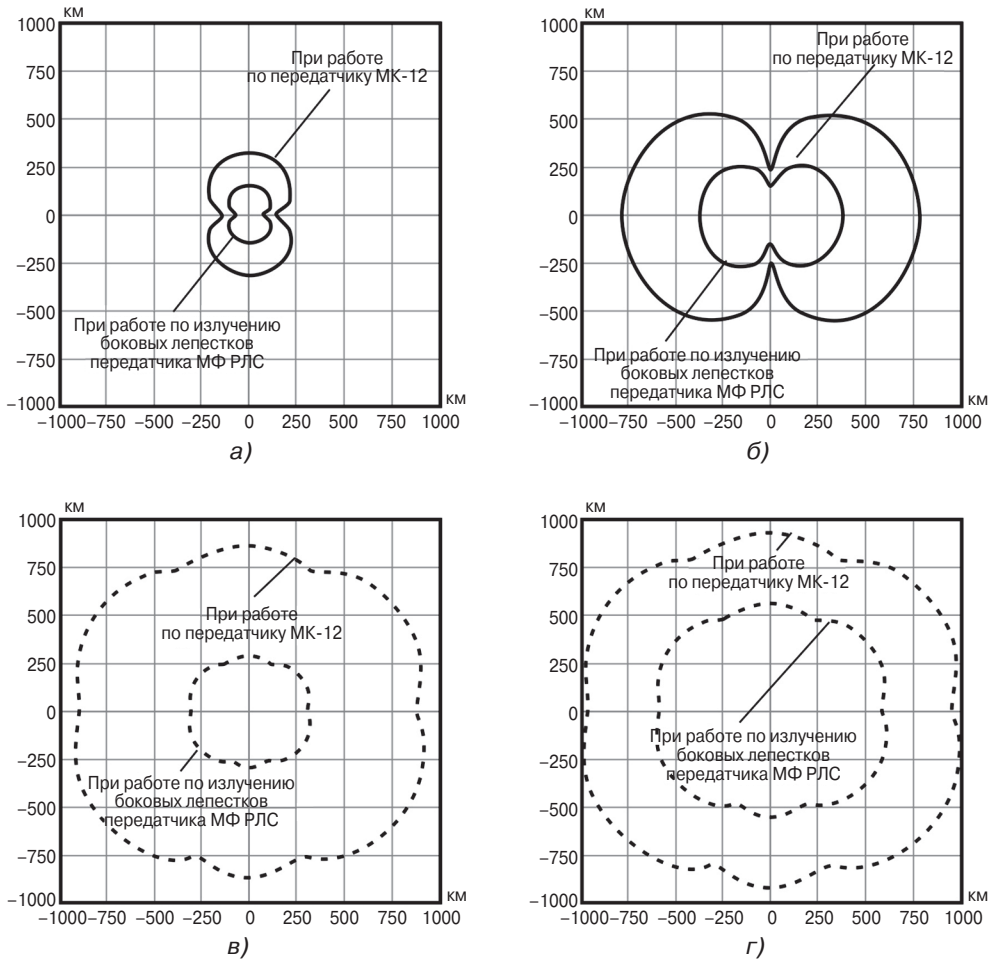


Рис. 1.11. Примеры рабочих зон КПЛ с различными способами определения пространственных координат ИРИ: угломерный (а); угломерно-разностно-дальномерный (б); разностно-дальномерный (в); разностно-дальномерный с высоконаправленной антенной системой на ЦПП (г)

Расчет величины отношения сигнал/шум (рис. 1.12) и значений среднеквадратичного отклонения (СКО) ошибок измерения пространственных координат (рис. 1.13) обычно является этапом построения рабочих зон КПЛ. Условия расчета ОСШ и СКО ошибок измерения являются частными для каждого из вариантов. Однако в совокупности с анализом результатов моделирования зон действия различных типов КПЛ представление зависимостей ОСШ и СКО ошибок измерения координат от дальности до ИРИ, получаемых в КПЛ различного типа, представляет дополнительную информацию для проведения сравнительного анализа различных способов измерения пространственных координат в КПЛ.

Из представленных зависимостей видно, что угломерный КПЛ [11] является наименее точным. Разностно-дальномерный КПЛ является высокоточным ком-

плексом, однако при достижении значения сигнал/шум менее 16–15 дБ ошибки измерений резко возрастают. Применительно к сигналам системы МК-12 это проявляется на дальностях более 300 км, а в 3-сантиметровом диапазоне длин волн – на дальностях до 100 км. Использование радиопеленгатора с узкой ДНА в составе комплекса позволяет повысить точность определения координат и увеличить дальность обнаружения сигналов ИРИ.

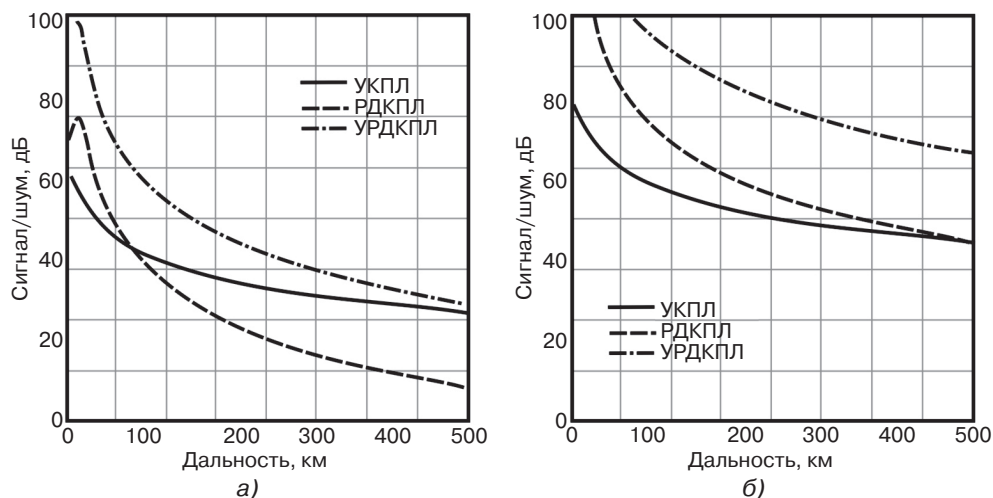


Рис. 1.12. Зависимость величины отношения сигнал/шум от дальности до ИРИ применительно к УКПЛ, РДКПЛ и УРДКПЛ: при работе по боковым лепесткам ДНА МФ РЛС (а); при работе по передатчику МК-12 (б)

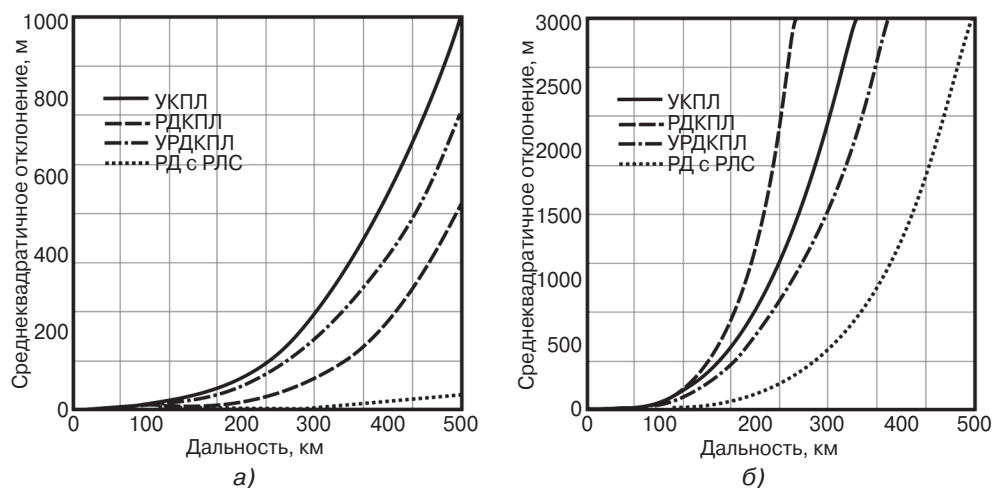


Рис. 1.13. Типовая зависимость величины СКО ошибок определения пространственных координат от дальности до ИРИ применительно к УКПЛ, РДКПЛ и УРДКПЛ: при работе по боковым лепесткам ДНА МФ РЛС (а); при работе по конкретному передатчику МК-12 (б)

По результатам вышеприведенного сравнительного анализа полученных характеристик и зависимостей можно сделать следующие выводы. Дальность обнаружения ИРИ угломерным комплексом (рис. 1.45а) является наименьшей из анализируемых способов. Стоимость же комплекса может оказаться самой высокой вследствие необходимости применения двух и более пеленгаторов. Также необходимость согласования обзора пространства РЛН по угловым координатам увеличивает сложность системы.

Повысить пространственные возможности по обнаружению ИРИ представляется возможным путем реализации угломерно-разностно-дальномерного способа определения пространственных координат. Однако дальность обнаружения сигналов с малой энергией увеличивается незначительно и составляет порядка 250 км (рис. 1.11б). Также вследствие использования высоконаправленной антенной системы стоимость и сложность реализации, скорее всего, превысят аналогичные комплексы с применением ненаправленных антенн.

Современные комплексы пассивной локации, использующие разностно-дальномерный способ определения пространственных координат, позволяют с высокой точностью определять местоположение ИРИ. Однако дальность обнаружения сигналов с малой энергией не превышает 270 км (рис. 1.11в) и оказывается недостаточной для выполнения ряда задач.

Использование в качестве одного из приемных пунктов высоконаправленной антенной системы при реализации разностно-дальномерного способа может улучшить возможности по обнаружению сигналов с малой энергией (рис. 1.11г). Также информация об угловом положении ИРИ позволяет минимизировать интервал обзора по разности времен запаздывания, устранить неоднозначность оценок пространственных координат ИРИ в многоцелевой ситуации за счет избыточности РЛИ. Реализация данного способа позволит реализовать зону действия порядка 580 км по большинству источников излучений.

Очевидно, что введение в базово-корреляционную систему определения разности времен запаздывания виртуальной антенной системы с имитацией вращения может позволить значительно упростить и снизить стоимость системы за счет отказа от использования реального пеленгатора при сохранении преимуществ его использования. Дальность обнаружения в этом случае уменьшается и становится сравнимой с дальностью обнаружения РД КПЛ с ненаправленными антеннами, однако вышеперечисленные преимущества использования пеленгатора остаются.

1.9. Основные принципы построения программных комплексов моделирования радиолокационных сигналов

1.9.1. Типовой состав программного комплекса моделирования радиолокационных сигналов

Решение задач радиолокационного наблюдения (обнаружения, измерения, распознавания) предполагает обработку реализаций принятого сигнала [18, 19]. На этапе создания радиолокационного тракта обработки сигналов возникает задача

проведения многократных экспериментов, связанных с отладкой алгоритмов проектируемых устройств. Процесс отладки предполагает наличие реализаций случайных сигналов, адекватно характеризующих исследуемые объекты. Такие реализации могут быть получены несколькими способами: путем регистрации записей реальных сигналов наблюдаемых объектов; в результате проведения полунатурных экспериментов; с помощью систем имитационного математического моделирования.

На современном этапе развития вычислительных средств метод математического моделирования приобретает особую актуальность. Являясь экономически наиболее выгодным, он позволяет формировать реализации случайных процессов в соответствии с потребностями решаемых задач: обеспечивает требуемую степень точности описания физических процессов, учитывает характеристики и особенности радиолокационных объектов в заданных условиях наблюдения [20, 21].

В рамках данного раздела рассмотрим особенности построения программного комплекса [18], обеспечивающего моделирование сигналов, отраженных от наблюдаемых радиолокационных объектов. При этом основное внимание уделено принципам построения конструктора имитируемых радиолокационных целей, обеспечивающего требуемое распределение областей локального отражения по поверхности объекта.

Такой программный комплекс позволяет имитировать реализации отраженных радиолокационных сигналов от наблюдаемых надводных, наземных и воздушных объектов. При моделировании реализаций сигналов должно учитываться пространственное положение цели, ее геометрические размеры и форма, особенности конструкции и наличие наблюдаемых вращающихся компонент, значение эффективной поверхности рассеяния применительно к заданным параметрам зондирования.

Как известно, любой объект радиолокационного наблюдения можно представить совокупностью определенным образом расположенных в пространстве областей локального отражения («блестящих точек» (БТ)) [19] (рис. 1.14).

В общем случае временная структура отраженного сигнала (ОС) представляет собой результат когерентного сложения сигналов, отраженных от отдельных элементов конструкции цели [2]:

$$m(t) = \sum_{x=1}^{N_x} m_x(t) = \sum_{x=1}^{N_x} E_x(t) U_L(t - t_{r_x}) e^{j2\pi f_0 [t - t_{r_x}(t)] + \varphi_{xc}}, \quad (1.7)$$



Рис. 1.14. Представление цели в виде совокупности областей локального отражения

где N_χ – количество областей локального отражения на поверхности объекта (число БТ); $m_\chi(t)$ – временная структура ОС от χ -й области локального отражения; $E_\chi(\cdot) = \sqrt{2\sigma_{c\chi}^2(\cdot)}$ – амплитуда сигнала, отраженного от χ -й БТ; $U_L(t - t_{\chi})$ – комплексный закон модуляции ограниченной последовательности L одиночных радиоимпульсов с учетом текущего времени запаздывания ОС; $r_{\chi}(\cdot) = \frac{2r_{u\chi}(\cdot)}{c}$ – текущее время запаздывания ОС, обусловленное дальностью $r_{u\chi}(t)$ от РЛС до χ -й БТ; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая несущая частота зондирующего сигнала; $\varphi_{эс}$ – начальная фаза излучаемого зондирующего сигнала.

Приближенное представление наблюдаемого радиолокационного объекта совокупностью распределенных в пространстве наблюдения блестящих точек является физически оправданным, поскольку позволяет при моделировании обеспечить учет основных особенностей отражений, присущих сигналам реальных объектов. При этом существенное упрощение процесса моделирования делает указанный подход весьма привлекательным с точки зрения практической реализации.

Рассматриваемый подход позволяет формировать результирующий сигнал как сумму отражений от совокупности БТ, спроектированных на линию визирования (ЛВ) «радиолокационная станция (РЛС) – цель» (рис. 1.15).

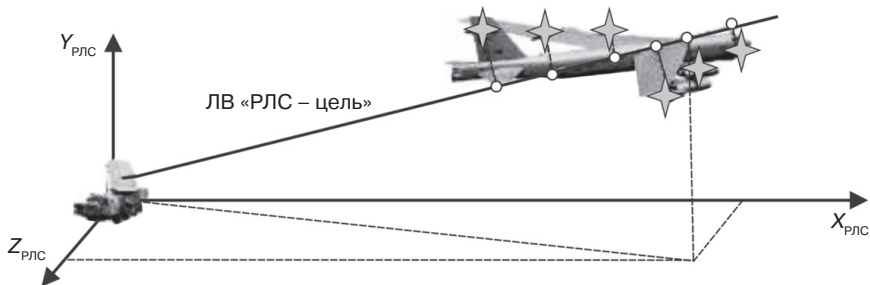


Рис. 1.15. Проектирование блестящих точек на линию визирования

Разрабатываемый программный комплекс моделирования должен позволять формировать реализации сигналов, отраженных от имитируемой цели любого требуемого класса. При этом должна обеспечиваться имитация дискретных отсчетов ОС с учетом особенностей пространственного перемещения цели, условий ее наблюдения и значений параметров радиолокатора. Обобщенная структурная схема, поясняющая процесс моделирования ОС, приведена на рис. 1.16.

В состав типового программного комплекса обычно входят следующие компоненты:

- генератор траектории объекта (по исходным данным в требуемые моменты времени обеспечивает выдачу текущих координат и параметров движения объекта);
- конструктор радиолокационных объектов (на основе заданных характеристик моделируемого объекта позволяет имитировать его геометрическую форму и пространственное распределение областей локального отражения);

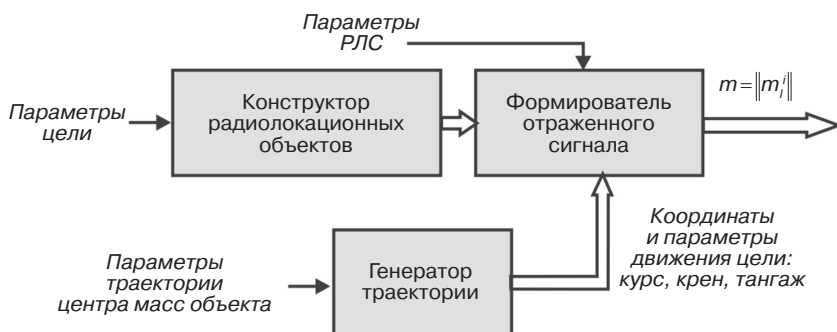


Рис. 1.16. Обобщенная структурная схема, поясняющая процесс моделирования отраженного сигнала

- формирователь отраженного сигнала (с учетом тактико-технических характеристик РЛС, параметров движения и характеристик цели осуществляет векторное суммирование отражений от проекций совокупности блестящих точек на линию визирования РЛС-цель).

Одним из наиболее значимых компонент программного комплекса является конструктор объектов. В связи с этим целесообразно более детально рассмотреть принципы его построения применительно к задаче формирования ОС.

1.9.2. Особенности реализации конструктора радиолокационных объектов

Конструктор радиолокационных объектов позволяет на основании заданных характеристик цели формировать пространственное распределение совокупности БТ, определяющее отражательные свойства поверхности имитируемого объекта. При этом форма поверхности наблюдаемой цели аппроксимируется совокупностью элементарных геометрических компонент. После определения проекций на ЛВ выбранной совокупности БТ производится расчет реализации ОС.

В процессе моделирования имитируемый радиолокационный объект представляется набором БТ, распределенных в пределах области пространства, ограниченной размерами цели (рис. 1.17). При этом геометрический объем, занимаемый моделируемым сложным радиолокационным объектом, формируется при помощи m типовых элементарных компонент (ЭК) – геометрических фигур: прямоугольного параллелепипеда, эллипсоида и эллиптического цилиндра. Так, например, планер летательного аппарата может быть представлен эллипсоидом, крылья – прямоугольными параллелепипедами, gondолы двигателей – цилиндрами (рис. 1.17).

Каждый ЭК объекта, представляющий собой совокупность связанных отражателей, задается в своей локальной системе координат (СК) $X_v Y_v Z_v$ (рис. 1.17б).

Для обеспечения имитации отражений от вращающихся элементов конструкции цели в составе конструктора объектов должна быть предусмотрена возможность синхронного вращения выбранной совокупности отражателей («вращающийся компонент»). Такой подход позволяет при расчетах имитировать отражения от наблюдаемых на поверхности объекта вращающихся лопастей винтов, лопаток турбовинтовых и турбореактивных двигателей.

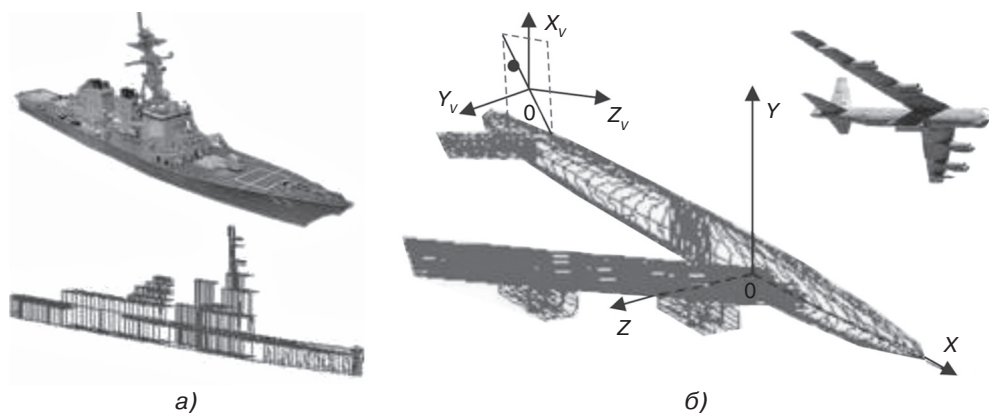


Рис. 1.17. Задание сложного моделируемого объекта при помощи элементарных компонент: модель эскадренного миноносца типа «Арли Берк», представленная набором элементарных компонент (а); положение элементарных компонент в системе координат моделируемого объекта (стратегического бомбардировщика В-52Н) (б)

1.9.3. Особенности задания пространственной конфигурации объекта

Имитация пространственной конфигурации каждого элементарного компонента (ЭК) объекта обеспечивается путем генерации совокупности n распределенных в пространстве «блестящих точек» (БТ). При этом точка ν -й ($\nu = 1 - m$) поверхности считается принадлежащей моделируемому объекту, если она находится внутри элементарного компонента, описывающего определенную часть моделируемого объекта (рис. 1.17б). Распределение «блестящих точек» в пределах объема элементарного компонента является случайным. Данное распределение может быть выбрано в соответствии с равномерным или гауссовским законами распределения. При моделировании распределение точек по каждой из координат пространства принято независимым.

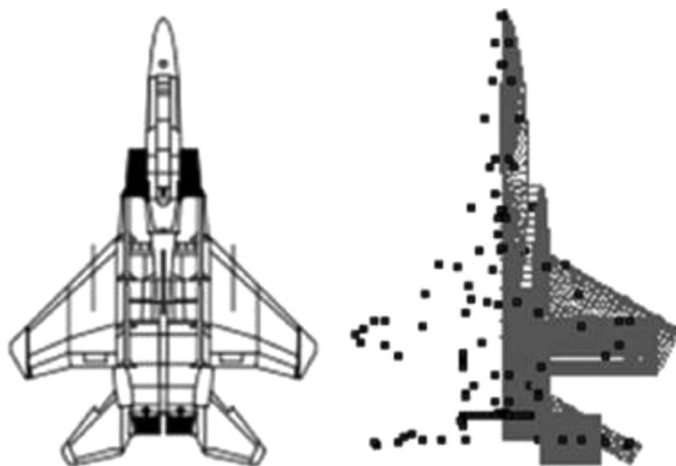


Рис. 1.18. Эскизная модель истребителя F-15SE, представленная совокупностью «блестящих точек» (БТ)

Следует отметить, что эффективная отражающая поверхность (ЭОП) радиолокационного объекта представляется суммой ЭОП элементарных компонент. При этом ЭОП каждой БТ в пределах ЭК является одинаковой и определяется отношением ЭОП элементарного компонента объекта σ_k к количеству БТ: $\sigma_{\text{БТ}}^k = \sigma_k/n$. Количество БТ задается таким, чтобы их совокупность визуально определяла контуры объекта (рис. 1.18).

Конструктор радиолокационных объектов должен позволять моделировать симметричные объекты (самолет, ракета) и объекты с отсутствием симметрии (например, вертолет, надводный корабль, некоторые типы наземных объектов). В случае имитации симметричных объектов (рис. 1.17б) с целью снижения вычислительных затрат моделируется конфигурация только правой части объекта. Левая часть объекта обычно формируется путем симметричного отображения полученной части модели относительно плоскости симметрии (строительной плоскости XOY).

После получения требуемого распределения совокупности элементарных отражателей производится расчет их проекций на линию визирования.

1.9.4. Расчет проекций БТ на линию визирования

Практическое решение данной инженерной задачи предполагает последовательный анализ отражателей всех ЭК объекта. С этой целью каждая БТ, заданная в системе координат элементарного компонента цели, пересчитывается в СК центра масс цели, после чего осуществляется ее пересчет в СК, связанную с радиолокатором.

Основными операциями процесса пересчета координат являются [21]:

- перенос центра анализируемой системы координат;
- повороты анализируемых систем координат.

Процесс переноса центра локальной СК поясняется рис. 1.19а.

Для переноса координат анализируемой точки $P_v = (x_v, y_v, z_v)^T$ по осям OX , OY , OZ используются соответствующие матрицы переноса (сдвига):

$$M_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & x_v \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad M_y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & y_v \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad M_z = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & z_v \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

При вычислениях удобно использовать матрицу переноса, учитывающую совместный сдвиг координат по трем осям:

$$M(P_v) = M_x M_y M_z = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & x_v \\ 0 & 0 & 1 & z_v \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (1.8)$$

где x_v, y_v, z_v – требуемая величина смещения координат по каждой из осей.

При моделировании для описания ориентации объекта в пространстве используются следующие параметры [21]:

- угол курса φ (изменяется поворотом модели вокруг оси OY);
- угол тангажа θ (изменяется поворотом модели вокруг оси OZ);
- угол крена γ (изменяется поворотом модели вокруг оси OX).

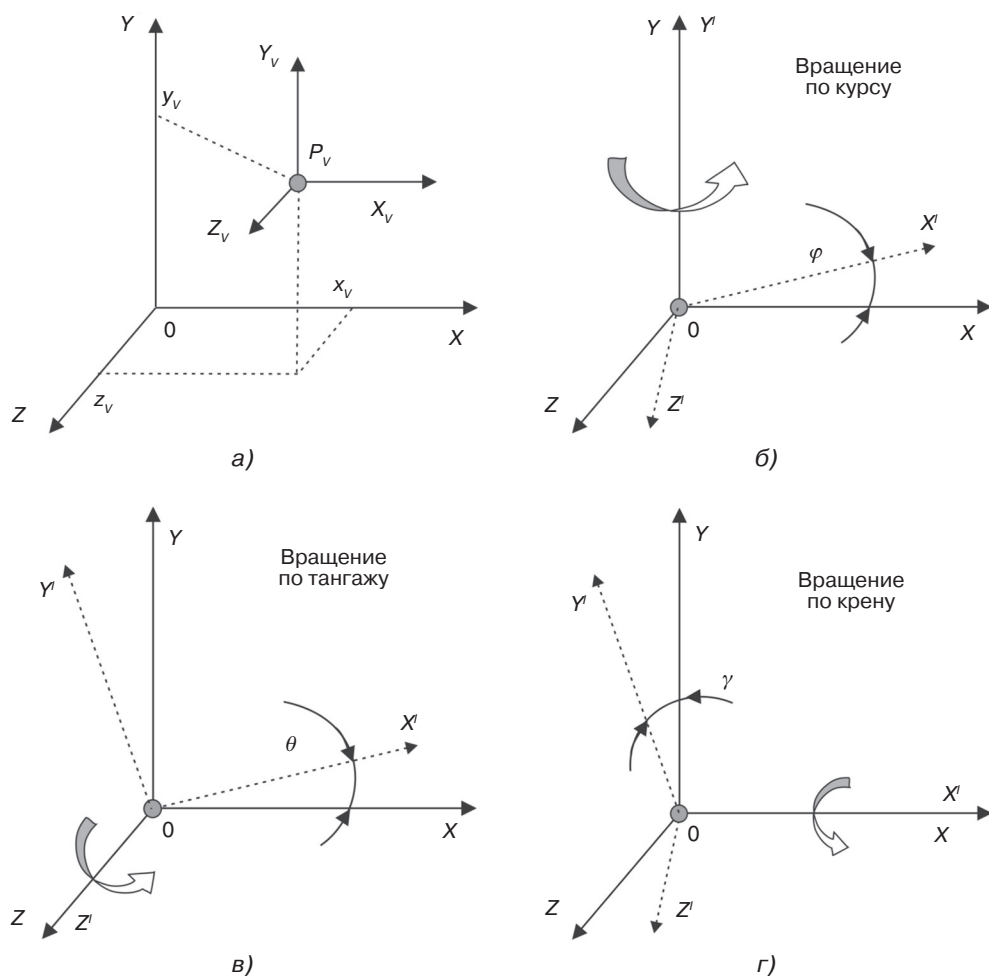


Рис. 1.19. Основные операции процесса по пересчету координат: перенос системы координат (а); вращение системы координат по курсу (б); вращение системы координат по тангажу (в); вращение системы координат по крену (г)

Возможные повороты локальной системы координат поясняются рис. 1.19б, в, г.

При моделировании все повороты (изменения углов) осуществляются по часовой стрелке. Для поворота (вращения) вокруг оси OY на угол курса φ , вокруг оси OZ на угол тангажа θ , вокруг оси OX на угол крена γ используются соответствующие матрицы поворотов [21]:

$$M^{ov} = \begin{pmatrix} \cos \varphi & 0 & -\sin \varphi & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin \varphi & 0 & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} M^{oz} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} M^{ox} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & \sin \gamma & 0 \\ 0 & -\sin \gamma & \cos \gamma & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

Рассмотренные преобразования позволяют определить координаты анализируемой БТ поверхности отражения имитируемого объекта в СК радиолокационной станции (рис 1.20).

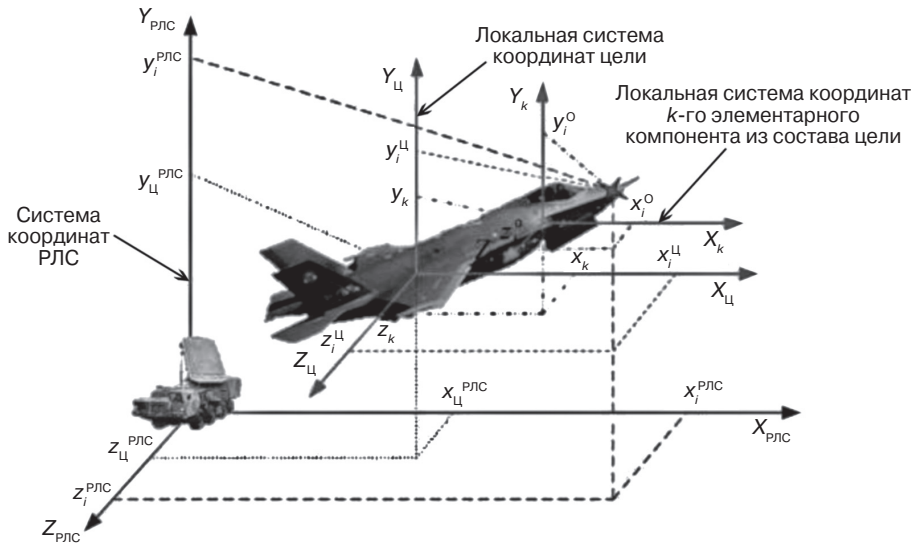


Рис. 1.20. Получение проекции блестящих точек на линию визирования

Для расчета проекций БТ на ЛВ выполняется следующая последовательность действий.

1. Производится перенос i -й БТ, характеризующейся координатами

$P_i^o = (x_i^o \ y_i^o \ z_i^o \ 1)^T$ в СК k -го ЭК, из локальной СК анализируемого компонента в СК моделируемого объекта. Для этого выполняются повороты вокруг оси OY_k на угол φ , вокруг оси OZ_k на угол θ_k , вокруг оси OX_k на угол γ_k , после чего производится смещение в точку $P_k = (x_k \ y_k \ z_k \ 1)^T$ элементарного k -го компонента.

Матрица преобразования координат для k -го ЭК при этом имеет следующий вид:

$$M_k = M(P_k) \cdot M^{ox}(\gamma_k) \cdot M^{oz}(\theta_k) \cdot M^{oy}(\varphi_k). \quad (1.10)$$

Координаты i -й БТ в СК цели рассчитываются как произведение вектора координат и матрицы преобразования $P_i^u = (x_i^u \ y_i^u \ z_i^u \ 1)^T = M_k \cdot P_i^o$.

2. Координаты БТ в СК РЛС находятся с помощью матрицы преобразования координат

$$M = M(P) \cdot M^{ox}(\gamma) \cdot M^{oz}(\theta) \cdot M^{oy}(\varphi), \quad (1.11)$$

где $P_u = (x_u^{РЛС} \ y_u^{РЛС} \ z_u^{РЛС} \ 1)^T$ – координаты центра масс объекта в СК РЛС.

В результате определяются координаты i -й БТ в системе координат РЛС

$$P_i^{\text{РЛС}} = (x_i^{\text{РЛС}} \ y_i^{\text{РЛС}} \ z_i^{\text{РЛС}} \ 1)^T = M_{\text{и}} \cdot P_{\text{и}}.$$

3. Проекция БТ на ЛВ определяется как скалярное произведение двух векторов:

$$r_i^{\text{ЛВ}} = \frac{x_i^{\text{РЛС}} \cdot x_{\text{и}}^{\text{РЛС}} + y_i^{\text{РЛС}} \cdot y_{\text{и}}^{\text{РЛС}} + z_i^{\text{РЛС}} \cdot z_{\text{и}}^{\text{РЛС}}}{\sqrt{(x_{\text{и}}^{\text{РЛС}})^2 + (y_{\text{и}}^{\text{РЛС}})^2 + (z_{\text{и}}^{\text{РЛС}})^2}}. \quad (1.12)$$

После определения проекций всех наблюдаемых БТ на ЛВ согласно выражению (1.19) осуществляется суммирование комплексных сигналов, отраженных от каждой «блестящей точки». При этом учитываются амплитудные и фазовые соотношения, обусловленные наличием частоты Доплера отраженных сигналов от совокупности БТ для текущих параметров РЛС.

Разработанный комплекс моделирования позволяет формировать случайные реализации сигнала, отраженного от наблюдаемого объекта, с учетом его размеров и конструктивных особенностей, пространственного перемещения цели, наличия вращающихся отражателей и характеристик излучения радиолокатора.

Таким образом, выше рассмотрены особенности построения типового программного комплекса моделирования реализаций сигнала, отраженного от имитируемого радиолокационного объекта. В состав такого комплекса должны входить: генератор траектории объекта, конструктор радиолокационных объектов, формирователь отраженного сигнала. Объект радиолокационного наблюдения аппроксимируется набором элементарных компонент (прямоугольного параллелепипеда, эллипса и эллиптического цилиндра). В пределах объема ЭК в случайном порядке распределяются БТ, совокупность которых визуально определяет конфигурацию объекта. ОС представляет собой сумму сигналов, отраженных от наблюдаемых проекций блестящих точек на линию визирования «РЛС – цель».

Такой подход позволяет обеспечить требуемую точность вычислений при значительном снижении вычислительных затрат (по сравнению с фасетными моделями отражения [19]). Разработанная подобным методом модель ОС позволяет учитывать основные отличительные признаки отражений радиолокационных объектов для заданных условий наблюдения.

1.10. Повышение помехоустойчивости РЛС с использованием автокомпенсаторов мешающих излучений

Обнаружение отраженного сигнала, как правило, осуществляется на фоне шумов и помех. Помехи – мешающие отражения или мешающие излучения, которые по происхождению могут быть естественными и искусственными, создаваемыми преднамеренно для нарушения или полного подавления нормального функционирования радиолокационной станции (РЛС).

Выделение полезного сигнала из помех осуществляется на основе их детерминированных и статистических различий, которые могут быть энергетическими,

частотными, временными, спектральными, пространственными и поляризационными [24].

В основе автокомпенсации мешающих излучений лежат пространственные различия полезного сигнала и помехи [25], т.к. полезный сигнал принимается по основному лепестку диаграммы направленности антенны, а помеховый – по боковым лепесткам этой же антенны.

Воздействие помех, принятых по боковым лепесткам, ухудшает соотношение сигнала и шума и тем самым резко сокращает зону обнаружения РЛС. Это приводит к появлению в пространстве радиолокационного поля неконтролируемых участков и уменьшению вероятности обнаружения цели.

Необходимость повышения помехозащищенности РЛС обусловлена постоянным развитием технических средств радиоэлектронного подавления и совершенствованием тактики их применения. Наиболее действенным средством защиты от радиоэлектронного подавления для РЛС, использующих активный способ локации, является *применение автокомпенсаторов мешающих излучений* [26]. Повышение эффективности компенсации помех напрямую повышает способности РЛС по своевременному обнаружению радиолокационных целей и точности определения координат и параметров движения целей.

1.10.1. Принцип когерентной компенсации активных шумовых помех

Когерентная компенсация мешающих излучений (ККМИ) заключается в выравнивании амплитуды и фазы сигнала мешающих излучений в основном и компенсационном каналах и их последующем межканальном вычитании [27]. На рис. 1.21 приведен когерентный компенсатор мешающих излучений.

В результате обеспечивается компенсация мешающих излучений на выходе сумматора устройства ККМИ. С точки зрения диаграммы направленности устройства обработки это означает, что результирующая диаграмма направленности формирует провал в направлении на источник мешающих j излучений, что показано на рис. 1.22.

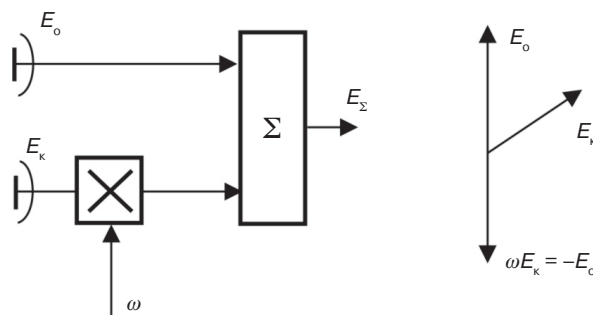


Рис. 1.21. Когерентный компенсатор мешающих излучений: E_k – комплексная амплитуда сигнала помехи в компенсационном канале; E_o – комплексная амплитуда сигнала помехи в основном канале; E_Σ – комплексная амплитуда сигнала помехи на выходе автокомпенсатора; ω – комплексный весовой коэффициент

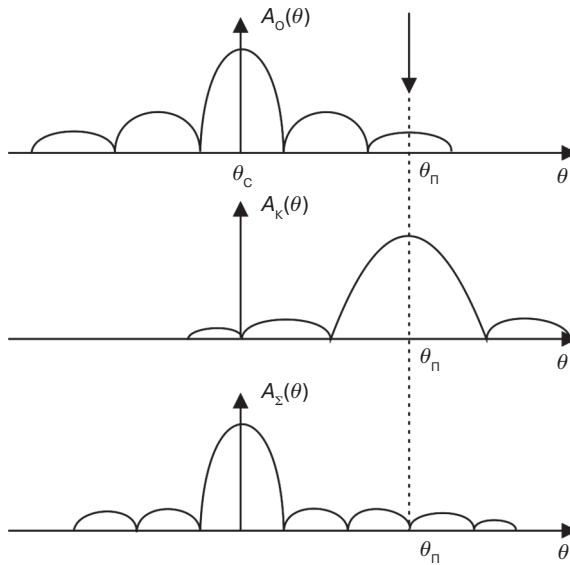


Рис. 1.22. Диаграмма направленности антенн: $A_o(\theta)$ – диаграмма направленности основной антенны; $A_k(\theta)$ – диаграмма направленности компенсационной антенны; $A_z(\theta)$ – диаграмма направленности и по выходу автокомпенсатора; θ_n – угловая координата постановщика помехи

Из-за быстрого перемещения луча основной антенны за счет ее сканирования и изменения не только амплитуды, но и фазы требуемого весового коэффициента, а также необходимости одновременной компенсации сигналов нескольких источников помех ручная регулировка весового коэффициента ω в устройстве ККМИ не представляется возможной.

В этой связи устройство когерентной компенсации мешающих помех должно обеспечивать автоматическую регулировку весового коэффициента ω без участия оператора, что реализуется в автокомпенсаторах мешающих излучений.

Автокомпенсатор мешающих излучений (АКМИ) представляет собой следящий измеритель весового коэффициента ω , принцип работы которого заключается в интегрировании (сглаживании) сигнала ошибки измерения [24]. Автокомпенсатор предназначен для подавления активных шумовых помех, принимаемых по боковым лепесткам диаграммы направленности основной антенны.

Обобщенная структурная схема АКМИ представлена на рис. 1.23.

В качестве сигнала ошибки используют производную критерия качества устройства обработки по измеряемому параметру [25]:

$$U_{co} = \pm \frac{dF(\omega)}{d\omega}, \quad (1.13)$$

где $F(\omega)$ – критерий качества работы устройства.

Производная $dF(\omega)/d\omega$ берется со знаком «–», если критерий качества необходимо минимизировать, и со знаком «+», если критерий качества необходимо максимизировать.

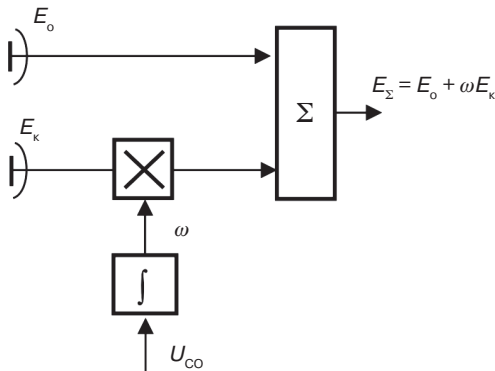


Рис. 1.23. Автокомпенсатор мешающих излучений

В качестве критерия работы АКМИ используется критерий минимума мощности выходного сигнала $P_{\text{вых}}(\omega)$ [11]:

$$F_{\text{АКМИ}}(\omega) = P_{\text{вых}}(\omega) = |E_{\Sigma}|^2 = E_{\Sigma} + E_{\Sigma}^* \quad (1.14)$$

Графики, поясняющие принцип работы слеящего измерителя весового коэффициента АКМИ, приведены на рис. 1.24

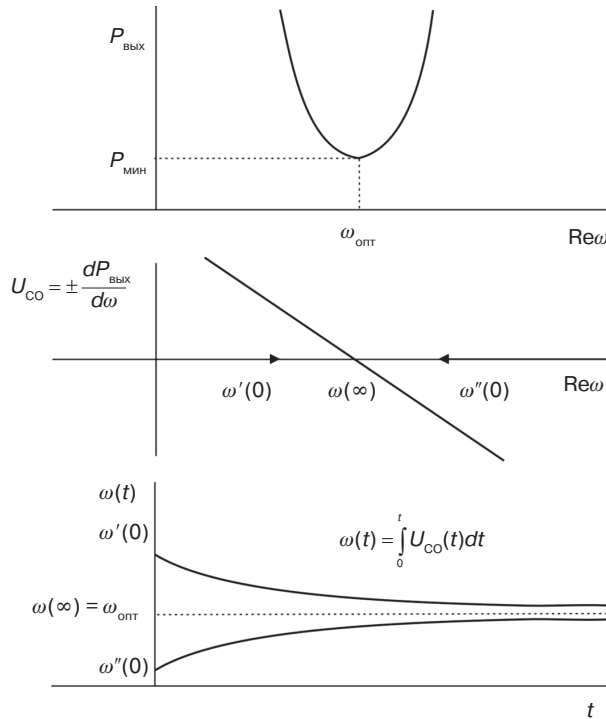


Рис. 1.24. Принцип работы слеящего измерителя весового коэффициента: $P_{\text{вых}}$ — мощность выходного сигнала автокомпенсатора; $P_{\text{мин}}$ — минимальная мощность выходного сигнала автокомпенсатора при оптимальном значении весового коэффициента $\omega_{\text{опт}}$

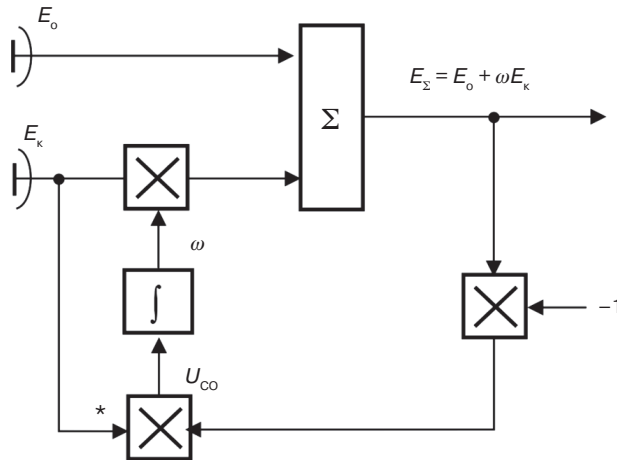


Рис. 1.25. АКМИ с корреляционной обратной связью

Из рисунков видно, что при подаче на интегратор сигнала ошибки происходит автоматическая подстройка весового коэффициента до своего оптимального значения независимо от величины и знака расстройки.

Алгоритм работы АКМИ определяется алгоритмом работы дискриминатора сигнала ошибки измерителя весового коэффициента [26]:

$$U_{\text{CO}} = \frac{dP_{\text{вых}}}{d\omega} = \frac{d|E_o + \omega E_k|^2}{d\omega} = -2E_\Sigma \cdot E_k^* \quad (1.15)$$

С учетом выражения (1.27) алгоритм работы АКМИ можно пояснить с помощью рис. 1.25. Сигнал ошибки измерения весового коэффициента в частном случае с точностью до несущественного постоянного множителя равен производной мощности выходного сигнала устройства обработки по измеряемому весовому коэффициенту и реализуется за счет корреляционной обратной связи.

1.10.2. Особенности технической реализации структуры автокомпенсатора мешающих излучений

Алгоритм работы АКМИ предполагает умножение принятого сигнала (его комплексной амплитуды) на комплексный весовой коэффициент [23].

В зависимости от способа реализации операции умножения принятого сигнала на комплексный весовой коэффициент различают гетеродинный и квадратурный автокомпенсаторы [29].

В гетеродинной АКМИ в качестве перемножителя используется смеситель, выходной сигнал которого описывается выражением:

$$U_{\text{вых}} = |U_{\text{вх1}}| \cdot |U_{\text{вх2}}| \cdot \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2), \quad (1.16)$$

где $|U_{\text{вх1}}|$, ω_1 , φ_1 — амплитуда, частота и фаза сигнала первого входа; $|U_{\text{вх2}}|$, ω_2 , φ_2 — амплитуда, частота и фаза сигнала второго входа смесителя.

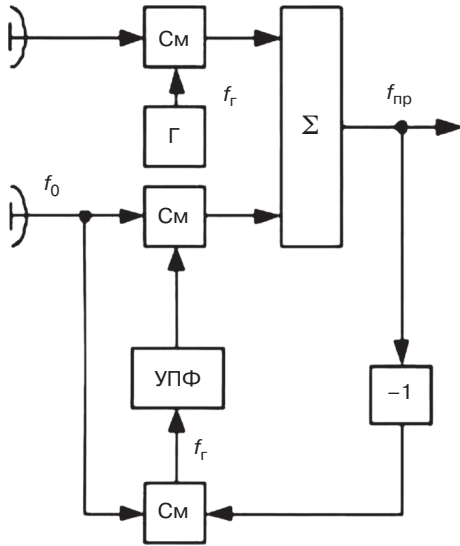


Рис. 1.26. Гетеродинный АКМИ: f_0 – несущая частота сигнала на входе автокомпенсатора; f_r – несущая частота сигнала гетеродина и сигнала ошибки; $f_{пр}$ – несущая частота выходного сигнала автокомпенсатора

Заметим, что в этом случае операция перемножения комплексных амплитуд входных сигналов также сопровождается переходом на промежуточную (разностную) частоту. Схема гетеродинного АКМИ приведена на рис. 1.26.

В гетеродинном АКМИ сигнал ошибки вырабатывается на радиочастоте (частоте гетеродина f_r), роль интегратора сигнала ошибки выполняет узкополосный фильтр (УПФ), роль перемножителя играет смеситель (СМ).

В квадратурном АКМИ умножение на комплексный весовой коэффициент обеспечивается за счет суммирования с различными амплитудами сдвинутых по фазе исходных колебаний. Это показано на рис. 1.27.

Регулирование амплитуды исходных колебаний осуществляется в балансных усилителях (БУ), которые обеспечивают инвертирование входных сигналов при изменении полярности управляющих напряжений. Схема квадратурного АКМИ приведена на рис. 1.28.

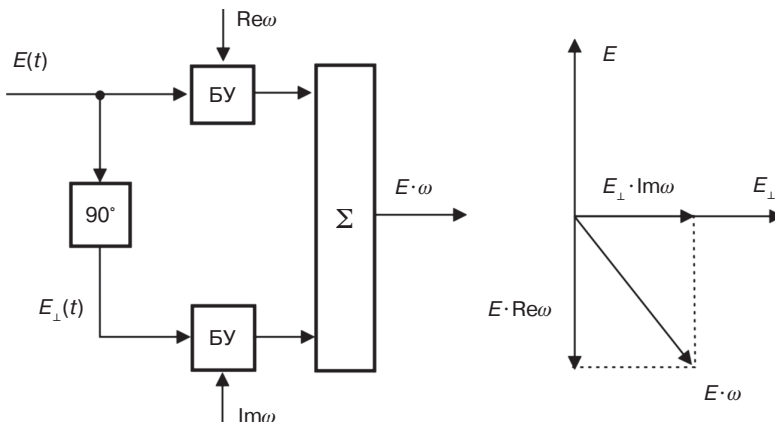


Рис. 1.27. Квадратурный фазовращатель

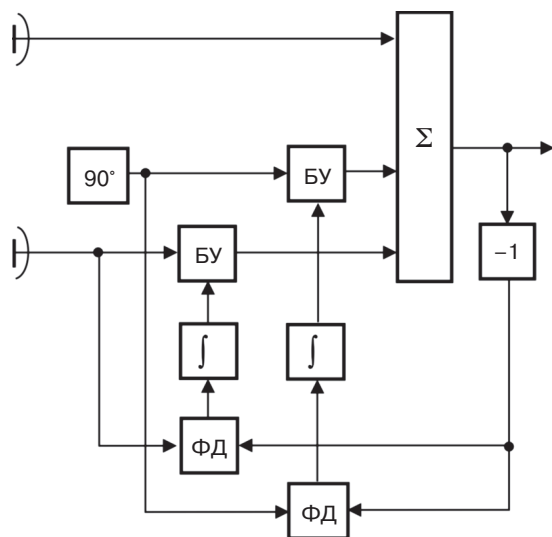


Рис. 1.28. Квадратурный АКМИ

В квадратурных АКМИ роль умножителей в цепи корреляционной обратной связи играют фазовые детекторы (ФД), а формирование сигналов ошибки и весовых коэффициентов производится на видеочастоте. Роль интеграторов сигнала ошибки выполняют либо RC-цепочки, либо интеграторы на операционных усилителях [29].

По типу используемой элементной базы можно выделить аналоговые (напряжение и ток могут изменяться непрерывно во времени) и цифровые схемы (сигнал может принимать только несколько различных дискретных состояний).

По числу каналов обработки можно выделить одноканальные и многоканальные автокомпенсаторы. Одноканальный автокомпенсатор имеет один вспомогательный канал и способен подавлять активную помеху, действующую лишь с одного направления. При одновременном действии в зоне обнаружения РЛС нескольких источников помех с разных направлений используется многоканальный автокомпенсатор.

В зависимости от места реализации умножителей различают автокомпенсаторы на радиочастоте, на промежуточной частоте, на видеочастоте. В автокомпенсаторах на радиочастоте умножение на комплексные весовые коэффициенты осуществляется непосредственно на частоте принимаемых сигналов.

В автокомпенсаторах на промежуточной частоте умножение на комплексные весовые коэффициенты осуществляется после перевода принятых сигналов на промежуточную частоту.

В автокомпенсаторах на видеочастоте умножение на комплексные весовые коэффициенты осуществляется после перевода принятых сигналов на видеочастоту. Автокомпенсатор на видеочастоте может быть реализован как в аналоговом, так и в цифровом виде. Перевод принятых сигналов на видеочастоту предполагает формирование двух квадратурных составляющих (x, y) каждого принятого сигнала, характеризующих реальную и мнимую части его комплексной амплитуды.

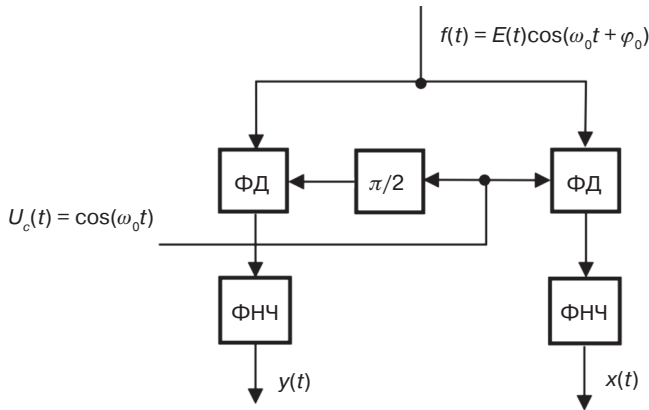


Рис. 1.29. Формирование квадратурных составляющих

Квадратурные составляющие формируются в результате фильтрации в фильтрах нижних частот (ФНЧ) выходных сигналов пары фазовых детекторов (ФД), на вторые входы поступают гетеродинные напряжения на частоте принимаемых сигналов. На второй фазовый детектор, формирующий мнимую часть комплексной амплитуды, опорное напряжение поступает со сдвигом по фазе на $\pi/2$, что изображено на рис. 1.29.

1.10.3. Оценка эффективности компенсации активных шумовых помех

1.10.3.1. Влияние конечного радиуса пространственной корреляции поля

Основной проблемой при компенсации помех является увеличение эффективности. Основным показателем эффективности компенсации является потенциально возможный коэффициент подавления помехи.

Под эффективностью автокомпенсатора будем понимать отношение мощности сигнала помехи на входе автокомпенсатора к мощности остатков сигнала помехи на выходе автокомпенсатора [27]:

$$V_{\text{ми}} = \frac{\overline{|E_o(t)|^2}}{\overline{|E_o(t) + \omega \cdot E_k(t)|^2}}, \quad (1.17)$$

где $E_o(t)$ – комплексная амплитуда сигнала основного канала; $E_k(t)$ – комплексная амплитуда сигнала компенсационного канала.

Оптимальное значение весового коэффициента $\omega_{\text{опт}}$, при котором обеспечивается минимум мощности мешающих излучений на выходе устройства обработки, можно получить из условия:

$$\frac{d \overline{|E_o + \omega E_k|^2}}{d\omega} = \overline{E_k^* (E_o + \omega E_k)}_{\omega=\omega_{\text{опт}}} = 0, \quad (1.18)$$

откуда:

$$\omega_{\text{опт}} = \frac{\overline{E_o E_k^*}}{E_k E_k^*} = -\frac{\sigma_o \sigma_k}{\sigma_k^2} r e^{i\Delta\varphi} = -\frac{\sigma_o}{\sigma_k} r e^{i\Delta\varphi}, \quad (1.19)$$

где r – модуль коэффициента межканальной корреляции сигнала МИ; $\Delta\varphi = 2\pi\Delta R/\lambda$ – межканальный набег фазы сигнала МИ; ΔR – разность хода сигнала помехи, принятого основным и компенсационным каналами; ω_o^2 , ω_k^2 – мощность сигнала МИ в основном и компенсационном каналах соответственно,

В этом случае можно показать, что мощность остатков МИ на выходе АКМИ с учетом ошибок самонастройки ($\omega = \omega_{\text{опт}} + \Delta\omega$) описывается выражением [24]:

$$\begin{aligned} \overline{|E_\Sigma(t)|^2} &= \overline{[E_o + (\omega_{\text{опт}} + \Delta\omega)E_k][E_o + (\omega_{\text{опт}} + \Delta\omega)E_k]^*} = \\ &= 2\sigma_o^2(1-r^2) + 2\sigma_o^2|\Delta\omega|^2 \frac{\sigma_k^2}{\sigma_o^2} = 2\sigma_o^2 \left(1-r^2 + \frac{\sigma_k^2}{\sigma_o^2} |\Delta\omega|^2 \right). \end{aligned} \quad (1.20)$$

С учетом полученного выражения для мощности остатков МИ можно получить следующее выражение для эффективности АКМИ:

$$v_{\text{ми}} = \frac{\overline{|E_o|^2}}{\overline{|E_o + \omega E_k|^2}} = \frac{1}{1-r^2 + \frac{\sigma_k^2}{\sigma_o^2} |\Delta\omega|^2} \approx \frac{1}{1-r^2 + \left| \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{опт}}} \right|^2}. \quad (1.21)$$

Потенциальная эффективность автокомпенсатора имеет место при отсутствии ошибок самонастройки весового коэффициента и описывается известным выражением [24]:

$$v_{\text{ми макс}} = \frac{1}{1-r^2}. \quad (1.22)$$

Потенциальная эффективность зависит только от модуля коэффициента межканальной корреляции сигнала помехи. Чем ближе коэффициент межканальной корреляции к единице, тем выше эффективность компенсации. Коэффициент межканальной корреляции обусловлен следующими факторами:

- конечным радиусом пространственной корреляции сигнала помехи;
- влиянием собственных шумов каналов приема;
- межканальной временной задержкой сигнала;
- нелинейными искажениями в трактах обработки;
- неидентичностью частотных характеристик каналов приема;
- влиянием ошибок самонастройки автокомпенсатора.

Ниже рассматривается влияние на эффективность подавления каждого из перечисленных факторов.

Относительно составляющей эффективности ККМИ, обусловленной неполной пространственной корреляцией мешающих излучений, следует заметить следующее. Во-первых, интервал пространственной корреляции сигнала помех $\delta I_{\text{п}}$,

обусловленный конечными размерами антенны передатчика помех и турбулентностью атмосферы, существенно превышает разнос основной и компенсационной антенн. Кроме того, при оценке этой составляющей необходимо учитывать тот факт, что АКМИ, являясь следящим измерителем весового коэффициента и обладая сравнительно высоким быстродействием, успевает отслеживать значительную долю флуктуаций задающего воздействия, обусловленных неполной пространственной корреляцией сигнала помехи. Влияние конечного радиуса пространственной корреляции поля помехи достаточно подробно рассмотрено в работе [13], по результатам которой видно, что при различных аппроксимациях пространственной корреляционной функции поля помехи потенциальная эффективность компенсации не опускается ниже 50 дБ. Таким образом, данную составляющую можно практически не учитывать при анализе потенциальной эффективности компенсации в реальных условиях.

1.10.3.2. Влияние собственных шумов приемных каналов

Составляющая эффективности ККМИ, обусловленная декоррелирующим влиянием собственных шумов каналов приема [24]:

$$v_\gamma = \frac{1}{1-r^2} \approx \frac{\gamma_h}{2}, \quad (1.23)$$

где $\gamma_h = \frac{\sigma_h^2}{\sigma_{h0}^2}$ – отношение помехо-некоррелированного фона; σ_h^2 , σ_{h0}^2 – мощность помехи и внутренних шумов соответственно. Выражение (1.23) означает, что при отсутствии остальных декоррелирующих факторов обеспечивается практически полное подавление внешней помехи и на выходе автокомпенсатора остается только сумма внутренних шумов основного σ_{h00}^2 и компенсационного σ_{h01}^2 каналов:

$$P_{\text{вых}} = \sigma_{h00}^2 + \sigma_{h01}^2 = 2\sigma_{h0}^2. \quad (1.24)$$

$$v_\gamma = \frac{\sigma_h^2 + \sigma_{h0}^2}{2\sigma_{h0}^2} \approx \frac{\sigma_h^2}{2\sigma_{h0}^2} = \frac{\gamma_h}{2}. \quad (1.25)$$

Выражение (1.25) получено в предположении, что уровень внутренних шумов основного и компенсационного каналов на входе сумматора одинаков. То есть при отсутствии ошибок самонастройки весового коэффициента внутренние шумы не приведут к ухудшению подавления внешней коррелированной помехи, однако происходит ухудшение сигнал/помеха на выходе автокомпенсатора за счет добавления внутренних шумов дополнительного (компенсационного) канала приема. Следует заметить, что внутренние шумы влияют на флуктуационные ошибки самонастройки весового коэффициента за счет некомпенсированной части выходного сигнала АКМИ.

На практике собственные шумы приемных каналов ограничивают эффективность на уровне 60–70 дБ [31].

1.10.3.3. Влияние задержки принятых сигналов

Частная эффективность ККМИ, обусловленная временной задержкой сигнала МИ, определяется выражением:

$$v_{\tau} = \frac{1}{1 - r_H^2 \left(\frac{\Delta R}{c} \right)}, \quad (1.26)$$

где $r_H(\tau)$ – нормированная корреляционная функция временных флуктуаций сигнала МИ; ΔR – разность электрических длин основного и компенсационного каналов приема.

Как правило, ширина энергетического спектра сигнала МИ превышает полосу пропускания приемных устройств. В этом случае нормированная корреляционная функция сигнала МИ на выходе канала обработки определяется как амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) канала обработки.

Для одиночного резонансного контура можно получить [25]:

$$r_H(\Delta\tau) = \exp\left(-\frac{|\Delta\tau|}{\tau_n}\right) = \exp(-2\Delta f_{\text{пр}}|\Delta\tau|) \approx 1 - 4\Delta f_{\text{пр}}|\Delta\tau|, \quad (1.27)$$

где $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приемного устройства.

Соответственно, частная эффективность ККМИ:

$$v_{\tau} = \frac{1}{1 - r_H^2(\Delta\tau)} = \frac{1}{1 - \exp(-4\Delta f_{\text{пр}}|\Delta\tau|)} \approx \frac{1}{4\Delta f_{\text{пр}}|\Delta\tau|}. \quad (1.28)$$

Для канала с гауссовой частотной характеристикой (число последовательно включенных резонансных контуров стремится к бесконечности) [26]:

$$r_H(\Delta\tau) = \exp\left(-\frac{\pi\Delta\tau^2}{4\tau_n}\right) \approx 1 - \frac{\pi\Delta\tau^2}{4\tau_n^2} = 1 - \pi(\Delta f_{\text{пр}}\Delta\tau)^2; \quad (1.29)$$

$$r_H(\Delta\tau) = \frac{\sin\left(\frac{\pi\Delta\tau}{2\tau_n}\right)}{\left(\frac{\pi\Delta\tau}{2\tau_n}\right)} \approx 1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{\Delta\tau^2}{6\tau_n^2} = 1 - \frac{\pi^2}{6}(\Delta f_{\text{пр}}\Delta\tau)^2. \quad (1.30)$$

Для канала с прямоугольной частотной характеристикой [26]:

$$r_H(\Delta\tau) = \frac{\sin\left(\frac{\pi\Delta\tau}{2\tau_n}\right)}{\left(\frac{\pi\Delta\tau}{2\tau_n}\right)} \approx 1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{\Delta\tau^2}{6\tau_n^2} = 1 - \frac{\pi^2}{6}(\Delta f_{\text{пр}}\Delta\tau)^2; \quad (1.31)$$

$$v_{\tau} = \frac{3}{\pi^2} \left(\frac{1}{\Delta f_{\text{пр}} \Delta \tau} \right)^2. \quad (1.32)$$

Таким образом, по мере увеличения прямоугольности частотных характеристик каналов приема снижается критичность работы компенсатора мешающих излучений к разности электрических длин каналов приема, что объясняется уменьшением доли внеполосного излучения в суммарной мощности сигнала.

1.10.3.4. Влияние нелинейных искажений

Частная эффективность компенсации, обусловленная нелинейными искажениями, определяется выражением [26]:

$$v_{\text{нз}} = \frac{1}{1 - r_{\text{нз}}^2}. \quad (1.33)$$

Процесс нахождения временной корреляции сигналов из выходах нелинейных каналов сложен и громоздок. В качестве примера можно привести результаты расчета прохождений гауссовской помехи через каналы с ограничением. Результаты расчета [32] показывают, что получение частной эффективности автокомпенсации $v_{\text{нз}}$ более 25–30 дБ предполагает обеспечение запаса динамического диапазона приемника: уровень ограничения должен превышать максимальные эффективные значения помехи не менее чем в 3 раза (10 дБ). Для реализации этого требования необходимо предусмотреть в каждом канале приема схему автоматической регулировки усиления (АРУ), не допускающую превышения сигналом уровня ограничения и запаса разрядной сетки аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Современная элементная база позволяет получить частную эффективность компенсации $v_{\text{нз}}$ на уровне 45–55 дБ [31].

1.10.3.5. Влияние неидентичности частотных характеристик каналов

Влияние неидентичностей частотных характеристик на эффективность компенсации рассмотрено в работах [24, 25]. Основное влияние неидентичностей частотных характеристик сводится к уменьшению коэффициента междуканальной корреляции помехи.

При гауссовских частотных характеристиках и при небольших расстройках можно получить [26]:

$$\frac{1}{v_{\text{нчх}}} = \frac{1}{v_{\xi}} + \frac{1}{v_{\eta}} + \frac{1}{v_{\sigma a}} + \frac{1}{v_{\sigma \varphi}}, \quad (1.34)$$

где $v_{\eta} = 2 \left(\frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\delta f_{\text{пр}}} \right)^2$ – частная эффективность автокомпенсатора, обусловленная расстройкой полос пропускания каналов приема; $\Delta f_{\text{пр}}$ – ширина полосы пропускания основного канала приема; $\delta f_{\text{пр}}$ – расстройка полос пропускания каналов приема;

$v_{\xi} = 2 \left(\frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\delta f_0} \right)^2$ – частная эффективность автокомпенсатора, обусловленная рас-

стройкой центральных частот каналов приема; δf_0 – расстройка центральных частот каналов приема; $v_{\varphi a} = \frac{1}{2\sigma_a^2}$ – частная эффективность автокомпенсатора, обусловленная нерегулярными искажениями АЧХ каналов приема; σ_a^2 – дисперсия случайных искажений АЧХ; $v_{\sigma\varphi} = \frac{1}{2\sigma_\varphi^2}$ – частная эффективность автокомпенсатора, обусловленная нерегулярными искажениями ФЧХ каналов приема; σ_φ^2 – дисперсия случайных искажений ФЧХ.

Неидентичности частотных характеристик приемных каналов зачастую делают решающий вклад в снижение эффективности компенсации [31]. Так, для получения эффективности подавления помехи не менее 30 дБ относительная расстройка параметров частотных характеристик каналов приема не должна превышать, по меньшей мере, 3%, что на практике является достаточно жестким требованием, особенно при достаточно значительной ширине полосы пропускания каналов [27].

1.10.3.6. Влияние ошибок самонастройки

Эффективность работы АКМИ зависит от ошибок самонастройки. В реальных условиях эффективность будет снижаться из-за влияния ошибок самонастройки весового коэффициента [24]:

$$v_{\text{ми}} = \frac{1}{1 - r^2 + \left| \frac{\Delta w}{w} \right|^2}; \quad (1.35)$$

$$\frac{1}{v_{\text{ми}}} = \frac{1}{v_{\text{ми макс}}} + \frac{1}{v_{\Delta w}}, \quad (1.36)$$

где $v_{\Delta w} = \left| \frac{w}{\Delta w} \right|^2$ – частная эффективность АКМИ, обусловленная ошибками самонастройки весового коэффициента; w , Δw – модули весового коэффициента и ошибок его вычисления соответственно.

Ошибки самонастройки содержат три основные составляющие [26]: ошибки переходного периода, динамические ошибки слежения и флуктуационные ошибки.

Динамические ошибки обусловлены изменением задающего воздействия автокомпенсатора и его ограниченным быстроедействием. Флуктуационные ошибки обусловлены возмущающим воздействием остатков компенсации помехи. Ошибки переходного процесса обусловлены начальными условиями и ограниченным быстроедействием автокомпенсатора. После окончания переходных процессов в установившемся режиме наблюдаются только динамические и флуктуационные ошибки.

Дисперсия ошибки измерения весового коэффициента:

$$\sigma_{\varphi l w}^2 = (1 - r^2) |w|^2 \frac{\Delta f_w}{2\Delta f_{\text{ш}}} = (1 - r^2) \frac{|w|^2}{4\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{экв}}} = \frac{1}{v_{\text{ми}}} \frac{|w|^2}{4\Delta f_{\text{ш}} T_{\text{экв}}}, \quad (1.37)$$

где r – коэффициент межканальной корреляции сигнала МИ; $\Delta f_w = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_0^2(\omega) d\omega$ – эффективная ширина полосы пропускания замкнутого измерителя весового коэффициента; $\Delta f_{ш}$ – ширина энергетического спектра возмущающего воздействия; $T_{экв}$ – эквивалентная постоянная времени измерителя весового коэффициента.

Для минимизации влияния динамических ошибок самонастройки АКМИ в РЛС с быстрым сканированием могут использоваться системы самонастройки со вторым порядком астатизма [25]. Параметры цепей самонастройки должны выбираться таким образом, чтобы суммарные ошибки фильтрации были минимальны.

Литература к главе 1

1. Radartutorial (www.radartutorial.eu). Radartutorial Book 1 «Radar Basics» (Revision from 20.12.2009).
2. Дмитриенко А.А., Седышев С.Ю. Результаты анализа зон действия пассивных разностно-дальномерных систем обнаружения источников радиоизлучения с минимизацией интервала обзора по разности хода // Доклады БГУИР. – 2014. – № 6. – С. 67–73.
3. Dave H., Philip G. // Multi-Static Primary Surveillance Radar – An examination of Alternative Frequency Bands. Roke Manor Research Limited. Report № 72/07/R/376/U. July, 2008. Issue 1.2. – P. 186.
4. Kaczur M. Passive Coherent Location. Brno, 2010.
5. Bezousek P. // Radioengineering. – 2008. – Vol. 17, № 3. – P. 53–59.
6. Zubkov A. // Information Aspects of Multispectral Active-Passive Radio Monitoring System. TCSET'2010. Lviv-Slavske. Ukraine. February 23–27 2010. – P. 96–97.
7. Special Report: Iran tests passive radar in aerial drill. [Electronic resource]. 2011. Mode of access: <http://English.news.cn>. Date of access: 05.01.2012.
8. Савенко С.А. Теория и техника совместной адаптивной обработки сигналов в обзорных активно-пассивных радиолокационных системах. – Минск, 2000.
9. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. Основы радиолокации. – М., 1983.
10. Охрименко А.Е. Основы обработки и передачи информации. – Минск, 1990.
11. Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Горшков С.А. и др. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. – М., 2007.
12. Перетягин И.В., Полюхин И.Ф. // Сб. докл. Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Ч. 2. – Воронеж, 2006. – С. 10.
13. Дмитренко А.А., Седышев С.Ю., Горшков С.А. // Сб. науч. трудов ГУ «НИИ ВС РБ». – 2012. – № 1 (1). – С. 104–109.
14. Дмитренко А.А. // Сравнительный анализ способов построения комплексов пассивной локации: дис. ... маг. техн. наук. – Минск, 2012.
15. Дмитренко А.А., Седышев С.Ю., Горшков С.А. Устройство быстрого обзора по разности времен запаздывания в корреляционно-базовых комплексах пассивной локации. Патент РБ № 9543.
16. Дмитренко А.А., Седышев С.Ю. // Вест. ПГУ. – № 4. – Серия С. Фундаментальные науки. – 2014.

17. Дмитренко А.А., Седышев С.Ю., Горшков С.А. Устройство определения угловой координаты источника радиоизлучения в корреляционно-базовых комплексах пассивной локации. Патент РБ № 9864.
18. Солонар А.С., Ярмолик С.Н., Храменков А.С., Михалковский А.А., Хмарский П.А. Конструктор объектов программного комплекса моделирования радиолокационных сигналов // Доклады БГУИР. – 2014. – № 6. – С. 60–66.
19. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 2. Радиоэлектронная борьба. – М.: Воениздат МО СССР, 1983. – 456 с.
20. Сухаревский О.И. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами. – Харьков, 2009.
21. Леонов А.И., Васенев В.И., Гойдуков Ю.И. Моделирование в радиолокации. – М., 1979.
22. Горбатенко С.А., Максимов Э.М., Полушкин Ю.Ф. Механика полета. Общие сведения. Уравнения движения. Инженерный справочник. – М., 1969.
23. Сидоревич А.Н., Давыденко И.Н. Проблемы пространственной компенсации мешающих излучений // Электроника-инфо. Минск. – 2015. – № 3. – С. 30–36.
24. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
25. Адаптивная компенсация помех в каналах связи Ю.И. Лосев [и др.] / Под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
26. Пистолькорс А.А. Введение в теорию адаптивных антенн / А.А. Пистолькорс, О.С. Литвинов. – М.: Наука 1991. – 200 с.
27. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
28. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов / И.С. Гоноровский. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
29. Баскаков В.И. Радиотехнические цепи и сигналы / В.И. Баскаков. – 3-е изд. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
30. Черняк В.С. Многопозиционные обнаружители флуктуирующих сигналов на фоне пространственном коррелированных помех / В.С. Черняк // Радиотехника и электроника. – Т. 32, № 2. – 1987. – С. 334–346.
31. Ефименко В.С. Потенциальные характеристики адаптации пространственно-временной обработки для СРНС / В.С. Ефименко, В.Н. Харисов // Радиотехника. Т. 7. – 2002. – С. 82–87.
32. Марчук Л.А. Потенциальная эффективность адаптивной пространственной обработки при наличии нелинейностей / Л.А. Марчук // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – № 10. – 1995. – С. 46–52.

Дополнительная литература к главе 1

1. Лобанов М.М. Развитие советской радиолокационной техники / М.М. Лобанов. – М.: Воениздат, 1982. – 257 с.
2. <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A0%D0%B0%D0%B4%D0%B8%D0%BE%D0%BB%D0%BE%D0%BA%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F>
3. <https://dxdt.ru/category/radar/>
4. <http://www.ref.by/refs/69/35298/1.html>
5. <http://www.ref.by/refs/69/16398/1.html>

6. <http://www.ref.by/refs/69/38621/1.html>
7. <http://www.ref.by/refs/69/27610/1.html>
8. http://femto.com.ua/articles/part_2/3251.html
9. <http://works.tarefer.ru/89/100420/index.html>
10. http://www.krugosvet.ru/enc/nauka_i_tehnika/voennaya_tehnika/RADIOLOKATSIYA.html
11. <http://bse.sci-lib.com/article094941.html>
12. <http://bse.sci-lib.com/article094937.html>
13. <http://bse.sci-lib.com/article094968.html>
14. <http://allencyclopedia.ru/63554>
15. <http://www.kbradar.by/text/pages-view-88.html>
16. <http://www.kbradar.by/text/pages-view-87.html>
17. <http://www.radartutorial.eu/index.en.html>
18. <http://www.radartutorial.eu/01.basics/rb06.ru.html>
19. <http://kbradar.by/text/pages-view-17.html>
20. <http://www.kbradar.by/text/pages-view-29.html>
21. <http://allrefs.net/c25/3pfhz/p1/>
22. http://pentagonus.ru/publ/perspektivnye_radiolokacionnye_stancii_vms_vedushhikh_inostrannykh_gosudarstv_2012/36-1-0-2293
23. http://rofficer.narod.ru/docs/reg_i.htm
24. Антоненко А.А., Кондратенко В.А., Моисеев В.В. Методика оценки помехоустойчивости радиолокационных станций с синтезированной апертурой антенны // Доклады БГУИР. – 2011. – № 6 (60). – С. 87–91.
25. Алебастров В.А., Гойхман Э.Ш. и др. Основы загоризонтной радиолокации. – М.: Радио и связь, 1984. – 257 с.
26. Антипов В.Н., Меркулов В.И., Самарин О.Ф., Чернов В.С. Основные направления развития авиационных бортовых РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 10.
27. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
28. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2005. – 224 с.
29. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П. и др. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС // Цифровая обработка сигналов. – 2001. – № 4. – С. 2–11; 2002. – № 1. – С. 28–39; № 2. – С. 42–50.
30. Богач Н.В. (и др.) Обработка сигналов в информационных системах: учебное пособие / Н.В. Богач, Г.Б. Гублер, В.Е. Евдокимов и др. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. – 222 с.
31. Бритов А. Опыт применения современных ЦПОС и ПЛИС для построения радиолокационных систем // CHIP NEWS Украина. – № 8 (38). – Октябрь 2004.
32. Бруханский А.В. Системы селекции движущихся целей: учебное пособие (МАИ). – М., 1990. – 15 с.
33. Бугаев А.С. и др. Микро- и наноэлектроника в системах радиолокации: в 4 кн. – М.: Изд. JRE-ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, 2011.
34. Быстрова Р.П., Соколова А.В. Пассивная радиолокация. Методы обнаружения объектов. – М.: Радиотехника, 2008. – 318 с.
35. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

36. Вовшин Б.М., Гринев А.Ю., Фадин Д.В. Процедуры обнаружения подвижных объектов за преградами JPG // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 1–2. – С. 83–94.
37. Войнич Б.А. Инженерная оптимизация технических характеристик бортовых радиолокационных систем: учебное пособие. – М.: МАИ, 2001. – 48 с.
38. Волков С.И., Каргапольцев А.А., Курилов Н.Н. Радиолокационная система посадки РСП-6М2: учебное пособие. – М.: МИРЭА, 2010. – 156 с.
39. Воронин Е.Н., Шашенков В.Ф. Микроволновая селективная голография. – М.: Радио и связь, 2003. – 535 с.
40. Гейстер С.Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам. – Минск: Военная академия РБ, 2000. – 172 с.
41. Голик А.М., Кондрашин В.А. Эксплуатация радиосистем. Часть III. Эксплуатация радиосистем: учебное пособие для курсантов университета по специальности «Радиоэлектронные системы». – СПб.: Вау, 2000. – 106 с.
42. Горбунов Ю.Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования / Федеральное космическое агентство, ФГУП «Центральный научно-исследовательский институт (ЦНИРТИ) им. академика А.И. Берга». – М., 2007. – 87 с.
43. Горбунов Ю.Н. Цифровые системы СДЦ и их оптимизация. – М.: МГИРЭА, 2008. – 132 с.
44. Гришин Ю.П., Ипатов В.П. и др. Радиотехнические системы: учебное пособие / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.
45. Гряник В.Н., Павликов С.Н., Убанкин Е.Н. Теория и техника радиолокации и радионавигации: учебное пособие для студентов вузов. – Владивосток: Гос. ун-т экономики и сервиса. Изд-во ВГУЭС, 2009. – 132 с.
46. Гульшин В.А. Задачник по радиолокации. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – 60 с.
47. Демиденко П.П. Судовые навигационные радиолокационные станции: учебное пособие. – Одесса, 2004. – 163 с.
48. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы. – М.: Дрофа, 2007. – 283 с.
49. Ерошенков М.Г. Радиолокационный мониторинг. – М.: МАКС Пресс, 2004. – 452 с.
50. Зайцев Д.В. Многопозиционные радиолокационные системы. Методы и алгоритмы обработки информации в условиях помех. – М.: Радиотехника, 2007. – 114 с.
51. Канащенко А.И., Меркулов В.И. Авиационные системы радиоуправления: в 3 т. – М.: Радиотехника, 2003.
52. Кольчуга – лучший комплекс радиотехнической разведки в мире. – Без автора. Киев, 2011.
53. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
54. Перунов Ю.М., Мацукевич В.В., Васильев А.А. Зарубежные радиоэлектронные средства: в 4 кн. – М.: Радиотехника, 2010.
55. История отечественной радиолокационной авиационной техники / Под ред. директора Департамента радиоэлектр. пром-ти Минпромторга России С.В. Хохлова. – М.: ООО «Издательский дом «Столичная энциклопедия», 2015. – 400 с.