

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

С. Р. Гейстер, С. В. Козлов

СИСТЕМНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия
для специальности 1-39 80 01 «Радиосистемы и радиотехнологии».*

*По учебным дисциплинам «Прикладные аспекты радиосистем
и радиотехнологий», «Современные тенденции развития систем
радиолокации и радионавигации»*

Минск БГУИР 2025

УДК 621.396.96(076)

ББК 32.95я73

Г29

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»
(протокол № 25 от 14.03.2023);

главный конструктор проекта производственного унитарного предприятия
«Завод СВТ» кандидат технических наук, доцент
С. В. Шаляпин

Гейстер, С. Р.

Г29 Системное проектирование радиолокационных станций : учеб.-метод.
пособие / С. Р. Гейстер, С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2025. – 306 с. : ил.
ISBN 978-985-543-759-9.

Посвящено изложению системного подхода к построению, проектированию и анализу радиолокационных станций (РЛС) и их составных частей. Приведены методология системного проектирования современной РЛС как активно-пассивной системы, способной выполнять свои задачи в различных условиях при наличии помех естественного и искусственного происхождения и воздействии других неблагоприятных факторов, методики выбора типа и расчета параметров зондирующего сигнала, способов обзора пространства, способов измерения координат и параметров движения целей, структур радиолокационных устройств. На основе многочисленных примеров показаны возможности практического применения методического материала.

Предназначено для использования магистрантами при изучении дисциплины «Современные тенденции развития систем радиолокации и радионавигации», а также аспирантами и начинающими специалистами в области радиолокационных и радионавигационных систем. Может быть полезно для инженеров, проектирующих радиолокационные средства, и специалистов по смежным специальностям.

УДК 621.396.96(076)

ББК 32.95я73

ISBN 978-985-543-759-9

© Гейстер С. Р., Козлов С. В., 2025
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2025

СОДЕРЖАНИЕ

Список сокращений	7
Список обозначений	9
Введение	18
1. Основные понятия и классификация радиолокационных средств.....	23
2. Классификация радиолокаторов противовоздушной обороны. Основные тактико-технические характеристики, обобщенная структурная схема и помехозащита РЛС ПВО.....	28
2.1. Классификация радиолокаторов противовоздушной обороны	28
2.2. Основные тактические и технические характеристики РЛС ПВО	29
2.3. Обобщенная структурная схема радиолокационного комплекса	32
2.4. Защита от помех в радиолокационных комплексах	39
2.4.1. Общая характеристика мер, средств и способов защиты от помех... ..	39
2.4.2. Характеристика помех	40
2.4.3. Разработка программы обеспечения помехозащищенности радиолокационных комплексов	45
2.4.4. Основные традиционные способы и направления обеспечения помехозащищенности при разработке РЛС ПВО.....	47
2.4.5. Классификация способов обеспечения помехозащищенности РЛС различного назначения.....	49
2.4.6. Современный взгляд на помехозащиту РЛС	51
2.5. Обобщенная структурная схема основной радиолокационной системы	52
3. Выбор типа и параметров зондирующего сигнала в решении задач обнаружения и измерения координат.....	55
3.1. Выбор типа зондирующего сигнала в решении задач обнаружения и измерения координат	55
3.1.1. Выбор типа зондирующего сигнала в РЛС с высокой помехозащищенностью от пассивных помех	57
3.1.2. Выбор типа зондирующего сигнала в РЛС обнаружения целей средней и большой дальности.....	63
3.1.3. Выбор типа зондирующего сигнала в РЛС обнаружения целей малой дальности и ближнего действия	67
3.2. Выбор параметров зондирующего сигнала	69
3.2.1. Влияние требований по помехозащищенности радиолокатора на выбор параметров зондирующего сигнала	69
3.2.2. Выбор длины волны зондирующего сигнала	75
3.2.3. Выбор периода повторения зондирующих сигналов. Проблема «слепых» дальностей и «слепых» скоростей.....	85
3.2.4. Выбор длительности, мощности и закона модуляции зондирующего сигнала.....	93
3.2.5. Выбор параметров зондирующего сигнала в решении задачи радиолокационного распознавания	109

3.2.6. Требования к параметрам антенны РЛС	119
3.2.7. Методика расчета интерференционного множителя Земли.....	124
4. Выбор способов и структур устройств обзора пространства.....	137
4.1. Закономерности радиолокационного обзора	137
4.2. Методы и устройства обзора по угловым координатам	140
4.2.1. Метод линейного сканирования диаграммой направленности по углу места	140
4.2.2. Метод линейного сканирования V-образной диаграммой направленности по азимуту	142
4.2.3. Метод многолучевой диаграммы направленности антенны.....	144
4.2.4. Метод частотного сканирования диаграммой направленности по углу места.....	145
4.2.5. Метод фазового сканирования диаграммой направленности по угловым координатам	148
4.3. Обзор по дальности. Выбор способа и структуры устройства временной обработки принятого сигнала	149
4.3.1. Реализация обзора по дальности при фильтровой и узкополосно-фильтровой обработке принятого сигнала.....	150
4.3.2. Реализация обзора по дальности при корреляционной и корреляционно-фильтровой обработке принятого сигнала	153
4.4. Обзор по радиальной скорости.....	154
4.4.1. Реализация одновременного обзора по радиальной скорости.....	155
4.4.2. Реализация последовательного обзора по радиальной скорости	156
4.5. Совместный обзор по дальности и радиальной скорости	157
4.6. Совместный обзор по дальности и радиальной скорости при использовании комбинированных зондирующих сигналов	160
4.6.1. Комбинирование непрерывного монохроматического и линейно-частотно-модулированного зондирующих сигналов	160
4.6.2. Комбинирование квазинепрерывного и импульсного зондирующих сигналов	164
5. Особенности проектирования отдельных составных частей радиолокационных средств и измерения их характеристик	170
5.1. Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте ...	170
5.1.1. Вводные положения	170
5.1.2. Влияние частоты сигнала, частоты дискретизации и весового окна на форму спектра сигнала	171
5.1.3. Параметры шумов квантования гармонического сигнала	175
5.1.4. Шумы квантования в приложении к радиолокации	179
5.1.5. Децимация выходного сигнала АЦП на фоне шумов.....	180
5.2. Весовая обработка принятого сигнала в условиях мешающих отражений	184
5.2.1. Вводные положения	184

5.2.2. Состояние задачи когерентной компенсации мешающих отражений	185
5.2.3. Весовая обработка принятого сигнала	186
5.2.4. Анализ составляющих мешающих отражений от подстилающей поверхности при использовании весовой обработки	188
5.3. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала.....	194
5.3.1. Вводные положения	194
5.3.2. Междупериодное когерентное накопление при постоянном периоде повторения зондирующего сигнала.....	195
5.3.3. Междупериодное когерентное накопление при двух чередующихся периодах повторения зондирующего сигнала	195
5.3.4. Междупериодное когерентное накопление сигнала и реализация однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при двух чередующихся периодах повторения зондирующего сигнала.....	199
5.3.5. Анализ результатов моделирования	200
5.4. Методика и примеры экспериментальных исследований эффективной отражающей поверхности легкомоторных летательных аппаратов в сантиметровом диапазоне.....	203
5.4.1. Вводные положения	203
5.4.2. Метод измерения и условия оценки эффективной отражающей поверхности	203
5.4.3. Методика оценки эффективной отражающей поверхности легкомоторного летательного аппарата	205
5.4.4. Оценка интерференционного влияния Земли на измерения эффективной отражающей поверхности.....	208
5.4.5. Результаты экспериментальных исследований эффективной отражающей поверхности легкомоторных летательных аппаратов	209
5.5. Методика измерения параметров пассивных передающей и приемной антенн.....	214
5.5.1. Перечень параметров, подлежащих измерению	214
5.5.2. Требуемая аппаратура и элементы	215
5.5.3. Схема измерений	215
5.5.4. Методические основы измерений.....	217
5.5.5. Методика измерений коэффициента усиления антенны.....	218
5.5.6. Методика измерений ширины главного лепестка ДН антенны по азимуту	219
6. Вопросы проектирования многоканальных приемных систем с пространственно-поляризационной компенсацией помех в радиолокационных станциях обнаружения и измерения координат объектов	220

6.1. Общая характеристика обработки сигналов в многоканальных приемных системах средств радиолокации.....	221
6.1.1. Структурные схемы многоканальных приемных систем средств радиолокации	221
6.1.2. Критерии адаптации	230
6.1.3. Особенности подсистем пространственно-поляризационной обработки.....	236
6.1.4. Классификация вариантов радиолокационных станций с многоканальными приемными системами и компенсацией помех.....	241
6.1.5. Методы и алгоритмы вычисления векторов весовых коэффициентов.....	242
6.1.6. Показатели эффективности функционирования РЛС с многоканальными приемными системами	251
6.2. Выбор параметров многоканальных приемных систем РЛС и алгоритмов обработки сигналов	254
6.2.1 Анализ факторов, приводящих к снижению эффективности обработки сигналов в многоканальных приемных системах	254
6.2.2. Процедура выбора параметров многоканальных приемных систем радиолокационных станций и математическое моделирование	261
Приложение 1. Анализ общих тактико-технических требований, предъявляемых к РЛС обнаружения.....	272
Приложение 2. Особенности тактики боевых действий современного воздушного противника. Краткий прогноз	258
Приложение 3. Организация процесса проектирования РЛС и правила выполнения опытно-конструкторской работы	293
Список использованных источников	299

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АКП – автоматический компенсатор помех
АРУ – автоматическая регулировка усиления
АФР – амплитудно-фазовое распределение
АФЧН – амплитудно-фазочастотная неидентичность
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
АШП – активная шумовая помеха
БЛА, БПЛА – беспилотный летательный аппарат
ВАРУ – временная автоматическая регулировка усиления
ВВК – вектор весовых коэффициентов
ВО – воздушный объект
ВТО – высокоточное оружие
ГОС – генератор опорного сигнала
ГСН – головка самонаведения
ДН – диаграмма направленности
ДНА – диаграмма направленности антенны
ДО – дипольные отражатели
ДПФ – дискретное преобразование Фурье
ЗС – зондирующий сигнал
КК МО – когерентная компенсация мешающих отражений
КМ – корреляционная матрица
КН ОС – когерентное накопление отраженного сигнала
КПД – коэффициент полезного действия
КФМ – кодовая фазовая манипуляция
ЛА – летательный аппарат
ЛЧМ – линейная частотная модуляция
МКИП – многократные имитирующие помехи
МО – мешающие отражения
МПС – многоканальная приемная система
ОКР – опытно-конструкторская работа
ОСПШ – отношение сигнал/помеха + шум
ПВО – противовоздушная оборона
ПЗ – помехозащита
ППО – пространственно-поляризационная обработка
ПРР – противорадиолокационная ракета
ПХ – пеленгационная характеристика
ПЭ – показатель эффективности
РЛК – радиолокационный комплекс
РЛС – радиолокационная станция
РЛС НЛЦ – специализированные РЛС обнаружения низколетящих целей
РЛС ОБД – РЛС обнаружения большой дальности

РЛС ОСД – РЛС обнаружения целей средней дальности
РЛС ТИК – РЛС точного измерения координат и управления оружием
РПрУ – радиоприемное устройство
РСВ – радиолокационная система вооружения
РТР – радиотехническая разведка
РЭБ – радиоэлектронная борьба
РЭП – радиоэлектронное подавление
РЭС – радиоэлектронная система
СНР – станция наведения ракет
ТТТ – тактико-технические требования
ТТХ – тактико-технические характеристики
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
ФАР – фазированная антенная решетка
ФГС – фильтр грубой селекции
ФХ – флуктуационная характеристика
ЦДО – цифровое диаграммообразование
ЧПВ – череспериодное вычитание
ШАРУ – шумовая автоматическая регулировка усиления
ШОУ – широкополосный усилитель – ограничитель – узкополосный усилитель
ЭВМ – электронная вычислительная машина
ЭЛТ – электронно-лучевые приборы
ЭОП – эффективная отражающая поверхность
ЭПР – эффективная поверхность рассеяния
LMS – наименьший средний квадрат
RLS – рекурсивный метод наименьших квадратов

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

1. Радиолокационная станция

1.1. Зондирующий сигнал:

T_0 – длительность одиночного зондирующего сигнала;

$T_{0.min}$ – минимальная длительность импульса;

$T_{0.LHM}$ – длительность ЛЧМ зондирующего сигнала;

S_{LHM} – крутизна ЛЧМ зондирующего сигнала;

f_0 – несущая частота зондирующего сигнала;

$f_{ZS}(t)$ – закон измерения несущей частоты зондирующего сигнала во времени t ;

Δf_0 – ширина спектра одиночного зондирующего сигнала;

σ_{vf} – среднеквадратическое значение ухода частоты;

f_{pr} – промежуточная частота;

T_d – длительность дискреты КФМ зондирующего сигнала;

N_d – число дискрет в законе модуляции КФМ сигнала;

Δf_M – девиация частоты зондирующего сигнала;

$B_0 = T_0 \Delta f_0$ – база одиночного зондирующего сигнала;

T_r – период повторения зондирующих сигналов;

F_r – частота повторения зондирующих сигналов;

q – скважность зондирующего сигнала;

P_0 – импульсная (пиковая) мощность зондирующего сигнала;

$P_{sr.tr} = P_0 \frac{T_0}{T_r}$ – требуемая средняя мощность зондирующего сигнала;

$P_{sr.rab}$ – средняя рабочая мощность;

$P_{sr.tr} = P_0 \frac{T_0}{T_r}$ – требуемая средняя мощность зондирующего сигнала;

$P_{pik.max}$ – максимальная пиковая мощность предполагаемых для использования выходных генераторных или усилительных приборов передатчика;

$E_0 = P_0 T_0$ – энергия зондирующего сигнала;

l_{pp} – число частот (периодов) повторения зондирующих сигналов, используемых для устранения «слепых» скоростей;

l_{NM} – число частот повторения для устранения неоднозначности в измерении радиальной дальности или скорости нониусным методом;

c – скорость распространения электромагнитной волны.

1.2. Антенная система:

h_a – высота подъема фазового центра антенны РЛС;

$\Delta\varepsilon$ – ширина ДНА в угломестной плоскости;

$\Delta\varepsilon_{Tr}$ – ширина ДН передающей антенны в угломестной плоскости;

$\Delta\beta$ – ширина ДНА в азимутальной плоскости;

$G_{a.Tr}(G_{a.Rc})$ – коэффициент усиления передающей (приемной) антенны РЛС;

$K_{a.KPD}$ – коэффициент полезного действия антенны (на передачу или на прием);

$\eta_{a.Tr}(\eta_{a.Rc})$ – уровень (по мощности) боковых лепестков диаграммы направленности передающей (приемной) антенны;

$L_{\varepsilon\max}, L_{\beta\max}$ – максимальные размеры апертуры антенны по высоте и ширине;

$k_{amr\varepsilon}, k_{amr\beta}$ – коэффициент, учитывающий расширение главного лепестка ДНА при создании на раскрыве антенны специального амплитудного распределения в вертикальном и горизонтальном сечении;

L_a – размер апертуры антенны;

θ_{sk} – отклонение главного лепестка ДНА от нормали антенны при электронном сканировании.

1.3. Приемник:

N_0 – спектральная плотность внутренних шумов приемного устройства;

k_{sh} – коэффициент шума приемного устройства;

k_B – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К;

T_{St}^0 – стандартная температура приемного устройства, равная 270 К;

$r_{slip.min} = c \frac{T_0 + T_{Rc-B}}{2}$ – интервал «слепой» дальности;

$T_{Rc.B}$ – время восстановления радиоприемного устройства воздействия зондирующего импульса.

1.4. Обработка сигнала:

T_{KN} – время когерентного накопления принятого сигнала;

Δr – разрешающая способность по радиальной дальности;

Δr_r – требуемая разрешающая способность по радиальной дальности;

ΔF – разрешающая способность по частоте;

ΔF_{II} – ширина зубца АЧХ устройства междупериодного когерентного накопления принятого сигнала;

$\Delta V_p = \Delta\varepsilon\Delta\beta r^2\Delta r$ – разрешаемый объем РЛС на дальности r ;

$\Delta V_{min} = \frac{F_r\lambda}{2T_H^*}$ – минимальная величина разрешающей способности по скорости;

$V_{I.S.Im}$ – эффективность когерентной компенсации мешающих отражений от поверхностно распределенных отражателей и местных предметов при импульсном зондирующем сигнале;

$V_{I.S.Kn}$ – эффективность когерентной компенсации мешающих отражений от поверхностно распределенных отражателей и местных предметов при квазинепрерывном зондирующем сигнале;

$V_{I.S.N}$ – эффективность когерентной компенсации мешающих отражений от поверхностно распределенных отражателей и местных предметов при монохроматическом зондирующем сигнале;

$V_{I.V.Im}$ – эффективность когерентной компенсации мешающих отражений от объемно распределенных отражателей при импульсном зондирующем сигнале;

$V_{I.V.Kn}$ – эффективность когерентной компенсации мешающих отражений от объемно распределенных отражателей при квазинепрерывном зондирующем сигнале;

$V_{I.V.N}$ – эффективность когерентной компенсации мешающих отражений от объемно распределенных отражателей при монохроматическом зондирующем сигнале;

$V_{II} = \frac{F_r}{\Delta F_{II}}$ – эффективность междупериодного когерентного накопления отраженного сигнала;

V_{AKP} – эффективность автоматической когерентной компенсации АШП, принятой по боковым лепесткам ДНА;

$K_{SV}(V_r)$ – коэффициент преобразования отраженного сигнала по мощности в устройстве когерентной компенсации мешающих отражений, зависящий от радиальной скорости цели V_r ;

Δf_{reg} – ширина зоны режекции устройства когерентной компенсации мешающих отражений;

$V_{r.slip} = \frac{k\lambda}{2T_r}$ – «слепая» радиальная скорость, повторяющаяся в соответствии с $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$;

$\Delta V_{slip} = \frac{\lambda}{2} \Delta f_{reg}$ – ширина зоны «слепой» скорости;

$r_{slip} = k \frac{cT_r}{2}$ – «слепые» дальности, повторяющиеся в соответствии с $k = 0, 1, 2, \dots$.

1.5. Обнаружение:

r_{tr} – требуемая дальность обнаружения;

D – условная вероятность правильного обнаружения;

D_{tr} – требуемая условная вероятность правильного обнаружения;

F_1 – условная вероятность ложных тревог в одном разрешаемом объеме за один период обзора;

F_m – условная вероятность ложных тревог в зоне обзора за один период обзора;

$F_{m.tr}$ – требуемая условная вероятность ложных тревог в зоне обзора за один период обзора;

$m_{\max} = m_r m_\beta m_\varepsilon m_{v\max}$ – максимальное число элементов разрешения (разрешаемых объемов) в зоне обзора;

$$m_r = \frac{r_{odn}}{\Delta r_{tr}} = \frac{cT_r}{2\Delta r_{tr}} \text{ – число просматриваемых элементов разрешения в интер-$$

вале однозначного измерения дальности r_{odn} (без перекрытия элементов анализа);

$m_\beta = \frac{\beta_{obz}}{\Delta\beta}$ – число просматриваемых элементов разрешения в интервале обзора β_{obz} ;

$m_\varepsilon = \frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon}$ – число просматриваемых элементов разрешения в интервале обзора ε_{obz} ;

$m_{v\max} = \frac{V_{r.odn}}{\Delta V_{\min}} = F_r T_H^*$ – оценка максимально возможного числа просматриваемых элементов разрешения по скорости в интервале однозначного измерения скорости $V_{r.odn}$, который можно представить в двух вариантах: $V_{r.odn} = \frac{F_r \lambda}{2}$ или

$$V_{r.odn} = \left[-\frac{F_r \lambda}{4}; +\frac{F_r \lambda}{4} \right].$$

1.6. Обзор пространства:

T_{obz} – время (период) обзора пространства;

β_{obz} – ширина сектора обзора по азимуту;

ε_{obz} – ширина сектора обзора по углу места;

$r_{obz} = r_{\max} - r_{\min}$ – размер зоны обзора по дальности;

$V_{obz} = V_{\max} - V_{\min}$ – размер зоны обзора по радиальной скорости;

$T_{obz\theta}^{posl}$ – длительность интервала последовательного обзора сектора по угловым координатам;

$T_{obz\theta}^{odn}$ – длительность интервала одновременного обзора сектора по угловым координатам (длительность пачки сигнала, принятого из одного разрешаемого углового сектора);

T_H – время наблюдения;

r_{odn} – интервал однозначного измерения дальности;

$V_{r.odn}$ – интервал однозначного измерения радиальной скорости;

$r_{odn.tr}$ – требуемый интервал однозначного измерения дальности.

1.7. Потери в трактах:

$K_{P.Trakt.Tr}$ – коэффициент потерь в тракте высокой частоты на передачу;

$K_{P.Lin.Tr}$ – коэффициент, характеризующий потери зондирующего сигнала в линии передачи;

$K_{P.AP}$ – коэффициент потерь в антенном переключателе (коммутаторе);

$K_{P.VRS}$ – коэффициент потерь во вращающихся сочленениях;

$K_{P.Lin.Rc}$ – коэффициент, характеризующий потери принятого сигнала в линии приема;

$K_{P.PS}$ – коэффициент, характеризующий потери принятого сигнала в селекторе;

$K_{P.AFR}$ – коэффициент потерь, обусловленный рассогласованием амплитудно-фазочастотной характеристики устройства обработки;

$K_{P.Integ}$ – коэффициент потерь, обусловленный неоптимальностью некогерентного накопителя (потери интегрирования);

$K_{P.AmLim}$ – коэффициент потерь из-за ограничения сигналов в приемном тракте РЛС;

$K_{P.Oper}$ – коэффициент потерь за счет оператора (если оператор выполняет функцию обнаружения);

$K_{P\Sigma}$ – суммарный коэффициент потерь по мощности зондирующего и отраженного сигналов в антенно-волноводной системе, приемном устройстве, при распространении в атмосфере и из-за других факторов;

$K_{P.Osn}$ – коэффициент основных потерь по мощности;

$K_{P.Dop}$ – коэффициент дополнительных потерь по мощности;

K_{ATM} – потери сигнала при распространении в атмосфере;

$K_{P\Sigma}$ – суммарные потери отраженного сигнала;

2. Отраженный сигнал:

σ_s^2 – мощность отраженного сигнала;

σ_t – среднее значение ЭОП цели;

f_{ds} – доплеровская частота отраженного сигнала;

$f_{OS}(t)$ – частота отраженного сигнала;

$F_Z(\varepsilon)$ – интерференционный множитель Земли по напряжению при наблюдении цели под углом ε ;

H_t – высота полета цели;

ε_t – угол места цели;

β_t – азимут цели;

t_r – время запаздывания отраженного сигнала;

r_t – дальность до цели или точки анализа в зоне мешающих отражений (например, дальность до цели в зоне мешающих отражений);

$T_V = \frac{1}{F_V}$ – период вращения лопасти (период вращения вала);

F_V – частота вращения вала;

ΔF_{BM} – ширина спектра «вторичной» модуляции отраженного сигнала;

$l_{t.min}$ – радиальная протяженность цели с минимальными размерами;

T_{a0} – длительность пачки отраженного сигнала с выхода антенны;

$R_{Z.Ekv} = 8500$ км – эквивалентный радиус Земли, учитывающий нормальную рефракцию радиоволн;

V_t – скорость цели.

3. Мешающие отражения от подстилающей поверхности:

$\sigma_{MO.S.Gl}^2$ – мощность мешающих отражений от подстилающей поверхности, принятых по главному лепестку ДНА;

$\sigma_{MO.S.Bl}^2$ – мощность мешающих отражений от подстилающей поверхности, принятых по боковым лепесткам ДНА;

r_{rg} – дальность до радиогоризонта;

$r_{S.min.gl}$ – ближняя граница приема МО от подстилающей поверхности по главному лепестку ДНА;

h_{rast} – высота растительности на поверхности Земли;

A_S – энергетический коэффициент для расчета мощности мешающих отражений от подстилающей поверхности по главному лепестку ДНА;

$A_{S.Bl}$ – энергетический коэффициент для расчета мощности мешающих отражений от подстилающей поверхности по боковым лепесткам ДНА;

$\sigma_{S.ud}$ – удельная эффективная отражающая поверхность поверхностно распределенных отражателей;

$r_{min.Gl}$ ($r_{min.Bl}$) – минимальная дальность приема мешающих отражений по главному лепестку (боковым лепесткам) диаграммы направленности антенны;

ΔF_{e-p} – ширина спектра флуктуаций мешающих отражений, описываемых корреляционной функцией с экспоненциально-параболической аппроксимацией;

$T_{H.p}$ – время наблюдения мешающих отражений в разрешаемом объеме;

ΔF_{LP} – ширина зубца спектра мешающих отражений.

4. Мешающие отражения от объемно распределенных отражателей:

$\sigma_{MO.V.Gl}^2$ – мощность мешающих отражений от объемно распределенных отражателей, принятых по главному лепестку ДНА;

$\sigma_{V.ud}$ – удельная эффективная отражающая поверхность объемно распределенных отражателей;

σ_{gm} – среднее значение эффективной отражающей поверхности гидрометеора;

l_{gm} – линейный размер гидрометеора;

Δf_{grh} – ширина спектра флуктуаций мешающих отражений от объемно распределенных отражателей из-за флуктуаций скорости ветра по высоте и турбулентности атмосферы в разрешаемом объеме (из-за ненулевого градиента скорости ветра по высоте);

$\Delta f_{gr\phi}$ – ширина спектра флуктуаций мешающих отражений от объемно распределенных отражателей из-за градиента скорости ветра по азимуту в разрешаемом объеме;

Δf_{pv} – ширина спектра флуктуаций мешающих отражений от объемно распределенных отражателей из-за порывов ветра;

σ_{vpy} – среднеквадратическое значение отклонения скорости ветра при порывах;

σ_{vzp} – среднеквадратическое значение разброса скоростей падения отражателей в локальной части облака;

$f_{dp} = \frac{2V_{rv}}{\lambda}$ – доплеровская частота мешающих отражений от объемно распределенных отражателей;

V_{rv} – радиальная скорость ветра;

V_v – скорость ветра;

$V_{v.max}$ – максимально возможная скорость ветра во всем диапазоне высот зоны обнаружения;

$\Delta f_{vs} = \frac{5\sigma_{vps}}{\lambda}$ – ширина спектра флуктуаций поверхностно распределенных отражателей из-за различий в скоростях и направлениях колебаний отражателей;

σ_{vps} – среднеквадратическое значение отклонений радиальных скоростей поверхностно распределенных отражателей.

5. Активные помехи:

$N_{a.bok}$ – спектральная плотность активной шумовой помехи на выходе антенны РЛС, принятая по боковым лепесткам ДНА;

P_{AHP} – мощность АШП на выходе передатчика (на входе антенны постановщика АШП);

Δf_{AHP} – ширина спектра АШП;

N_{AHP} – спектральная плотность АШП на выходе передатчика;

G_{AHP} – коэффициент усиления антенны постановщика АШП;

r_{AHP} – радиальная дальность до постановщика АШП.

6. Трасса распространения:

$\Delta r_{P.TD}$ – длина участка с дождем (туманом) на трассе локации цели;

$k_{P.K}$, [дБ/км] – коэффициент затухания для кислорода;

$k_{P.PV}$, [дБ/км] – коэффициент затухания для паров воды;

$k_{P.TD}$, [дБ/км] – коэффициент затухания для тумана или дождя определенной интенсивности.

7. Приемник РТР:

$P_{Rc.RTR.min}$ – минимальная чувствительность приемника РТР средства подавления;

$\sigma_{s.RTR}^2$ – мощность зондирующего сигнала подавляемой РЛС на выходе антенны системы РТР;

$N_{0RTR} = k_B k_{sh.RTR} T_{St}^0$ – спектральная плотность шумов радиоприемного устройства системы РТР;

$k_{sh.RTR}$ – коэффициент шума приемного устройства системы РТР;

$N_{a.RTR}$ – спектральная плотность внешних по отношению к системе РТР помеховых шумов в полосе анализа приемника РТР;

$\Delta f_{Rs.RTR}$ – полоса пропускания оконечного когерентного устройства в приемнике РТР;

$G_{Rs.RTR}$ – коэффициент усиления приемной антенны системы РТР;

r_{RTR} – радиальная дальность до системы РТР;

H_{RTR} – высота расположения антенны системы РТР над поверхностью Земли;

D_{RTR} – вероятность правильного обнаружения (измерения параметров излучения) РЛС;

F_{RTR} – вероятность ложного обнаружения (измерения параметров излучения) РЛС.

8. Многоканальная приемная система:

$\Phi_{sh}, \Phi_{AHP}, \Phi_{MO}, \Phi_s$ – пространственно-временные корреляционные матрицы внутреннего шума, шумовой помехи, мешающих отражений и отраженного сигнала;

$\hat{\Phi}, \hat{\Phi}_p$ – оценка и регуляризованная оценка корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов;

f_{MO}, τ_{MO} – доплеровский сдвиг частоты и время корреляции флуктуаций МО;

f_{ds}, τ_s – доплеровский сдвиг частоты и время корреляции флуктуаций ОС;

α_s, β_s – угловые координаты (азимут и угол места) цели;

$\dot{U}_\Sigma, \dot{U}_{\Delta\alpha}, \dot{U}_{\Delta\beta}$ – сигналы на выходах исходных суммарного, разностного по азимуту и углу места каналов;

\dot{U}_{kn} – сигналы на выходах компенсационных каналов;

$\dot{Y}_{\Sigma}, \dot{Y}_{\Delta\alpha}, \dot{Y}_{\Delta\beta}$ – сигналы на выходах адаптированных суммарного, разностного по азимуту и углу места каналов;

$\mathbf{w}_{\Sigma}, \mathbf{w}_{\Delta\alpha}, \mathbf{w}_{\Delta\beta}$ – векторы весовых коэффициентов при компенсации помех и цифровом диаграммообразовании в суммарном, разностном по азимуту и углу места каналах;

\mathbf{y} – вектор сигналов на выходах приемных каналов в системе на базе подрешеток;

$\mathbf{y}_{\Sigma}, \mathbf{y}_{\Delta\alpha}, \mathbf{y}_{\Delta\beta}$ – вектор сигналов на выходах приемных каналов в комбинациях: исходного суммарного и компенсационных, разностных по азимуту и углу места и компенсационных;

$\alpha_r^{\text{огр}}, \beta_r^{\text{огр}}$ – угловые направления ограничений;

\mathbf{C} – матрица ограничений, составленная из векторов значений диаграмм направленности приемных каналов в направлениях ограничений;

\mathbf{b} – вектор-столбец требуемых значений ДН адаптированного приемного канала в заданных направлениях ограничений;

$\mathbf{p}_n, \mathbf{p}_A$ – вектор поляризации помехи и антенны;

$\dot{K}_n(\omega)$ – амплитудно-фазочастотная характеристика приемного канала;

$\Phi_{\Sigma\Delta}$ – корреляционная матрица процессов на выходе суммарного и разностных каналов после пространственной и временной обработок;

$\dot{Z}_{\Sigma}, \dot{Z}_{\Delta\epsilon}$ – сигналы на выходах суммарного и разностного каналов и корреляционный момент их связи после пространственной и временной обработок;

$\sigma_{\Sigma}^2, \sigma_{\Delta\epsilon}^2, \dot{R}_{\Sigma\Delta\epsilon}$ – мощности сигналов на выходах суммарного и разностного каналов и корреляционный момент их связи после пространственной и временной обработок.

ВВЕДЕНИЕ

Разработка современных радиолокационных средств (РЛС) обнаружения и измерения координат воздушных объектов (ВО) представляет собой трудоемкий и многоэтапный процесс, длительность которого от идеи до опытного образца в зависимости от назначения и характеристик РЛС лежит в пределах от одного года до нескольких лет.

В процессе создания РЛС принимают участие Заказчик, Головной Исполнитель (разработчик), его соисполнители (субподрядчики), предприятия опытного и серийного производства, испытательные организации, а также эксплуатационные организации, эксплуатирующие и обслуживающие РЛС.

В качестве *Заказчика*, как правило, выступает министерство или ведомство, которое будет использовать РЛС. Заказчик формулирует тактико-технические требования к РЛС и составляет тактико-техническое задание на разработку, утверждает проектную, техническую и сметную документацию, проводит финансирование работ, организует испытания и последующую эксплуатацию РЛС.

Головной Исполнитель – это специализированное предприятие, которое разрабатывает проект РЛС в целом или его наиболее важные составные части, координирует работу соисполнителей и в итоге выполняет интеграцию составных частей РЛС, отладку и представление на испытания.

Соисполнителями в зависимости от назначения составной части могут быть конструкторские бюро, а также предприятия, занимающиеся опытным и серийным производством. Они выполняют теоретические и экспериментальные исследования по вопросам проектирования составных частей РЛС и их изготовление по заказу Головного Исполнителя.

Задачи испытаний РЛС могут быть решены в специализированных испытательных организациях (на испытательных полигонах) или же в организациях, которые будут заниматься эксплуатацией РЛС. Заметим, что испытательные полигоны обладают наиболее приемлемыми испытательными площадками и испытательной аппаратурой, однако их использование потребует дополнительного финансирования. В условиях ограниченного финансирования целесообразно использовать возможности эксплуатирующих организаций и тщательно выбирать места проведения тех или иных испытаний РЛС.

Сразу же целесообразно изложить и подход к определению глубины изучения вопросов системного проектирования РЛС специалистами, количество которых, как правило, невелико. В основе этого подхода лежит следующее: РЛС, предназначенные для оборонной области и двойного применения, обладают существенно большими возможностями по сравнению с РЛС, предназначенными только для гражданского применения. Следовательно, свойства РЛС первой группы «поглощают» свойства РЛС второй группы и могут рассматриваться как эталон проектирования с избыточностью, обеспечивающей сохранение требуемого качества функционирования РЛС в условиях противодействия. Поэтому

для подготовки высококачественного специалиста по проектированию целесообразно рассматривать в качестве объекта проектирования РЛС двойного применения в условиях радиоэлектронного подавления и огневого поражения. В дополнение необходимо отметить, что РЛС гражданского назначения из-за возможности их использования в особый период будут являться объектами подавления и поражения. Эту особенность целесообразно учитывать при проектировании РЛС гражданского назначения.

Изложение подходов к системному проектированию будет основано на примере одних из наиболее массовых и технически совершенных РЛС – РЛС обзора воздушного пространства и обнаружения воздушных объектов и РЛС точного измерения координат и управления объектами.

В процессе создания РЛС необходимо выделить *два важнейших этапа*, на которых закладывается *длительность периода соответствия возможностей РЛС изменяющимся условиям функционирования*:

- обоснование исходных данных и тактико-технических требований для проектирования, которые излагаются в тактико-техническом задании (ТТЗ) на разработку РЛС;

- проектирование РЛС в соответствии с тактико-техническими требованиями, изложенными в ТТЗ.

Исходные данные и тактико-технические требования формулируются и обосновываются путем всестороннего рассмотрения условий работы РЛС и требований, предъявляемых к РЛС, исходя из назначения. При этом особое внимание уделяют видам и параметрам помех, тактико-техническим характеристикам объектов радиолокационного наблюдения и особенностям их применения с учетом перспектив развития на момент создания и срока эксплуатации РЛС.

Проектирование РЛС – это процесс синтеза структуры и определения параметров РЛС, наиболее полно удовлетворяющих заданным тактико-техническим требованиям (ТТТ). Успешное решение задачи проектирования РЛС возможно лишь при умелом сочетании системного аналитического проектирования, имитационного моделирования и методов эвристического проектирования на основе опыта и интуиции разработчика.

Сущность системного аналитического проектирования заключается в математическом описании исходных данных в виде статистической модели обстановки и статистической модели функционирования проектируемой РЛС в требуемой обстановке с последующим получением аналитическим путем оптимального облика РЛС. Под оптимальностью в данном случае понимается соответствие тактико-технических характеристик РЛС требуемым критериям. Точность или качество результата аналитического проектирования определяется:

- степенью соответствия статистической модели функционирования проектируемой РЛС требуемым тактико-техническим характеристикам;

▪ степенью соответствия аналитического описания статистической модели обстановки реальным условиям, которые характеризуются перечнем тактико-технических требований.

После проведения аналитического проектирования и получения облика РЛС в ряде случаев возникает необходимость более детального анализа процессов, связанных с динамикой изменения сигнально-помеховой обстановки и адаптации, которые невозможно с требуемой достоверностью проанализировать аналитическими методами, а также необходимость проверки и исследования эффективности новых алгоритмов обработки сигналов в РЛС. В этих случаях на основе разработанных при аналитическом проектировании моделей создается имитационная (стохастическая) математическая модель РЛС – ее «цифровой двойник». С использованием «цифрового двойника» проводится дополнение и уточнение результатов аналитического проектирования. Отметим также, что существенная часть алгоритмов «цифрового двойника» является «прообразом» либо прямой реализацией алгоритмов функционирования различных составных частей РЛС, что существенно ускоряет последующую разработку РЛС.

Метод аналитического проектирования, дополненный при необходимости разработкой «цифрового двойника», реализует современную концепцию «проектирования через моделирование».

Метод эвристического проектирования заключается в отыскании приемлемых решений по выбору структуры и параметров РЛС и входящих в ее состав устройств на основе использования накопленных данных в результате проектирования РЛС, собственного инженерного опыта, приближенных расчетов, инженерной интуиции и творческих способностей коллектива разработчиков.

В зависимости от взаимного веса в разработке РЛС методов аналитического (имитационного) и эвристического проектирования различают *путь экстраполяции* и *путь прямого синтеза*.

Путь экстраполяции применяется в тех случаях, когда для проектирования новой РЛС используется уже существующая РЛС, выбранная как база для дальнейшего развития. Причем задачи, выполняемые существующей РЛС, существенно отличаются от задач, задаваемых новыми тактико-техническими требованиями. Использование этого пути позволяет значительно сократить срок проектирования РЛС. Однако он ведет, по сути, лишь к модернизации существующей РЛС.

Путь прямого синтеза применяется в тех случаях, когда заданные тактико-технические требования существенно отличаются от тактико-технических характеристик существующих РЛС-аналогов или когда для решения поставленных задач требуется применить качественно новые принципы построения, новую элементную базу и пр.

Организация процесса проектирования РЛС и выполнения опытно-конструкторской работы (ОКР) по разработке РЛС различного назначения регламентируются соответствующими нормативными документами.

Как правило, опытно-конструкторская работа по проектированию РЛС включает в себя следующие основные этапы:

- разработка эскизного проекта РЛС;
- разработка технического проекта РЛС;
- разработка рабочей конструкторской документации для изготовления опытного образца РЛС;
- изготовление опытного образца (опытной партии) РЛС и проведение предварительных испытаний; при необходимости выполняется корректировка рабочей конструкторской документации и доработка опытного образца РЛС;
- проведение окончательных испытаний опытного образца (опытной партии) РЛС;
- корректировка рабочей конструкторской документации и доработка опытного образца (опытной партии) при необходимости по результатам окончательных испытаний.

В данном пособии рассматриваются в основном инженерные задачи, решаемые на этапе эскизного проектирования РЛС.

Проведение испытаний опытных образцов является важной стадией в создании высококачественных РЛС. Результаты испытаний образцов РЛС являются итоговой оценкой результатов системного проектирования. Специалисты по системному проектированию должны привлекаться к планированию испытаний, выполнению измерений характеристик и параметров РЛС и условий ее функционирования и расчету показателей эффективности функционирования РЛС. Заметим, что под измерениями характеристик и параметров в данном контексте понимаются:

- измерения технических параметров составных частей РЛС (антенны, передатчика, приемника и т. д.);
- измерения параметров помех в создаваемых помеховых условиях;
- измерения параметров объектов наблюдения в приложении к задачам обнаружения, измерения координат и распознавания.

Поэтому наиболее важные вопросы измерений также рассматриваются в этом пособии.

Изучение учебно-методического пособия требует определенной подготовки читателя. Минимально необходимым является владение методами теории оптимального приема полезных сигналов на фоне помех, функции комплексной переменной, теории радиотехнических систем и сигналов и основ матричного исчисления.

Материалы учебно-методического пособия структурно разбиты на шесть разделов. Первый раздел является вводным и содержит общую характеристику и классификацию современных радиолокационных средств. Во втором разделе применительно к радиолокационным средствам обнаружения и измерения координат воздушных объектов выполнен анализ и систематизация их основных тактико-технических характеристик, обобщенных структурных схем, мер и способов обеспечения заданного уровня помехозащищенности. В третьем и четвертом разделах изложены вопросы выбора типа и параметров зондирующего сигнала и

выбор способов и структур устройств обзора пространства при решении задач обнаружения и измерения координат объектов. В пятом разделе изложены особенности проектирования устройств преобразования сигналов в цифровой вид и устройств когерентной компенсации мешающих отражений (КК МО) при постоянном и переменном периоде повторения зондирующего сигнала, эффективность которых во многом определяет эффективность РЛС в целом. В шестом разделе описаны вопросы проектирования многоканальных приемных систем РЛС с пространственной и пространственно-поляризационной компенсацией внешних помех в радиолокационных станциях обнаружения и измерения координат.

Отдельные вопросы анализа общих тактико-технических требований к РЛС на примере требований к РЛС обнаружения приведены в прил. 1. В прил. 2 приводится краткий анализ особенностей применения современных средств воздушного нападения – объектов радиолокации. Вариант организации процесса проектирования РЛС и выполнения опытно-конструкторской работы по разработке РЛС кратко изложен в прил. 3.

Разделы 2–5 учебно-методического пособия и прил. 1–3 написаны на основе лекционных курсов, поставленных и читаемых в Военной академии Республики Беларусь и Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники, и результатов исследований (с соавторами согласно списку литературы) доктором технических наук, профессором С. Р. Гейстером. Разделы 1 и 6 учебно-методического пособия написаны доктором технических наук, профессором С. В. Козловым.

При составлении списка литературы авторы включили в него наиболее значимые и системные работы в области современной радиолокации, а также наиболее важные работы по вопросам проектирования составных частей РЛС.

Авторы надеются, что учебно-методическое пособие окажется полезным не только магистрантам при углубленном изучении дисциплины «Современные тенденции развития систем радиолокации и радионавигации», но также и студентам (курсантам) при дипломном проектировании, аспирантам и начинающим специалистам в области радиолокации и смежных научно-технических направлений, а по некоторым рассматриваемым вопросам – и состоявшим специалистам-разработчикам.

Авторы выражают благодарность коллективу кафедры автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь» и кандидату технических наук, доценту С. В. Шаляпину за внимание и ценные рекомендации, способствовавшие улучшению качества и доступности материала пособия.

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ

Радиолокация – область радиотехники, обеспечивающая получение сведений об объектах путем анализа радиоволн, отраженных или излученных объектами наблюдения. Отображение полезной информации об объекте наблюдения в радиосигнале возможно двумя способами: в процессе распространения и отражения радиоволн от объектов и при независимом излучении радиоволн объектами наблюдения.

К основным достоинствам радиолокационных методов получения информации следует отнести: большую дальность обнаружения, возможность измерения с высокой точностью дальности и угловых координат, а также их производных; возможность обнаруживать цели и наблюдать их в любое время года через облака, дождь, туман и лесной покров, а также наблюдать заглубленные объекты.

К числу сведений об объектах относятся координаты и параметры движения, государственная принадлежность, геометрические размеры, класс (самолет, вертолет, аэростат и др.), тип (конкретная разновидность летательного аппарата) и физические параметры естественных и искусственных образований (например, плотность облаков и льда, взволнованность водной поверхности, диэлектрическая проницаемость земных покровов и биологических тканей, высота рельефа земной поверхности и т. д.).

Объекты, сведения о которых необходимо получить, называют *радиолокационными целями*. К ним относятся самолеты и вертолеты, беспилотные летательные аппараты, ракеты, искусственные спутники Земли, корабли, автомобили, броне- и автотракторная техника, люди, участки земной и водной поверхности, метеорологические образования, биологические ткани.

Радиолокационные цели классифицируются:

- по расположению – на аэродинамические, наземные, в том числе заглубленные, надводные, космические;
- происхождению – на природные и искусственные;
- геометрическим размерам по отношению к разрешающей способности РЛС по координатам – на точечные, протяженные (площадные) и объемные.

Совокупность сведений о наличии целей в отдельных областях пространства, их числе, координатах, параметрах движения и характеристиках, а также характеристиках и параметрах воздействующих помех называют *радиолокационной информацией*. Технические средства получения радиолокационной информации называют *радиолокационными средствами, радиолокационными датчиками, радиолокационными станциями (РЛС), радиолокаторами*, или (в англоязычной нотации) *радарам* (*radar*).

Процесс обнаружения объектов, измерения их координат, параметров движения и характеристик называют *радиолокационным наблюдением*.

Радиолокационное наблюдение для отдельной РЛС включает два этапа.

На этапе *первичной обработки* определяются факты наличия объекта в конкретных элементах разрешения по дальности, скорости и угловым координатам, то есть решается задача обнаружения. При наличии признаков того, что в элементе разрешения находится более чем одна цель, вместо задачи обнаружения решается задача разрешения-обнаружения. Далее определяются координаты цели (целей), то есть при одиночной цели решаются задачи измерения (оценки параметров), а при групповой – комбинированная задача разрешения-измерения. Этап *вторичной обработки*, или этап *сопровождения*, заключается в уточнении координат и определении параметров движения цели по результатам наблюдения за ней с оцениванием координат в последовательные моменты времени. Это соответствует задаче фильтрации, в которой сообщением является совокупность координат и параметров движения цели.

Классификация радиолокационных средств производится по различным классификационным признакам. Вариант классификации приведен в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Классификация радиолокационных средств

Классификационный признак	Классификационная группа
Метод радиолокации	Активные РЛС с пассивным ответом; активные РЛС с активным ответом; полуактивные; пассивные
Место установки	Наземные; корабельные; авиационные; космические
Объекты радиолокационного наблюдения	Воздушные объекты; наземные и заглубленные объекты; надводные объекты; искусственные спутники Земли и космические объекты; метеорологические образования; земная, водная и ледяная поверхность, медико-биологические объекты
Функциональное назначение	Обнаружения воздушных целей; управления воздушным движением; метеорологические; опознавания государственной принадлежности; измерения координат и точного сопровождения; наведения; многофункциональные; радиовысотомеры; радиовзрыватели; картографирования земной поверхности и т. д.
Число приемных и передающих позиций	Однопозиционные; бистатические; многопозиционные
Диапазон длин волн	Метровые; дециметровые; сантиметровые; миллиметровые

В зависимости от природы возникновения электромагнитных волн, достигающих антенны и доставляющих информацию о цели, различают активные, полуактивные, активные с активным ответом и пассивные методы получения радиолокационных сигналов. Каждому из методов соответствует свой тип (система) радиолокации.

При *активной* радиолокации передающее устройство РЛС излучает в направлении на цель достаточно мощный сигнал. При облучении цели электромагнитной волной часть энергии волны отражается. Приемник РЛС усиливает слабый отраженный сигнал. Обнаружение отраженного сигнала свидетельствует о наличии цели. Сигнал, излучаемый антенной РЛС, называют прямым или зондирующим, а принимаемый антенной РЛС, – отраженным или *радиолокационным*.

При *полуактивной* радиолокации носителем информации также является сигнал, отраженный объектом, но источник облучающих радиоволн вынесен относительно приемника РЛС и может действовать независимо от него. Передающее устройство, облучающее цель, может быть расположено, например, на земле и корабле, а приемное, использующее отраженный сигнал, – на ракете, направленной на цель.

Возможность обнаружения целей, не являющихся источниками радиоизлучения, – достоинство активного и полуактивного методов радиолокации.

В *активной* радиолокации с *активным ответом* радиолокационный сигнал создается специальным приемопередатчиком (ответчиком), установленным на цели. Ответчик может переизлучать зондирующий сигнал или излучать другой сигнал с параметрами, отличными от зондирующего. Системы, в которых используют такой метод, применяются для наблюдения удаленных объектов (например, космических аппаратов), объектов, координаты которых требуется определять с повышенной точностью (например, воздушных судов при заходе на посадку), а также при опознавании объектов, то есть для отличия своих объектов от чужих.

В *пассивной* радиолокации сигналом, принимаемым РЛС, является естественное самопроизвольное электромагнитное излучение целей: собственное тепловое радиоизлучение физических тел или излучение радиотехнических устройств, установленных на цели. Природа сигнала при этом иная – зондирование (облучение) цели отсутствует, и поэтому одна РЛС может определить лишь направление (пеленг) на объект, то есть осуществить радиопеленгование последнего.

Типы радиолокационных средств по функциональному назначению исключительно разнообразны. Вариант классификации радиолокационных средств по указанному признаку приведен на рис. 1.1.

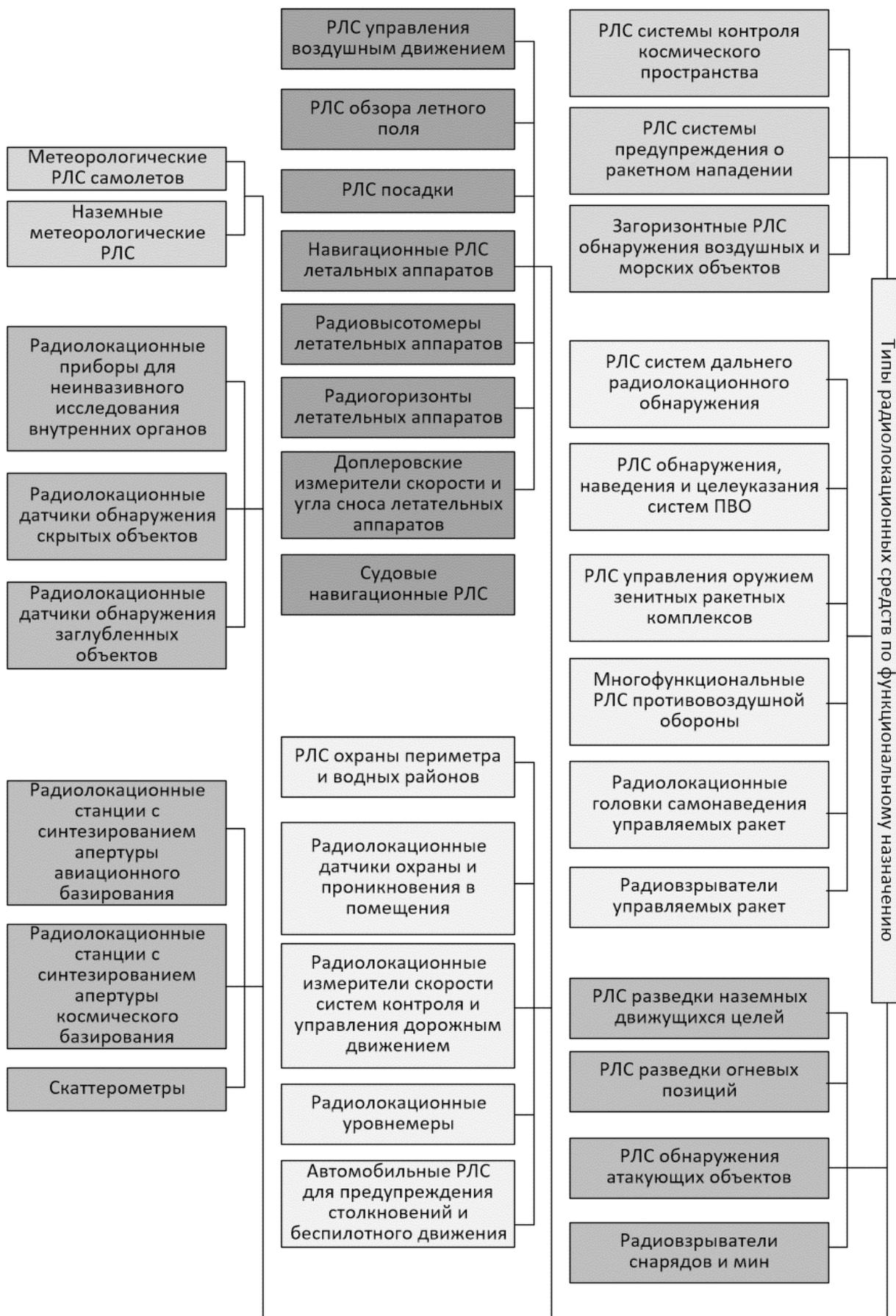


Рис. 1.1. Типы радиолокационных средств по функциональному назначению

Одной из тенденций развития РЛС является повышение их многофункциональности, то есть увеличения числа решаемых задач.

Так, например, наиболее совершенные РЛС космического базирования с синтезированием апертуры на основе анализа принимаемого сигнала решают задачи:

- по построению высокоточных цифровых моделей рельефа местности, геологическое и топографическое картографирование с пространственным разрешением менее одного метра и точностью определения высоты участков земной поверхности около 1–2 м;

- составлению и актуализация кадастров сельскохозяйственных земель, ресурсно-сырьевому и гидротехническому картографированию;

- определению состава и состояния растительного покрова; определению состояния лесных массивов; количественной оценки биомассы;

- мониторингу динамики ледовых покровов морей, рек, озер, ледников, айсбергов и определение их границ;

- мониторингу районов чрезвычайных и кризисных ситуаций (наводнений, пожаров и техногенных катастроф) и оценке их последствий;

- контролю состояния важных и (или) опасных объектов (газо-, нефте- и трубопроводов, мостов, карьеров, подземных газохранилищ и т. д.) с выявлением смещений с величиной порядка долей длины волны радиолокатора;

- мониторингу движения поверхности моря;

- высокоточным измерениям задержки радиосигналов в атмосфере и оценке процентного содержания в атмосфере водяного пара;

- обнаружению и определению скорости подвижных объектов наземного и воздушного базирования;

- обнаружению морских подвижных объектов, контролю судовождения, информационному обеспечению промысла морепродуктов и безопасности морского транспорта;

- мониторингу Мирового океана, океанографическим и океанологическим исследованиям по всей поверхности океанов и морей земного шара;

- ледовой разведке по трассам Северного морского пути и других высокоширотных районов Мирового океана;

- выявлению зон и измерению интенсивности осадков в труднодоступных районах земного шара.

Расширение информационных возможностей РЛС достигается за счет создания *радиолокационных систем*, под каждой из которых понимается несколько разнесенных в пространстве радиолокационных станций, а также средств передачи данных и управления, в которых получаемая РЛС информация о целях обрабатывается совместно.

В рамках радиолокационной системы реализуется этап *третичной обработки* радиолокационной информации, который заключается в определении (уточнении) координат и параметров движения цели по данным нескольких РЛС, что в общем случае соответствует задаче многоканальной фильтрации сообщений.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ ПРОТИВОВОЗДУШНОЙ ОБОРОНЫ. ОСНОВНЫЕ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПОМЕХОЗАЩИТА РЛС ПВО

2.1. Классификация радиолокаторов противовоздушной обороны

Радиолокаторы (РЛС) ПВО классифицируются:

- по функциональному назначению РЛС;
- происхождению радиосигнала, принимаемого приемником РЛС, – на активные, полуактивные и пассивные, а также гибридные активно-пассивные РЛС;
- используемому диапазону радиоволн – на РЛС метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов;
- виду зондирующего сигнала – на РЛС с непрерывным (немодулированным, фазо- или частотно-модулированным), импульсным или квазинепрерывным зондирующим сигналом; последовательности зондирующих импульсов могут быть когерентными или некогерентными, с большой и малой скважностью, с внутриимпульсной (внутрипачечной) частотной или фазовой модуляцией);
- числу применяемых каналов излучения и приема сигналов – на одноканальные или многоканальные с частотным, поляризационным или пространственным разделением каналов;
- наличию пространственного объединения сигналов – на однопозиционные и многопозиционные с когерентным и некогерентным объединением сигналов;
- числу измеряемых координат – на одно-, двух- и трехкоординатные РЛС; фактически однокоординатная РЛС вырождается в радиолокационный датчик (например, РЛС с всенаправленной антенной и импульсным зондирующим сигналом);
- способу измерения координат и параметров движения – на угломерные, угломерно-дальномерные и другие; к параметрам движения относятся производные (первого, второго и других порядков) от координат;
- месту установки – на наземные, авиационные и корабельные.

Кроме того, наземные РЛС мобильности можно разделить на стационарные и подвижные.

По *функциональному назначению РЛС ПВО* делятся:

- на РЛС обзора пространства и обнаружения воздушных (аэродинамических) целей;
- РЛС измерения высоты воздушных целей (радиовысотомеры), работающие совместно с двухкоординатными РЛС обнаружения;
- РЛС сопровождения, точного измерения координат и наведения оружия (зенитных ракет, зенитно-пушечных или зенитно-пулеметных установок);
- радиолокационные наземные запросчики опознавания государственной принадлежности воздушных целей.

2.2. Основные тактические и технические характеристики РЛС ПВО

Тактическими называют характеристики РЛС, определяющие ее функциональные возможности при практическом применении.

К основным **тактическим характеристикам РЛС** относятся:

- зона (область) действия РЛС, заданная сектором обзора (поиска, сопровождения) по измеряемым координатам и параметрам движения цели;
- время обзора заданного сектора (поиска) или скорость обзора;
- разрешающая способность по координатам и параметрам;
- измеряемые координаты и параметры изменения координат;
- ошибки измерения координат и параметров изменения координат;
- пропускная способность;
- помехозащищенность;
- надежность.

Кратко рассмотрим эти характеристики, которые определяют принципы построения и структуру РЛС.

Зоной действия называют область пространства, в которой РЛС с заданными показателями качества выполняет функции, соответствующие ее назначению в заданной помеховой обстановке. Так, для РЛС обнаружения зоной действия является область пространства, в которой аэродинамические цели с заданными характеристиками отражения (заданной ЭОП) обнаруживаются с вероятностью правильного обнаружения не менее требуемой при вероятности ложных тревог не более требуемой в заданной помеховой обстановке. Для РЛС точного измерения координат и управления оружием границы рабочей зоны определяются исходя из допустимых ошибок определения местоположения цели при заданном уровне помех.

Одним из ключевых параметров, определяющих рабочую зону, является **дальность действия радиолокатора**. Под дальностью действия РЛС понимают максимальное расстояние до цели, на котором обеспечивается получение заданных тактико-технических характеристик РЛС. Например, под дальностью действия РЛС обнаружения понимают максимальную дальность, на которой отношение сигнал/помеха, обеспечиваемое РЛС для целей конкретного класса, еще достаточно для обнаружения этих целей с заданной вероятностью правильного обнаружения при требуемой вероятности ложных тревог. По аналогии под дальностью действия РЛС точного измерения координат и управления оружием понимают максимальную дальность, на которой отношение сигнал/помеха достаточно для измерения координат и параметров движения цели конкретного класса с заданными ошибками и наведения управляемого оружия.

Иногда зона действия РЛС ограничена также и со стороны минимальных значений. Например, для импульсной РЛС дальность действия ограничивается минимальным значением, определяемым длительностью зондирующего сигнала, в течение которого приемник РЛС закрыт:

$$r_{slip.min} = c \frac{T_0 + T_{Rc.B}}{2}, \quad (2.1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны; T_0 – длительность зондирующего импульса; $T_{Rc.B}$ – время восстановления радиоприемного устройства после излучения зондирующего сигнала, включая время срабатывания переключателя прием-передача.

Временем обзора (поиска) T_{obz} называют время, необходимое для однократного обзора заданной зоны действия РЛС. Выбор времени обзора определяется скоростью полета и маневренностью наблюдаемых целей или управляемых объектов (например, ракет), размерами пространства обзора, требуемым отношением сигнал/помеха на выходе устройства пространственно-временной обработки, а также еще целым рядом тактических и технических характеристик РЛС.

Измеряемые координаты и параметры изменения координат, а также **точность** их измерения определяют возможности системы при ее практическом использовании. Точность измерения характеризуется погрешностями при измерении координат и параметров изменения координат целей и управляемых ракет.

Пропускная способность характеризуется числом целей, обслуживаемых (обнаруживаемых, сопровождаемых) РЛС одновременно или в единицу времени. Пропускная способность зависит от функционального назначения РЛС и ряда ее тактических параметров, в частности, от рабочей зоны, точности и разрешающей способности.

Помехозащищенность – способность РЛС надежно выполнять заданные функции в условиях воздействия непреднамеренных и организованных помех. Помехозащищенность определяется **скрытностью** и **помехоустойчивостью** РЛС.

Под **скрытностью** РЛС понимают способность РЛС функционировать, не обнаруживая себя. Показатели скрытности характеризуют сложность обнаружения противником работы РЛС и измерения основных параметров излучаемого радиосигнала, а следовательно, и сложность создания специально организованных (прицельных) помех. В активных и полуактивных РЛС скрытность обеспечивается применением **остронаправленного излучения с низким уровнем бокового излучения, использованием когерентных последовательностей широкополосных сигналов с низким уровнем мощности, псевдослучайным изменением параметров сигнала во времени**. Наилучшей скрытностью обладают пассивные и активно-пассивные РЛС с сигналом внешнего «подсвета» от внешней радиотехнической системы (например, телевизионная вещательная станция), работающие в пассивном режиме без излучения специального зондирующего сигнала. Приемные пункты таких РЛС не обнаруживаются системами радиотехнической разведки и, кроме того, не поражаются противорадиолокационными ракетами с радиотехническими головками самонаведения. При реализации таких систем необходимо также обеспечить скрытность и помехоустойчивость линий связи для передачи сигналов и информации.

Под **помехоустойчивостью** понимается *способность РЛС выполнять свои функции с требуемым качеством в условиях воздействия помех*. При этом в первую очередь принимаются во внимание организованные помехи. Количественной оценкой помехоустойчивости, например, РЛС точного измерения координат и управления оружием является отношение сигнал/помеха на входе приемника, при котором ошибка измерения заданной координаты или параметра не превышает допустимой величины с требуемой вероятностью. Аналогично для РЛС обнаружения это отношение сигнал/помеха на входе приемника, при котором обеспечивается обнаружение цели с заданной вероятностью правильного обнаружения при требуемой вероятности ложных тревог. Требуемая помехоустойчивость достигается *рациональным выбором параметров зондирующего сигнала РЛС, характеристик антенной системы (ширины диаграммы направленности, уровня боковых лепестков, поляризации), устройств приема и обработки принятого сигнала в трактах обнаружителя и измерителей координат и параметров движения цели и использованием многоканальных приемных систем, обеспечивающих компенсацию внешних помех в пространственной или поляризационных областях*.

Надежность – *свойство РЛС сохранять во времени в установленных пределах значения основных технических параметров, характеризующих способность выполнения требуемых функций РЛС в заданных режимах и условиях применения*.

К основным **техническим характеристикам и параметрам РЛС** относятся те, которые *непосредственно определяют ее тактические характеристики*. Основными *техническими характеристиками и параметрами РЛС* являются:

- метод обзора пространства;
- методы измерения координат и параметров движения целей;
- несущая частота, вид и параметры зондирующего сигнала, стабильность параметров зондирующего сигнала;
- форма и ширина диаграммы направленности антенной системы, коэффициент усиления и уровень боковых лепестков, поляризационные параметры;
- способ обработки принятого сигнала;
- структура и параметры обнаружителя;
- структура и параметры измерителей координат и параметров изменения координат;
- способ распознавания целей, структура и параметры системы распознавания;
- габариты и масса систем, составляющих РЛС, потребляемая ими мощность от источников питания.

2.3. Обобщенная структурная схема радиолокационного комплекса

Под *современным радиолокационным комплексом (РЛК) ПВО* понимается набор технических средств, который может включать:

- активно-пассивные радиолокационные средства и оптико-электронные средства локации, обеспечивающие обнаружение, распознавание, измерение координат целей;
- радиоэлектронные средства подавления радиоэлектронного оборудования аэродинамических целей и головок самонаведения (ГСН) противорадиолокационных ракет (ПРР) и других элементов высокоточного оружия (ВТО);
- оптико-электронные средства подавления ГСН ПРР и других элементов ВТО;
- каналы управления средствами поражения аэродинамических объектов.

При построении современного РЛК необходимо учитывать все особенности ведения боевых действий противником и уровень его технического развития не на момент проектирования, а на весь период эксплуатации системы. При этом необходимо активно использовать всю информацию о современном состоянии и тенденциях развития средств воздушного нападения, а также опыт локальных войн и конфликтов.

При комплексном подходе к построению современного РЛК необходимо учитывать следующее:

- возможное массированное применение прицельных активных и пассивных помех;
- широкое использование ложных целей и ловушек в радиолокационном и оптико-электронном диапазонах;
- широкое применение противорадиолокационных ракет с радиолокационными, оптико-электронными и телевизионными ГСН, которые сочетаются с инерциальной системой наведения, магнитометрическим измерителем курса, барометрическим или радиолокационным датчиком высоты и спутниковым навигационным приемником;
- нарастающее использование средств нападения с низкой радиолокационной заметностью, выполненных с использованием технологии «Стелс»;
- нарастающее использование систем высокоточного оружия с различными принципами построения: многоразовые беспилотные летательные аппараты (БЛА) – носители средств огневого поражения, дозвуковые ударные БЛА с самолетной и вертолетной схемами, quadro- или мультикоптеры, высокоскоростные ракеты и пр.;
- проведение детальной комплексной разведки, тщательное планирование и моделирование операций с использованием современных систем поддержки принятия решений.

Обобщенная структурная схема типового *современного радиолокационного комплекса* представлена на рис. 2.1.

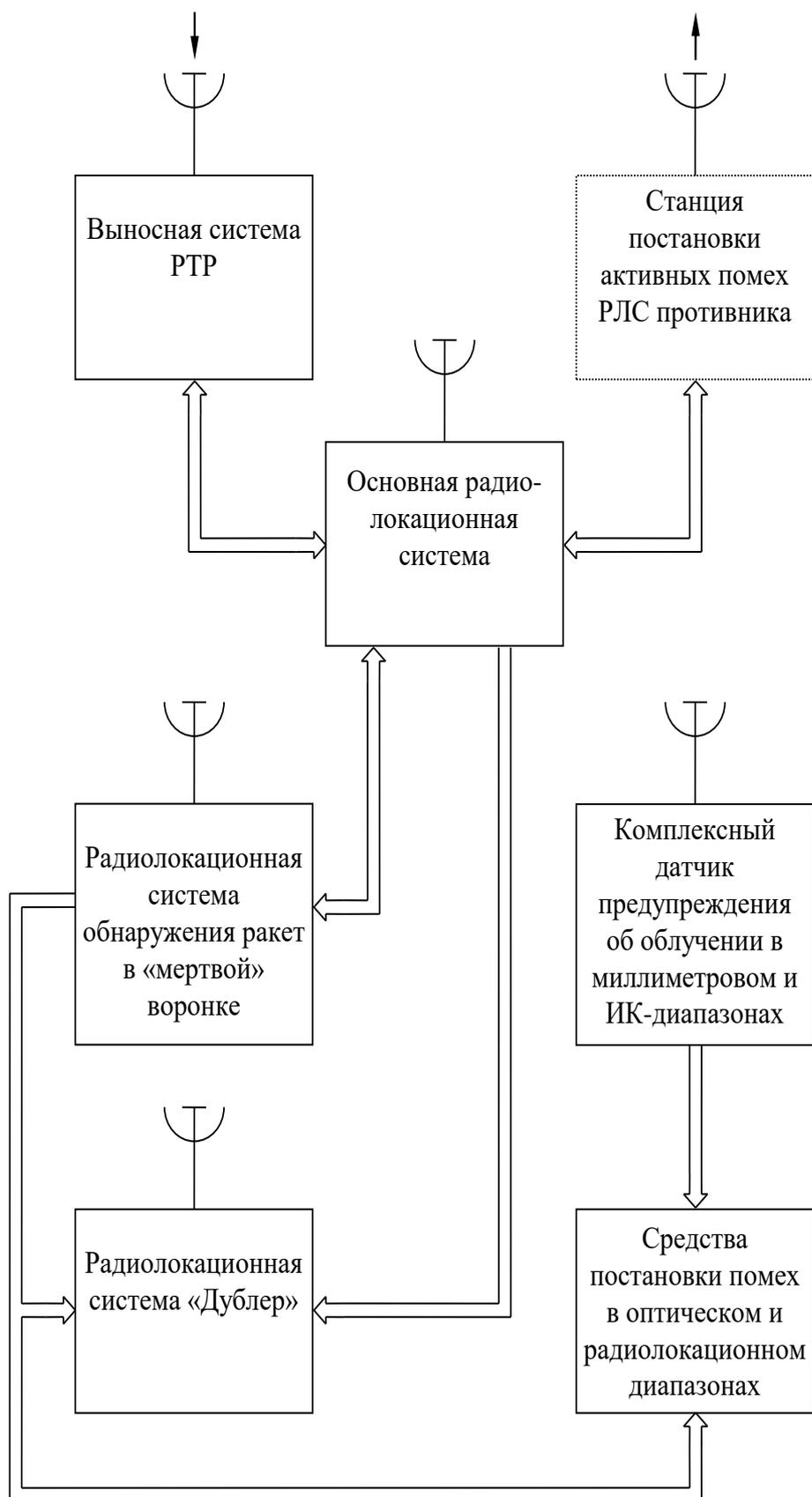


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема современного радиолокационного комплекса

РЛК может включать в себя следующие компоненты:

- *основную активно-пассивную радиолокационную систему*, имеющую в своем составе кроме РЛС дополнительную (встроенную) *пассивную систему радиотехнической разведки* в диапазоне работы радиолокационных и радионавигационных систем наиболее опасных средств воздушного нападения;

- *выносную пассивную систему радиотехнической разведки*, осуществляющую синхронный с основной радиолокационной системой обзор пространства в пассивном (скрытном) режиме для поиска, пеленгации и измерения параметров излучений и классификации радиолокационных и радионавигационных систем средств воздушного нападения;

- *специализированную радиолокационную систему обнаружения ракет и других средств огневого поражения РЛС* в «мертвой» воронке зоны обзора основной радиолокационной системы;

- *радиолокационную систему с условным наименованием «Дублер»*, которая предназначена для отвлечения противорадиолокационных ракет и исключения их попадания в основную радиолокационную систему при ее работе в активном режиме (с излучением зондирующих сигналов);

- *комплексный датчик предупреждения об облучении* головками самонаведения ракет и планирующих бомб или системами подсвета, обеспечивающими работу ГСН этих огневых средств в оптико-электронном и (или) миллиметровом диапазонах;

- *средства постановки активных и пассивных помех* в оптическом видимом, инфракрасном и радиолокационном (включая миллиметровый) диапазонах. Заметим, что для радиолокационных ГСН ближней зоны (от сотен метров до нескольких километров) использование миллиметрового диапазона является наиболее рациональным;

- *внешняя станция постановки активных помех* радиолокационным и радионавигационным средствам. Эта станция использует радиолокационную информацию от активного канала основной радиолокационной системы, а также встроенной и выносной систем радиотехнической разведки.

Кроме того, в состав РЛК должна входить функционирующая в частотном диапазоне основной РЛС подсистема контррадиоэлектронного подавления средств радиотехнической разведки противника.

Кратко рассмотрим особенности взаимодействия составных элементов РЛК, способного выполнять свои функции в условиях радиоэлектронного подавления и огневого поражения.

Основная активно-пассивная радиолокационная система, включающая РЛС обнаружения и РЛС точного измерения координат и управления оружием, строится по традиционным принципам, но имеет современные отличительные особенности. В отличие от традиционной системы она имеет в своем составе в общем случае следующие дополнительные системы:

- *встроенную систему радиотехнической разведки (РТР)*;

- *систему межпозиционной обработки сигналов и информации радиотехнической разведки*;

- систему радиолокационного распознавания целей, селекции имитирующих многократных помех режиму обнаружения и уводящих помех режиму автоматического сопровождения;

- оптико-электронную систему обнаружения и измерения координат целей.

Все составные части современного РЛК должны иметь открытую архитектуру, что позволяет использовать их как унифицированные «строительные кубики» при построении модификаций радиолокационных комплексов, рационально (без избыточности) соответствующих конкретным условиям их применения.

Далее кратко охарактеризуем *дополнительные составные части*, которые могут входить в современные радиолокационные комплексы.

Система радиотехнической разведки предназначена для обнаружения излучений радиолокационных и радионавигационных средств летательных аппаратов, измерения параметров и определения пеленга источников излучений и распознавания их класса. К измеряемым (определяемым) параметрам источников излучений относятся:

- несущая частота (длина волны);
- тип сигнала (импульсный, квазинепрерывный, непрерывный);
- длительность и период повторения импульсов;
- наличие и параметры вобуляции периода повторения.

Примечание. Заметим, что под «вобуляцией» периода повторения понимается изменение периода повторения от зондирования к зондированию. Как правило, вобуляция периода повторения используется для устранения «слепых» скоростей целей;

- наличие и параметры скачков несущей частоты сигнала;
- длительность пачки сигналов;
- поляризация сигналов.

Аналогичные функции выполняет и **выносная система радиотехнической разведки**, образующая совместно с системой РТР основной РЛС двухпозиционную пассивную систему. **Система межпозиционной обработки** сигналов и информации радиотехнической разведки осуществляет идентификацию пеленгов, определение дальности до источников излучений, их распознавание и классификацию воздушных объектов на основании анализа параметров их собственных излучений. Информация о пеленге, дальности, параметрах зондирующего сигнала и классе (типе) средства воздушного нападения выдается на средства поражения (зенитные ракетные комплексы, авиационные комплексы перехвата) и средства постановки активных помех радиолокационным и радионавигационным системам противника.

Система радиолокационного распознавания предназначена для радиолокационного распознавания класса обнаруженной или сопровождаемой цели, а также селекции имитирующих многократных помех по дальности и скорости или уводящих помех по измеряемым координатам и скорости. Многократные помехи формируются помехопостановщиком, который определяет факт работы

РЛС в режиме обнаружения путем анализа зондирующего сигнала и перемещения диаграммы направленности. Уводящие помехи формируются помехопостановщиком тогда, когда он определяет тип РЛС управления оружием и факт перехода РЛС в режим автоматического сопровождения. Увод следящих систем может осуществляться по дальности, радиальной скорости и угловым координатам в соответствии с методами измерения, реализуемыми в распознанном помехопостановщиком типе РЛС управления оружием.

Важно указать на то, что *излучение РЛС является важнейшим демаскирующим и информативным для противостоящей стороны фактором*. Снижение эффективности воздействия активных помех на активную РЛС и нарушение функционирования ГСН ПРР при условии сохранения эффективности функционирования РЛС возможно исключительно путем повышения скрытности зондирующего сигнала РЛС. Скрытность зондирующего сигнала обеспечивается как пассивными методами (выбор мощности и параметров модуляции зондирующего сигнала), так и активными (контррадиоэлектронное подавление приемников РТР).

Оптико-электронная система предназначена для обнаружения, измерения координат целей, а возможно, и сопровождения (полуавтоматического и автоматического) в оптическом и (или) инфракрасном диапазоне длин волн в условиях подавления помехами радиолокационного канала. Достоинством оптико-электронной системы является наличие пассивного режима, а основными недостатками – зависимость самой возможности и качества функционирования от условий оптической видимости, сравнительно небольшая дальность действия 10...20 км и высокая стоимость. В состав оптико-электронной системы может входить телевизионная система (оптический диапазон), система ИК-диапазона и лазерный дальномер.

Специализированная радиолокационная система обнаружения ракет в «мертвой» воронке (характеристика антенной системы) и «слепой» зоне (характеристика одиночного зондирующего сигнала) предназначена для обнаружения, распознавания, измерения дальности и радиальной скорости, а также оценки азимута и угла места ракет. Эта система селектирует противорадиолокационные ракеты, наносящие удар по позиции радиолокатора, независимо от вида способа наведения и автоматически выдает команды на применение средств постановки помех в оптическом или радиолокационном диапазонах. Помехи могут создаваться в виде дымовой или аэрозольной завесы, облака дипольных отражателей с подсветом активной шумовой помехой в диапазоне работы ГСН ПРР, а также включения ловушек инфракрасного диапазона в сочетании с имитаторами звуков соответствующей работающей техники. Применение активной шумовой помехи ГСН ПРР должно сочетаться с согласованным переходом РЛС на другую частоту. В качестве требований к такой радиолокационной системе можно выделить следующие:

- надежное обнаружение малоразмерных ракет;

- зона обнаружения перекрывает «мертвую» воронку и «слепую» зону основного радиолокатора и обеспечивает эффективное обнаружение пикирующих ракет;

- точность выдачи целеуказаний обеспечивает эффективное применение средств постановки помех для самонаводящихся ПРР и управляемых авиабомб.

Комплексный датчик предупреждения об облучении обеспечивает обнаружение облучения радиолокатора головками самонаведения в лазерном или миллиметровом диапазонах длин волн. Такие ГСН устанавливаются на планирующих авиабомбах, ракетах и суббоеприпасах систем высокоточного оружия (ВТО). ГСН отмеченных видов оружия имеют небольшую дальность включения, которая составляет 1,5...2 км. Следовательно, обнаружение такого облучения означает непосредственную близость средства поражения радиолокатора и необходимость немедленной автоматической выдачи команды на применение средств постановки соответствующих активных и пассивных помех, обеспечивающих эффективную защиту РЛС от этих средств поражения. Чувствительность датчика и точность оценки направления приближения средства поражения должны обеспечивать эффективное применение средств постановки помех.

Радиолокационная система «Дублер» предназначена для отвлечения и увода ПРР в сторону от основной радиолокационной системы.

ПРР предназначены для поражения излучающих РЛС и представляют собой самонаводящиеся ракеты класса «воздух – земля» с пассивной головкой самонаведения, в которой используется моноимпульсный метод пеленгации цели – РЛС. Примерами таких ракет являются «Шрайк» (AGM-45, США), «Standard ARM» (AGM-78, США), «HARM» (AGM-88A, США), «Мартель» (AS-37, Франция), «ARMAT» (вариант «Мартель», Франция), «ALARM» (Великобритания). Дальность пуска ПРР может превышать 100 км. Начальные координаты и параметры зондирующих сигналов поражаемой РЛС могут вводиться в ГСН ПРР:

- непосредственно в полете на самолете-носителе ПРР по результатам поиска системой РТР самолета-носителя или головкой самонаведения ПРР в соответствии со степенью опасности или приоритетом обнаруживаемых РЛС;

- на земле перед вылетом в систему РТР самолета-носителя при необходимости поражения конкретной РЛС.

Полезно кратко рассмотреть **способы применения ПРР** на примере ПРР «ALARM». Наиболее вероятным способом ее применения является запуск в *комбинированном (двухцелевом) режиме*, сущность которого заключается в следующем. После запуска ПРР летит в район расположения РЛС, осуществляя поиск тех видов РЛС-целей, характеристики которых введены в ее запоминающее устройство. Каждая РЛС имеет свой приоритет в зависимости от важности в системе ПВО и опасности в огневом поражении. При обнаружении соответствующей РЛС-цели ПРР осуществляет самонаведение на нее. Если же РЛС-цель не обнаружена на запрограммированной дальности полета, то ПРР набирает высоту

около 12 000 м. На этой высоте выключается двигатель и раскрывается тормозной парашют, а ГСН ПРР во время последующего медленного спуска продолжает осуществлять поиск сигналов РЛС. При обнаружении РЛС-цели парашют отстреливается, и ПРР практически вертикально пикирует на РЛС. Стоимость ПРР в зависимости от новизны и сложности может достигать сотен тысяч долларов США.

Таким образом, при отсутствии у РЛС эффективной системы защиты она будет или поражена ПРР, или должна выключиться и не выполнить задачу. Последний вариант также недопустим с точки зрения выполнения задачи защиты. Наведение ПРР на РЛС-цель осуществляется с использованием излучений зондирующего сигнала по боковым лепесткам диаграммы направленности антенной системы (ДНА). Необходимо принимать меры к снижению уровня боковых лепестков ДНА, однако это не является радикальным средством решения проблемы.

Принцип защиты РЛС путем использования специализированной радиолокационной системы обнаружения ракет и системы «Дублер» состоит в излучении «Дублером» сигнала, аналогичного по структуре и мощности сигналу, излучаемому по боковым лепесткам активной РЛС. Одновременное воздействие на ГСН ПРР излучений РЛС и системы «Дублер» приводит к появлению ошибок наведения и промаху ПРР.

Информация о целях, обнаруженных в активном или пассивном режимах работы радиолокационной системы, а также информация о параметрах излучений целей, запеленгованных в пассивном режиме, автоматически передается на **внешние станции постановки активных помех**. В этих станциях осуществляется анализ, идентификация информации, выбор наиболее приоритетных целей, допоиск и постановка активных шумовых и имитирующих помех радиолокационным и радионавигационным системам этих целей. При обнаружении цели станция постановки помех производит измерение основных параметров зондирующего сигнала, которые были перечислены выше при описании системы РТР. В результате работы станции постановки помех исключается или существенно затрудняется выполнение ударными самолетами противника задач по разведке наземных объектов, снижается эффективность прицельного бомбометания и наведения ракет класса «воздух – земля».

При построении станций постановки помех *необходимо принять меры по их защите от ПРР*, которая обеспечивается:

- совместным использованием **нескольких взаимосвязанных когерентных** станций помех;
- применением на позициях специализированных радиолокационных систем обнаружения ПРР, предназначенных для поражения станций помех.

Таким образом, в рассмотренном РЛК обеспечивается автоматизированное взаимодействие средств огневого поражения и средств постановки помех радиолокационным и радионавигационным системам противостоящей стороны.

2.4. Защита от помех в радиолокационных комплексах

2.4.1. Общая характеристика мер, средств и способов защиты от помех

Целью защиты от помех является *поддержание на требуемом уровне тактических характеристик РЛК при воздействии на них помех, создаваемых системами радиоэлектронного подавления (РЭП) противника.*

Радиоэлектронное подавление является эффективным способом ведения войны. Ярким подтверждением этому явились войны многонациональных сил с Ираком в 1991 г. и Югославией в 1999 г.

Контроль за использованием спектра в радиоэлектронной войне – одна из основных задач, к решению которой будет стремиться каждая из противодействующих сторон. Противнику удастся получить преимущество, если он может воздействовать на слабые стороны радиолокационных систем. Его воздействие будет тем эффективней, чем больше сведений о слабых сторонах помехозащиты РЛС он сможет получить. Соответственно, при проектировании РЛС следует учитывать весь арсенал технических средств и тактику применения сил РЭП противника, стремиться получить максимально полную и детальную информацию о средствах РЭП противника, а также принять соответствующие меры защиты.

Применение средств РЭП во многих случаях будет решающим фактором в ведении боевых действий.

Бессмысленно проектировать РЛК, предназначенный для беспомеховой обстановки, а затем оценивать его функционирование в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки. Если радиолокационные средства были сконструированы без учета преднамеренных помех, то они окажутся слабыми звеньями и должны быть в последующем модернизированы с принятием, возможно, не только более дорогих, но и менее эффективных мер помехозащиты.

Защита от РЭП является *серьезной и сложной проблемой.* По оценкам американских специалистов, в хорошо сконструированной с точки зрения помехозащищенности радиолокационной системе около 50 % ее стоимости может относиться непосредственно к средствам и мерам помехозащиты. Однако для того чтобы система ПВО функционировала успешно, экономить на помехозащите не стоит.

Концептуальная основа современной помехозащиты заключается в том, чтобы вынудить противостоящую сторону применять в конфликте вместо способов РЭП с дезинформирующими и уводящими помехами способы РЭП с использованием широкополосных шумовых помех. Например, если в разрабатываемой РЛС сопровождения целей по угловым координатам используются методы мгновенного сравнения, то это поставит конструктора средств РЭП перед проблемой разработки надежного и дорогостоящего способа постановки помех такой РЛС ввиду больших преимуществ моноимпульсных систем с точки зрения помехозащиты. Таким образом, уже на этапе проектирования начинается борьба между средствами РЭП и РЛС.

Важнейшим компонентом в реализации концепции современной помехозащиты является контррадиоэлектронное подавление.

Организация противоборства между средствами РЭП и средствами помехозащиты РЛС как в техническом, так и в оперативном плане является сложной задачей.

2.4.2. Характеристика помех

Классификация основных радиолокационных помех представлена на рис. 2.2. Помехи можно разделить на четыре основных класса:

- пассивные помехи;
- активные помехи;
- комбинированные помехи;
- радиолокационные ложные цели и ловушки.

Пассивные помехи или мешающие отражения (МО) делятся на следующие типы [22; 77; 79; 96]:

- МО от поверхностно распределенных отражателей на земной или водной поверхности, имеющей стационарный или динамичный характер (колебания растительности или волнение водной поверхности);

- МО от объемно распределенных отражателей, представляющих собой облака дипольных отражателей и гидрометеоров (дождевые тучи и дождь, снеговые тучи и снег) [39; 43; 45; 46; 50];

- пассивный «антипод», обусловленный переотражениями от подстилающей поверхности сигнала, отраженного от маловысотной цели; этот «антипод» необходимо отнести к сигналоподобным помехам;

- «ангелы», представляющие собой отражения от объемных неоднородностей ограниченных размеров, соответствующих типовым размерам разрешаемого объема РЛС обзора.

Необходимо отметить, что из-за специфики диаграмм обратного рассеяния входных и выходных устройств турбореактивных двигательных установок (воздухозаборника и сопла) в пассивном «антиподе» снижена «вторичная» модуляция, обусловленная отражениями от вращающихся элементов двигательных установок. Однако это не относится к винтовым летательным аппаратам (винтовым самолетам, вертолетам и винтовым БЛА).

Можно полагать, что изменения при полете ЛА отражательных свойств облучаемой поверхности (земля с изрезанным рельефом и водная поверхность при волнении) будут приводить к расширению спектра и амплитудно-фазовым флуктуациям пассивного «антипода». Этот «антипод» имеет увеличенную временную задержку по сравнению с сигналом, отраженным от цели, то есть располагается после сигнала, отраженного от цели.

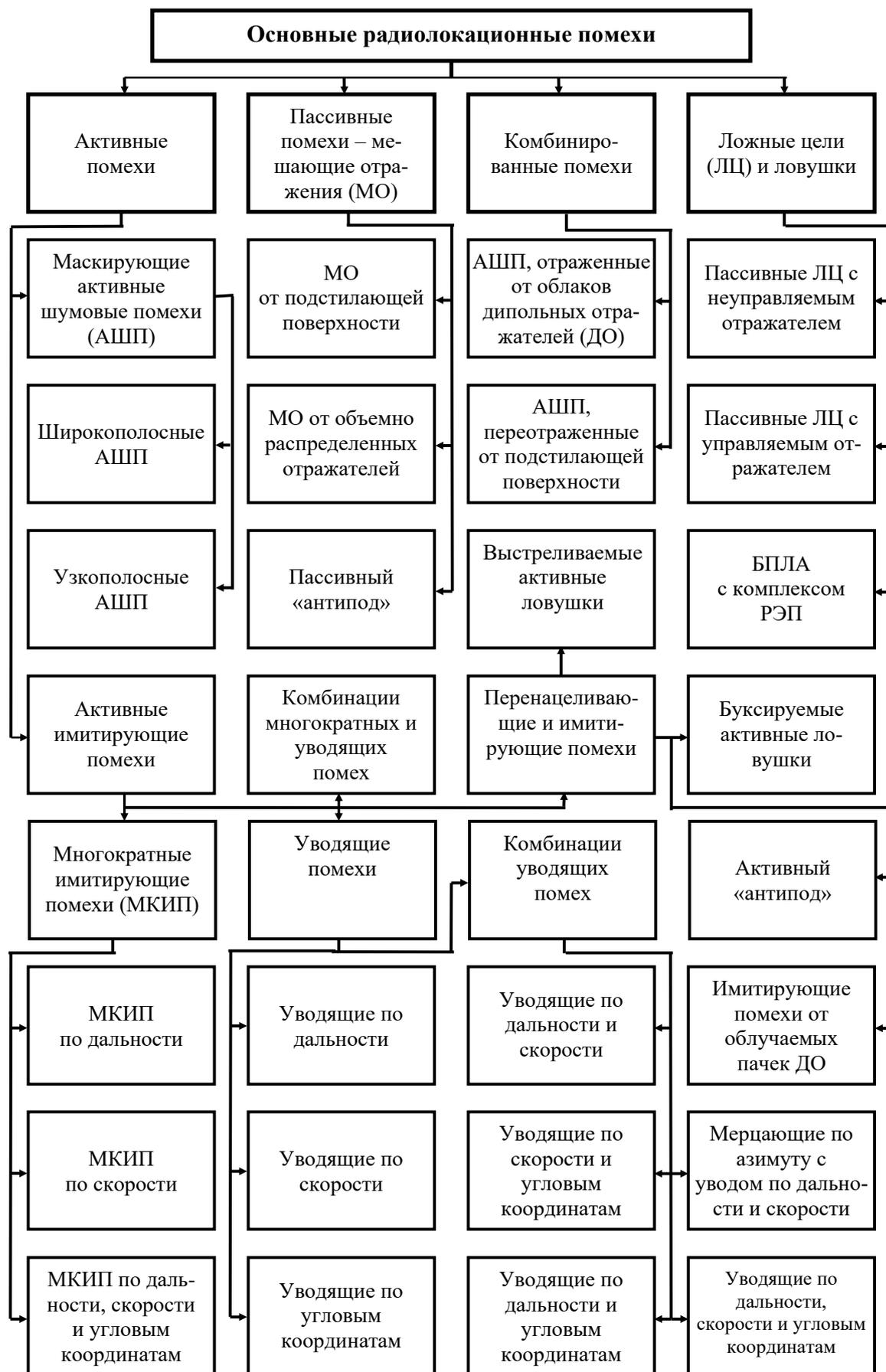


Рис. 2.2. Классификация основных радиолокационных помех

Активные помехи можно разделить на две основные группы:

- маскирующие шумовые помехи (АШП), подразделяющиеся на широкополосные АШП (заградительные) и узкополосные АШП (прицельные и «доплеровский» шум);

- имитирующие помехи.

Воздействие *маскирующих* АШП на РЛС приводит к уменьшению отношения сигнал/помеха и, как следствие, к снижению дальности обнаружения, а также к уменьшению крутизны дискриминационных характеристик измерителей. Последнее вызывает рост флуктуационных ошибок и вероятности срыва сопровождения. Воздействие АШП на станцию наведения ракет (СНР) может исключить переход СНР из режима поиска в режим сопровождения, а при состоявшемся переходе увеличить ошибки сопровождения и привести к срыву сопровождения [11; 29; 53; 54; 66; 82; 96].

В настоящее время разработано и внедрено в РЛС большое разнообразие автокомпенсаторов, которые вполне успешно борются с традиционными непрерывными АШП, имеющими сравнительно стационарные параметры. Для повышения эффективности подавления импульсно-доплеровских РЛС противник часто использует прерывистые (нестационарные) АШП [96]. В современных системах РЭП, имеющих управление ресурсами и подавляющих РЛС с разделением по времени и пространству, формируются именно прерывистые АШП в виде модулированного дезинформирующим сигналом так называемого «разумного шума» («*smart noise*») [10; 14–21]. Этот шум генерируется периодически таким образом, чтобы импульс шума «накрывал» только отраженный от цели сигнал. Попутно необходимо отметить, что этот подход к формированию АШП снижает воздействие такой помехи на работу своих РЛС.

Имитирующие, или сигналоподобные, помехи делятся на следующие основные подгруппы: многократные имитирующие помехи (МКИП) по дальности, скорости (доплеровской частоте) и дальности-скорости; имитирующие помехи, уводящие по различным координатам; комбинации многократных имитирующих и уводящих помех; перенацеливающие имитирующие помехи [39; 44; 53; 54; 82; 96].

Имитирующие уводящие помехи используются для подавления СНР и могут быть разделены на следующие типы: уводящие по дальности; уводящие по скорости; уводящие по угловым координатам; комбинации уводящих помех по дальности, скорости и угловым координатам [11; 53; 54; 96].

Перенацеливающие активные имитирующие помехи включают в себя:

- активный «антипод», обеспечивающий перенацеливание СНР или головки самонаведения (ГСН) ракеты на земную поверхность или облако дипольных отражателей;

- имитирующие помехи от облучаемых пачек дипольных отражателей, выбрасываемых с летательного аппарата в заднюю полусферу;

- имитирующие помехи с выстреливаемых вперед или буксируемых ловушек [18; 19; 30; 82; 96].

Комбинированные маскирующие помехи можно разделить на два типа:

- активные шумовые помехи, переотраженные от облака дипольных отражателей;
- активные шумовые помехи, переотраженные от поверхности.

Ложные цели и ловушки можно разделить на четыре типа:

- буксируемые активные радиолокационные ловушки, работающие автономно по командам с борта ЛА или совместно (когерентно) с бортовой системой РЭП;
- выстреливаемые активные радиолокационные ловушки (*Towed Decoy*), представляющие собой компактные радиоизлучающие системы и излучающие имитированный сигнал для атакующей ракеты;
- пассивные ложные цели;
- активно-пассивные ложные цели.

Наиболее опасными для современных СНР являются активные имитирующие помехи, *формируемые современными станциями РЭП с борта ЛА, активными радиолокационными ловушками и ложными целями на базе беспилотных летательных аппаратов.*

Современными наиболее распространенными **станциями РЭП авиации США** являются такие станции, как *ALQ-131, ALQ-135, ALQ-165 и ALQ-184*. Станции постоянно модернизируются, сохраняя свое обозначение с дополнительным индексом и благодаря появлению на рубеже 80-х гг. устройств цифрового запоминания и воспроизведения радиосигналов, или цифровой радиочастотной памяти *DRFM (Digital Radio Frequency Memory)*, способны обеспечивать возможность эффективного подавления всех видов когерентных РЛС, включая импульсно-доплеровские и со сжатием импульса, и осуществлять одновременный коррелированный ввод в радиолокационные устройства обработки дезинформации как по дальности, так и по скорости цели. При этом обеспечивается формирование практически идеальных ложных целей. С разработкой устройств цифрового запоминания частоты число видов дезинформирующих радиопомех существенно увеличилось.

К распространенным **выстреливаемым активным радиолокационным ловушкам** относятся [18; 19; 82] *GEN-X (GENeric eXpendable)* и *STRAP (Straight Through Repeater Antenna Program)*. Такие ловушки выстреливаются из существовавших ранее автоматов отстрела пиропатронов с упаковками дипольных отражателей типа *AN/ALR-39* или *AN/ALE-47*. Ловушка перед выстреливанием или в полете программируется обнаружительным приемником системы РЭП на определенную частоту и работает как ретранслятор (ответчик), формируя ответные сигналы для ракет с ГСН. Ловушки имеют широкую диаграмму направленности антенн и широкополосный тракт приема и излучения, охватывающий дециметровые и сантиметровые длины волн. После выстреливания начинается поиск сигналов в предварительно установленных частотных диапазонах и после обнаружения и идентификации первоочередного сигнала угрозы начинается излучение имитированного сигнала для атакующей ракеты.

К распространенным **буксируемым активным радиолокационным ловушкам** относятся *Ariel*, разработанная в Великобритании, а также *ALE-50* и *ALE-55*, разработанные в США. Принципиальное отличие постановки помех с помощью буксируемых ловушек заключается в переходе от прежней совмещенной системы РЭП к распределенной, в которой источник имитирующей помехи и самолет, отражающий сигнал, оказываются разнесенными, причем – на конечном этапе наведения – за пределы углового разрешения ГСН или РЛС.

Наиболее совершенный вариант ловушки второго поколения *FOTD (Fiber-Optic Towed Decoy)*, примером которой является *ALE-55*, имеет оптоволоконный буксировочный трос-кабель для передачи с самолета на ловушку электропитания и сигналов, формируемых станцией РЭП и передаваемых на радиочастоте с разнообразными видами помеховой модуляции по широкополосному оптоволоконному кабелю. Эта ловушка работает в режиме ретранслятора, генератора нескольких видов шумовых помех, а также в режиме формирования усовершенствованных помех активному, полуактивному, командному по линии визирования и моноимпульсному радиолокационному наведению, а также самонаведению на источник помех. Использование *FOTD* предполагает наличие на самолете аппаратуры формирования помех различных видов – с вводом шумов, ложных целей по дальности, скорости, угловому положению в различных сочетаниях.

К наиболее эффективным средствам РЭБ относятся и **ложные цели на базе БЛА**, среди которых можно выделить *ADM-160 MALD (Miniature Air-Launched Decoy)*, *ADM-141 TALD (Tactical Air-Launched Decoy)* и *ITALD*, производимые в США, а также *Delilah* и *Samson*, производимые в Израиле. Основное назначение этих БЛА состоит в активизации систем ПВО противника для определения их месторасположения и последующего поражения высокоскоростными ПРР, провоцировании пусков зенитных и авиационных ракет по БЛА и насыщении системы ПВО ложными целями. Бортовая аппаратура БЛА обеспечивает многократное переизлучение облучающих ее радиолокационных сигналов в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах радиоволн. Имитирующие сигналы усиливаются до величины, соответствующей ЭОП имитируемого ЛА, с учетом диапазона работы РЛС и дальности до нее, и им придаются некоторые характерные признаки цели. Программируется имитация целей наиболее распространенных типов из классов истребителей, бомбардировщиков и крылатых ракет, а также летательных аппаратов, разработанных по технологии «Стелс», с их особым слабым, замирающим и пропадающим сигналом, возрастающим на более длинных волнах. Параметры полетного задания, включая скорость, маневры, профили полета и выброса дипольных отражателей, записываются в автопилот до запуска.

Исходя из приведенных данных можно констатировать, что главными **интеллектуальными элементами** современных систем РЭП, определяющими успешное подавление РЛС, являются:

- приемники РТР групповых средств РЭБ, выполняющие информационное обеспечение согласованных действий по радиоэлектронному подавлению;

- обнаружительные приемники систем индивидуальной защиты летательных аппаратов, превратившихся благодаря техническому прогрессу в приемники РТР.

2.4.3. Разработка программы обеспечения помехозащищенности радиолокационных комплексов

В процессе разработки РЛК в нем должны быть предусмотрены эффективные меры обеспечения помехозащищенности. При этом непреднамеренные помехи как от своих РЭС, так и от РЭС противника также являются составной частью электромагнитной обстановки и должны приниматься в расчет группой специалистов по обеспечению ПЗ.

В обеспечении помехозащищенности РЛК наиболее важную роль играют:

- группа аналитиков РЭП и ПЗ, входящая в состав организации Заказчика;
- группа специалистов по ПЗ, входящая в состав группы системного проектирования организации Разработчика. В эту группу специалистов должны входить и специалисты в области РЭП, что обеспечит дискуссионность в принятии решений по ПЗ.

При разработке некоторые технические средства обеспечения помехозащищенности РЛС можно реализовать и частично испытать отдельно (например, обнаружитель помеховых излучений или многоканальную приемную систему с компенсацией помех и цифровым диаграммообразованием). Однако окончательное введение таких средств помехозащиты в РЛС необходимо осуществлять под непосредственным контролем группы системного проектирования РСВ.

Группа системного проектирования осуществляет *руководство программой* обеспечения помехозащищенности в процессе конструирования и разработки нового или модернизации существующего РЛК следующим образом.

Во-первых, на начальном этапе разработки программы помехозащиты необходима *разработка реальной модели* сигнально-помеховой обстановки. Эта модель должна быть достаточно детальна и содержать следующие сведения:

- спектральная плотность мощности активных шумовых помех;
- приемы создания активных имитирующих помех;
- характеристики радиолокационных и оптико-электронных ложных целей и ловушек;
- удельная плотность объемно распределенных дипольных отражателей;
- спектральная плотность мощности передатчиков помех одноразового использования;
- возможности самонаводящегося по радиоизлучению оружия;
- методы сбора противником данных о РЛС;
- тактика и приемы РЭП.

Модель сигнально-помеховой обстановки может быть представлена как часть общей модели функционирования РЛК и должна быть изложена таким образом, чтобы ее могли понять инженеры-конструкторы.

Такая модель, как правило, разрабатывается группой аналитиков РЭП и обеспечения ПЗ.

Во-вторых, аналитики по РЭП и ПЗ получают задание провести *правильную оценку разрабатываемой РСВ на устойчивость к воздействию помех*. Сложность, возможные большие сроки и высокая стоимость этой работы связаны с тем, что отсутствует полная информация о характеристиках и принципах функционирования средств помех. При этом перед группой аналитиков по РЭП и ПЗ стоит задача *подробного изучения разрабатываемой РСВ с последующим анализом каждого компонента с точки зрения уязвимости к РЭП и возможных усовершенствований* по обеспечению помехозащищенности. Эта группа специалистов не входит в состав группы системного проектирования и подчиняется непосредственно Заказчику системы. Группа должна быть объективной и излагать свои выводы относительно помехозащищенности системы без жесткого давления относительно стоимости и сроков разработки.

После получения выводов группы аналитиков РЭП и ПЗ руководитель разработки в соответствии с выделенной суммой и оговоренными сроками разработки должен принять решение о включении специальных рекомендаций по обеспечению помехозащищенности в проектируемую РСВ.

При комплексном анализе группе аналитиков РЭП и ПЗ могут потребоваться значительные сроки на исследование процессов функционирования всей системы. Анализ должен быть глубоким и охватывать следующие компоненты РСВ:

- РЛС обнаружения;
- РЛС точного измерения координат и управления оружием;
- система опознавания «свой – чужой»;
- радиоэлектронные средства управляемых ракет;
- система связи;
- способы применения РЛК.

В-третьих, в рамках выполнения проекта проблема обеспечения помехозащищенности стоит на первом месте даже при нехватке времени и финансовых средств. Одним из путей обновления этой проблемы является *периодическое проведение семинаров по ПЗ и РЭП* при соблюдении полной конфиденциальности. В этих семинарах должны принимать участие все ведущие организации, связанные с проектом.

В-четвертых, должны быть составлены *подробные планы и методики испытаний РЛК на помехозащищенность*, которые включают полные требования по помехозащищенности от РЭП на период с момента принятия системы на вооружение до конца ее эксплуатации. Планы испытаний должны включать в себя моделирование на ЭВМ всей системы и ее элементов в помеховой обстановке, проведение лабораторных испытаний, проведение натурных испытаний. Получаемые на каждой стадии испытаний результаты используются на последующих стадиях, что позволяет сократить объем испытаний, особенно на заключительных этапах. Это весьма важно, так как стоимость этапов по мере продвижения к натурным испытаниям возрастает.

Высокую стоимость и сложность будет иметь аппаратура постановки помех, особенно учитывающая перспективы развития интеллектуальных имитирующих помех (уводящих и многократных по различным координатам и параметрам). *Это указывает на роль адекватных практике аналитических методов исследований, которые позволяют экономить время и средства, выделенные на разработку.*

2.4.4. Основные традиционные способы и направления обеспечения помехозащищенности при разработке РЛС ПВО

2.4.4.1. Краткая характеристика традиционных направлений обеспечения помехозащищенности

При разработке РЛС, функционирующих в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, должны быть использованы функциональные элементы *с более высокими техническими характеристиками*, чем это требуется для работы РЛС при отсутствии преднамеренных помех. Традиционными примерами функциональных элементов с улучшенными техническими характеристиками являются:

- антенны РЛС обзора и сопровождения с низким уровнем боковых лепестков ДНА, снижающим возможности противника по разведке РЛС и постановке прицельных активных помех;
- антенна РЛС сопровождения с низким уровнем диаграммы направленности на кросс-поляризации, что обеспечивает снижение восприимчивости к кросс-поляризационным помехам;
- передающие устройства с высокой когерентностью, которая обеспечивает более точную спектральную селекцию, что затрудняет или снижает эффективность применения противником прицельных помех, а также повышает эффективность когерентной компенсации мешающих отражений;
- приемные устройства с большим динамическим диапазоном как аналоговой, так и цифровой части на всех этапах обработки (внутрипериодной обработки, когерентной компенсации мешающих отражений, когерентного междупериодного накопления).

Традиционные способы защиты РЛС от *мешающих отражений* включают:

- когерентную компенсацию мешающих отражений (КК МО) от подстилающей поверхности;
- КК МО от облаков гидрометеоров и дипольных отражателей;
- снижение уровня боковых лепестков ДНА, обеспечивающее уменьшение МО, принимаемых по боковым лепесткам ДНА при использовании непрерывного или квазинепрерывного зондирующего сигналов.

Традиционные способы защиты РЛС от *активных шумовых помех* включают:

- автоматическую когерентную компенсацию АШП в многоканальных приемных системах с адаптацией к параметрам помех и направлению прихода;

- быструю перестройку несущей частоты зондирующего сигнала;
- использование многочастотных зондирующих сигналов.

Кроме того, традиционно используются:

- автоматическая регулировка усиления (АРУ), обеспечивающая большой динамический диапазон работы приемника и препятствующая его перегрузке от сигналов близко расположенных целей и мощных помех;
- быстродействующая АРУ, позволяющая снизить влияние помех естественного происхождения, например, от облаков гидрометеоров, местных предметов или импульсных помех большой длительности;
- частотный разнос радиоэлектронных средств в РСВ, снижающий возможность непреднамеренных помех от близко расположенных РЭС.

2.4.4.2. Перечень традиционных направлений обеспечения помехозащищенности

Разработчик РЛС должен уделять большое внимание обеспечению помехозащищенности на всех стадиях разработки. Основными направлениями *обеспечения помехозащищенности* являются:

- использование антенн с низким уровнем боковых лепестков и низким уровнем ДНА на кроссовой поляризации;
- быстрая перестройка частоты зондирующего сигнала и большой частотный разнос литер;
- высокий энергопотенциал при низком уровне импульсной (пиковой) мощности, достигаемый путем использования когерентной последовательности широкополосных зондирующих сигналов, обеспечения длительного времени наблюдения и высокого коэффициента направленного действия (КНД) антенны;
- использование методов мгновенного сравнения в измерителях угловых координат;
- использование специальных мер защиты от помех (автокомпенсаторы активных и пассивных помех, карта местных предметов и мешающих отражений и др.);
- распознавание и селекция ложных целей и имитирующих помех;
- выбор типа и параметров зондирующего сигнала, которые затрудняют его использование противником для постановки помех;
- применение ложных дезинформирующих излучений по боковым лепесткам ДНА, которые не требуют высокой энергетики (сложности дополнительного передатчика и антенны) и заставляют противника расширять спектр шумовых помех и делить мощность имитирующих помех, ставящихся по боковым лепесткам основной антенны;
- быстрое реагирование на новые способы радиоэлектронного подавления, появляющиеся у противника;
- использование методов пассивной локации и внедрение в состав РЛС пассивной системы радиотехнической разведки;

- адаптация РЛС к помеховой обстановке на основе ее анализа в реальном масштабе времени;
- комплексное обеспечение скрытности РЛС;
- комплексное использование средств помехозащиты системы радиолокаторов;
- межпозиционная обработка сигналов и информации о целях и постановщиках помех, передаваемых по линиям связи от других радиолокаторов многопозиционной системы;
- подготовка руководящих документов для расчетов по приемам обеспечения помехозащищенности РЛС.

Таким образом, *основными вопросами при выборе структуры и параметров РЛС*, способной максимально противостоять радиоэлектронному подавлению, являются:

- выбор типа, пространственно-поляризационных (антенная система) и временных параметров зондирующего сигнала, обеспечивающих требуемую (необязательно максимальную с высокими затратами) скрытность и помехоустойчивость РЛС в условиях прогнозируемой сигнально-помеховой обстановки;
- выбор наиболее эффективных способов пространственно-поляризационной обработки, реализуемой в многоканальной приемной системе;
- выбор наиболее приемлемых спектрально-временных способов обработки сигналов в приемном устройстве, обеспечивающих защиту от помех с различными спектрально-временными структурами;
- выбор способа распознавания ложных целей и селекции имитирующих помех, выбор параметров пространственно-временной структуры зондирующего сигнала для реализации распознавания целей и селекции помех;
- многопозиционность радиолокационной системы, например, использование информации от других РЛС путем включения РЛС в пространственно-разнесенную систему.

Рассмотренные способы защиты являются традиционными. Однако динамика развития средств РЭП требует новых подходов, некоторые из которых существенно меняют представление о требуемом облике современной РЛС. Именно современной РЛС, а не перспективной, так как время для реализации «перспективы» наступило уже два десятилетия назад.

2.4.5. Классификация способов обеспечения помехозащищенности РЛС различного назначения

Способы обеспечения помехозащищенности можно *классифицировать по назначению РЛС* и разделить их на следующие группы:

- способы обеспечения ПЗ в РЛС обнаружения;
- способы обеспечения ПЗ в РЛС точного измерения координат;

- способы обеспечения ПЗ в радиоэлектронных системах наведения управляемых ракет.

Кроме того, в отмеченных группах **способы** обеспечения ПЗ **можно классифицировать по следующим признакам:**

- способы обеспечения скрытности и помехоустойчивости, связанные с использованием типа и закона модуляции зондирующего сигнала, с законом изменения несущей частоты зондирующего сигнала (радиопередающее устройство) и снижением уровня бокового излучения на передачу (антенна);

- способы обеспечения ПЗ, связанные с обработкой пространственной и поляризационной структур сигнала и помехи (антенная система);

- способы обеспечения ПЗ, связанные с обработкой спектрально-временной структуры сигналов и помех (системы внутрипериодной и междупериодной обработки, системы распознавания и селекции);

- способы обеспечения ПЗ, связанные с фильтрацией измеряемых координат и параметров движения (измерители координат и параметров движения);

- способы обеспечения скрытности и помехоустойчивости, связанные с использованием дополнительных приемно-передающих каналов в другом частотном диапазоне и с другим зондирующим сигналом (в частности, это может быть совокупность взаимосвязанных РЛС в рамках радиолокационной системы).

Кратко рассмотрим **пути обеспечения помехозащищенности, основные организационные и технические способы их реализации.**

1. *Повышение отношения сигнал/помеха на входе приемника*, которое достигается:

- использованием режима «прожигания» в виде значительного повышения энергетика зондирующего сигнала (имеет ряд существенных недостатков);

- частотным разносом зондирующих сигналов для принуждения противника расширить ширину спектра шумовой помехи;

- оптимальным управлением мощностью передатчика в режимах обзора и сопровождения.

2. *Селекция полезного сигнала*, предотвращающая попадание помех в приемное устройство, которая достигается:

- пространственной селекцией;

- регулировкой поляризации на передачу и прием;

- автоматическим анализом помеховой обстановки с определением «окон прозрачности» в помехах и соответствующей перестройкой частоты зондирующего сигнала;

- обращением к сопровождаемой цели со случайным периодом;

- сопровождением цели по переднему (заднему) фронту отраженного сигнала;

- использованием в измерителях дополнительных каналов сопровождения отделяющихся целей.

3. *Предотвращение перегрузки приемника помехами*, которое достигается:

- шумовой и временной автоматической регулировкой усиления (ШАРУ и ВАРУ соответственно), которые обеспечивают также стабилизацию уровня ложных тревог;
- использованием быстродействующей автоматической регулировки усиления для подавления протяженных помех;
- использованием антенн с низким уровнем боковых лепестков;
- использованием приемника с логарифмической характеристикой.

4. *Выделение сигналов на фоне помех*, попавших в приемное устройство, которое достигается:

- использованием оптимальных устройств внутрипериодной и междупериодной обработки, согласованных с параметрами зондирующего сигнала и помех;
- использованием схемы «широкополосный усилитель – ограничитель – узкополосный усилитель» (ШОУ);
- применением межобзорной обработки;
- использованием в измерителях угловых координат методов мгновенного сравнения.

5. *Использование сигналов преднамеренных помех в качестве полезного сигнала*, которое достигается:

- измерением координат цели-постановщика пассивными методами;
- использованием помехи в качестве опорного сигнала при корреляционной обработке в когерентных пассивных многопозиционных системах.

6. *Радиолокационное распознавание помех* по спектральным, временным и поляризационным признакам.

7. *Повышение помехозащищенности за счет творческого участия подготовленного человека-оператора* на всех этапах функционирования с обеспечением индикации дополнительной информации (ошибки наведения по угловым координатам, доплеровской частоте, параметры помеховой обстановки и др.) для принятия решений.

8. *Маскировка зондирующего сигнала* специальными шумовыми и дезинформирующими помехами (контррадиоэлектронное подавление устройств обнаружения и принятия решений в бортовых средствах РЭП).

2.4.6. Современный взгляд на помехозащиту РЛС

Очевидно, что за последние десятилетия средства и методы радиоэлектронного подавления поднялись на качественно новый уровень. Разрозненное использование существующих средств и методов обеспечения ПЗ, иногда приводящее даже к противоположным эффектам (например, наращивание пиковой мощности зондирующего сигнала для обеспечения «прожигания» активных шумовых помех), не позволяет противостоять комплексному применению помех. Именно поэтому еще в конце XX века возникла необходимость разработки *новой концепции защиты РЛС* и методологии решения проблемы защиты РЛС от со-

временных организованных помех, основой которых является активная нейтрализация средств РЭБ противника. *Системный подход к решению проблемы защиты РЛС от помех* определяет сочетания и организацию взаимодействия существующих и новых методов защиты, а также общие требования к используемым сигналам и параметрам устройств РЛС.

В соответствии с принципиально новой концепцией РЭБ развитых государств, примером которой может служить концепция РЭБ Вооруженных сил США, должна измениться и концепция защиты РЛС.

2.5. Обобщенная структурная схема основной радиолокационной системы

Обобщенная структурная схема типового современного РЛК представлена на рис. 2.1. В его состав входит *основная активно-пассивная радиолокационная система*, включающая активную РЛС и дополнительную пассивную систему радиотехнической разведки.

Далее рассматриваются вопросы системного проектирования *только применительно к активной РЛС.*

Обобщенная структурная схема основной активной РЛС представлена на рис. 2.3.

Радиопередающее устройство формирует зондирующий сигнал, который излучается антенной системой в пространство. Антенная система РЛС, как правило, включает основную антенную систему и дополнительную антенную систему, предназначенную для приема мешающих излучений $h(t)$. С использованием автокомпенсатора мешающих излучений или многоканальной приемной системы (МПС) с компенсацией помех и цифровым диаграммообразованием осуществляется автоматическая когерентная компенсация шумовых помех и мешающих излучений других видов, принимаемых боковыми лепесткам диаграммы направленности основной антенной системы. Варианты построения многоканальных приемных систем РЛС различных типов изложены в разд. 6.

Работа РЛС предполагается в условиях присутствия сложных интеллектуальных помех. Поэтому современная РЛС должна содержать систему помехозащиты, состоящую в типовом случае из устройства управления защитой от помех обнаружителя, автокомпенсатора помех или многоканальной антенной системы с компенсацией помех и элементов помехозащиты, реализованных в устройствах внутрипериодной обработки, когерентной компенсации мешающих отражений, измерителях координат и т. д. Такое деление имеет относительную условность, которая связана со сложностью подробного описания укрупненной обобщенной структуры РЛС. Элементы помехозащиты могут быть рассредоточены по всей структуре приема-передающего тракта РЛС.

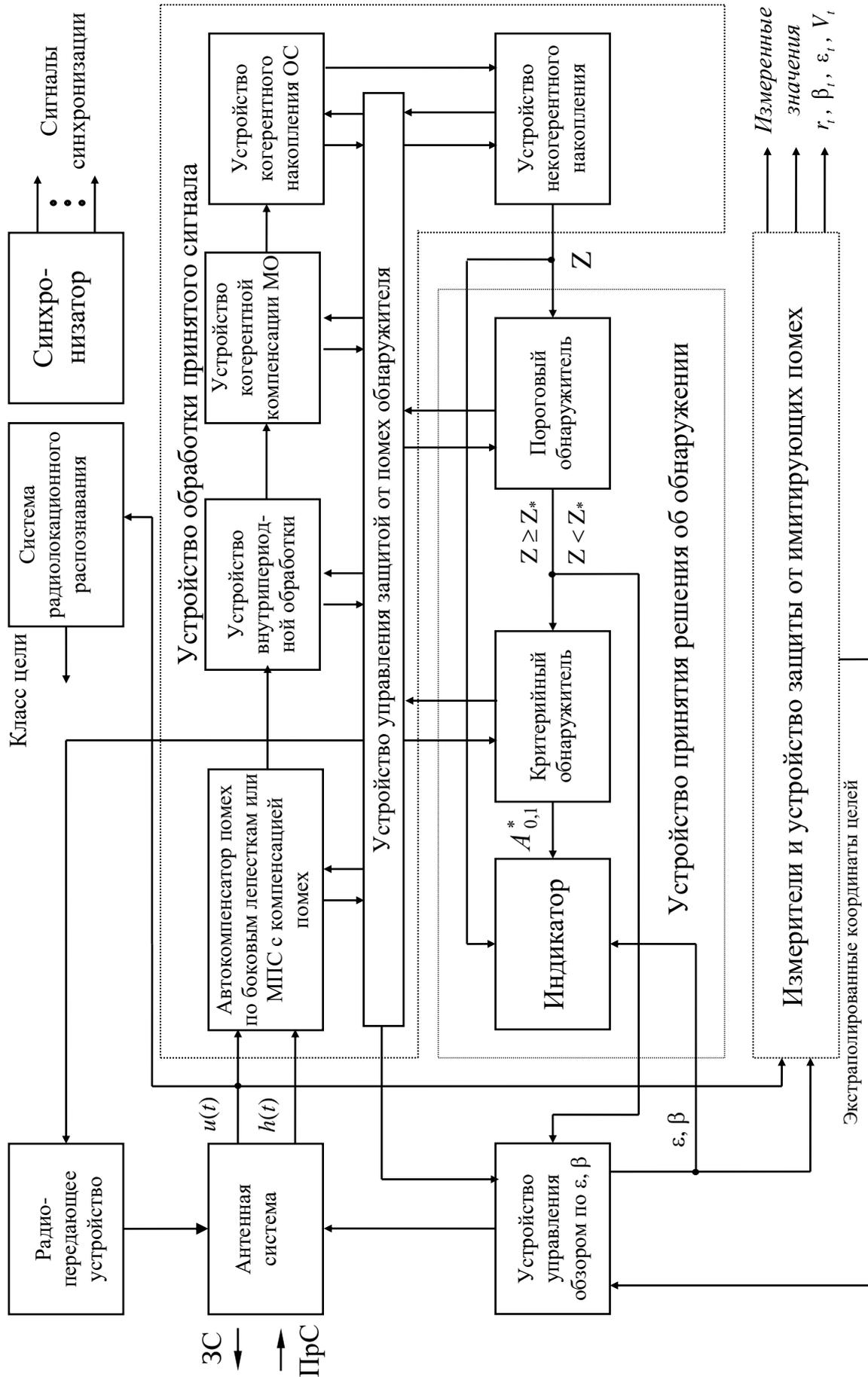


Рис. 2.3. Обобщенная структурная схема основной активной РЛС

В РЛС осуществляется корреляционная, фильтровая, узкополосно-фильтровая или корреляционно-фильтровая обработка принятого сигнала. Обработка сигнала включает в себя внутрипериодную обработку (ВПО), а также междупериодную обработку – когерентную компенсацию мешающих отражений (ККМО), когерентное накопление отраженного сигнала (КН ОС) и некогерентное накопление (НН) принятого сигнала.

На этапе обнаружения цели сигнал с выхода устройства обработки Z поступает на индикатор или на автоматическое устройство принятия решения об обнаружении, которое может включать в себя пороговый обнаружитель (формирователь порога и пороговое устройство) и критерийный обнаружитель. Заметим, что при автоматическом обнаружении на экране индикатора уже высвечивается принятое решение (A_1^*), а при неавтоматическом обнаружении решение об обнаружении принимается оператором путем визуальной оценки сигналов на индикаторном устройстве. В последнем случае некогерентное накопление принятого сигнала осуществляется в системе «оператор – индикатор» (идентификация формы флуктуирующих отметок).

При реализации адаптивного обзора пространства с двухпороговым обнаружением решение о превышении порога на первом этапе обнаружения поступает на устройство управления обзором по угловым координатами и приводит к остановке обзора по угловым координатам для проведения второго этапа обнаружения.

Измерение угловых координат, дальности и радиальной скорости осуществляется набором измерителей. Для реализации автоматического сопровождения целей по угловым координатам экстраполированные значения угловых координат на момент очередного обращения к соответствующей цели поступают на устройство управления обзором по угловым координатам для соответствующей установки ДНА (например, путем установки соответствующего фазового распределения на раскрыве антенны). Координаты текущего положения главного лепестка диаграммы направленности основной антенной системы поступают на индикатор для формирования развертки и на измерители угловых координат.

Необходимо заметить, что некоторые из элементов устройств обработки и принятия решения могут отсутствовать или видоизменяться в конкретных вариантах реализации РЛС различного функционального назначения.

3. ВЫБОР ТИПА И ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ

3.1. Выбор типа зондирующего сигнала в решении задач обнаружения и измерения координат

Выбор типа зондирующего сигнала (ЗС) является сложной задачей [44]. При ее решении учитываются основные требуемые тактические характеристики и назначение РЛС, а также помеховая обстановка, в которой работает РЛС. Активные исследования зондирующих сигналов были проведены во второй половине XX века [31; 32; 33; 56; 65; 85; 86; 91].

В общем случае ЗС могут быть одиночными или последовательностями. Наиболее предпочтительными с точки зрения обеспечения наибольшего отношения сигнал/помеха в условиях действия активных и пассивных помех являются *когерентные последовательности зондирующих сигналов*, которые могут быть трех типов:

- *импульсный зондирующий сигнал* ($T_r \gg T_0$);

- *квазинепрерывный зондирующий сигнал* ($T_r > T_0$, скважность $q = \frac{T_r}{T_0}$

находится в диапазоне единицы – десятки);

- *непрерывный фазоманипулированный или частотно-модулированный зондирующий сигнал*.

Кроме того, преимуществами в ряде случаев обладает *монохроматический зондирующий сигнал*.

Важно отметить, что наиболее полными преимуществами обладают *комбинированные зондирующие сигналы*, являющиеся сочетаниями отмеченных сигналов. Например, могут использоваться такие комбинации, как квазинепрерывный и импульсный или монохроматический и фазоманипулированный (частотно-модулированный) непрерывный зондирующие сигналы. *Преимуществом комбинированных зондирующих сигналов* является сочетание достоинств соответствующих ЗС в комбинации. Кроме того, большим достоинством использования комбинированных сигналов является минимизация аппаратных затрат на обработку принятого сигнала благодаря последовательному использованию сигналов комбинации – вначале реализуется этап обнаружения цели с использованием сигнала, обеспечивающего наибольшую помехозащищенность, с оценкой некоторых параметров (например, доплеровской частоты), а на втором этапе осуществляется окончательное определение координат. *Недостатком комбинированных ЗС* является неизбежное увеличение времени анализа разрешаемого объема и, соответственно, времени обзора пространства (как правило, в два и более раза).

Наибольшее влияние *на выбор типа зондирующего сигнала* оказывают такие *тактические характеристики РЛС*, как:

- требования по защите от мешающих отражений, создаваемых подстилающей поверхностью и облаками дипольных отражателей или гидрометеоров (дождь, снег, град и т. д.);
- требования по защите от активных шумовых и имитирующих помех, в основе выполнения которых лежат скрытность и помехоустойчивость РЛС;
- вид и параметры зоны обзора, а также время обзора, которые в совокупности определяют время наблюдения T_H цели в элементе разрешения.

При рассмотрении этого вопроса разделим РЛС на две группы [44].

Первая группа – РЛС с высокой помехоустойчивостью в отношении активных помех и мешающих отражений, которыми являются РЛС, работающие в условиях интенсивных мешающих отражений как от подстилающей поверхности (при работе по низколетящим целям), так и от облаков дипольных отражателей или гидрометеоров:

- РЛС точного измерения координат и управления оружием (РЛС ТИК);
- специализированные РЛС обнаружения низколетящих целей (РЛС НЛЦ).

В силу известной специфики в этих РЛС не стоит остро задача одновременного однозначного измерения дальности по большому количеству целей при обнаружении в требуемой зоне обзора, которая представляет собой ограниченный сектор допоиска (РЛС ТИК) или круговой сектор (РЛС НЛЦ).

Вторая группа – РЛС обнаружения целей средней и большой дальности с однозначным измерением дальности (РЛС ОСД и РЛС ОБД соответственно) в многоцелевой ситуации, когда одновременно в главном лепестке ДНА может быть несколько целей. В таких РЛС требования по помехоустойчивости в отношении мешающих отражений стоят на втором плане по сравнению с функциональным требованием однозначного измерения дальности. Проблема защиты от активных шумовых помех в таких РЛС может решаться, например:

- использованием многочастотного зондирующего сигнала, заставляющего противника распределять мощность АШП в широком частотном диапазоне и, соответственно, уменьшать спектральную плотность мощности АШП;
- использованием быстрой (поимпульсной) перестройки частоты в сочетании с некогерентным накоплением или критерийной обработкой;
- обеспечением низкого уровня боковых лепестков диаграммы направленности антенны;
- применением многоканальных приемных систем с адаптивной компенсацией помех;
- повышением скрытности РЛС путем использования когерентных последовательностей широкополосных зондирующих сигналов с малой импульсной мощностью.

С позиции такой классификации по помехозащищенности проведем *сопоставительный анализ остатков мешающих отражений на выходе устройства когерентной компенсации* для РЛС этих двух групп при использовании

различных типов зондирующих сигналов, и на основании этого анализа проведем выбор типа зондирующего сигнала для РЛС двух групп.

3.1.1. Выбор типа зондирующего сигнала в РЛС с высокой помехозащищенностью от пассивных помех

Мешающие отражения, принимаемые по основному и боковым лепесткам ДНА, могут быть двух основных видов:

- мешающие отражения от поверхностно распределенных отражателей (от подстилающей поверхности);
- мешающие отражения от объемно распределенных отражателей (от облаков дипольных отражателей или гидрометеоров).

Кроме того, на практике часто встречаются сигналоподобные отражения (ангел-эхо) от оптически ненаблюдаемых объектов.

Мешающие отражения *от подстилающей поверхности* существуют (рис. 3.1) в пределах дальности от РЛС до точки радиогоризонта, которая при нормальной рефракции находится на дальности

$$r_{rg} = 4,12 \cdot \sqrt{h_a - h_{rast}}, [\text{М}], [\text{км}], \quad (3.1)$$

где h_a – высота подъема центра антенны над поверхностью земли; h_{rast} – высота рельефа участка местности и расположенной на ней растительности (трава, кустарник, лес) в точке радиогоризонта (на дальности r_{rg}) относительно высоты земли в точке установки РЛС.

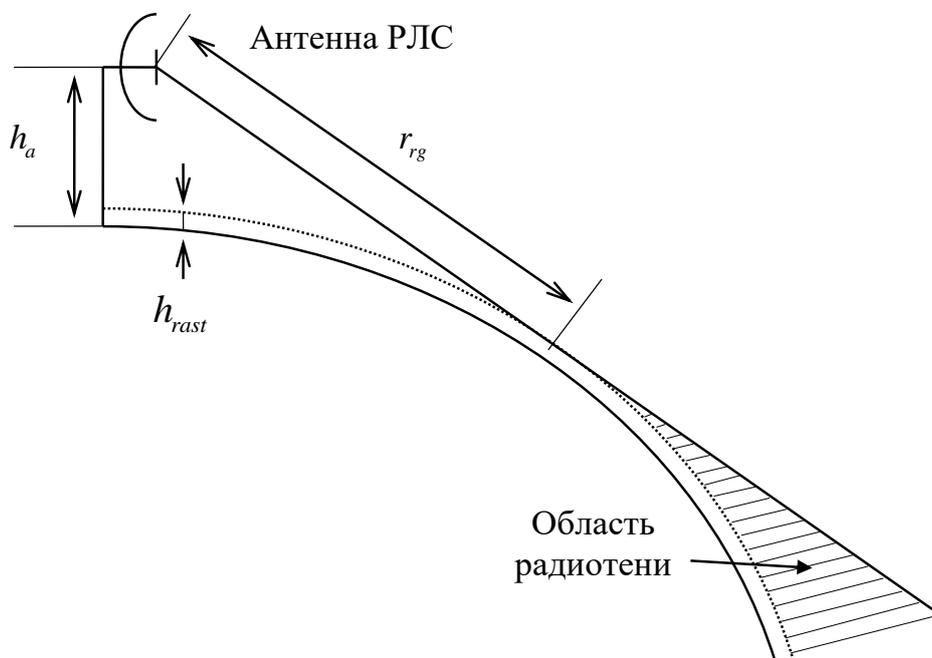


Рис. 3.1. Пояснение к определению максимальной дальности приема мешающих отражений от подстилающей поверхности

При обнаружении низколетящих целей наиболее интенсивными будут мешающие отражения от подстилающей поверхности, принимаемые по главному и боковым лепесткам ДНА. Определим ближнюю границу приема мешающих отражений $r_{S.min.gl}$ по главному лепестку ДНА с использованием рис. 3.2.

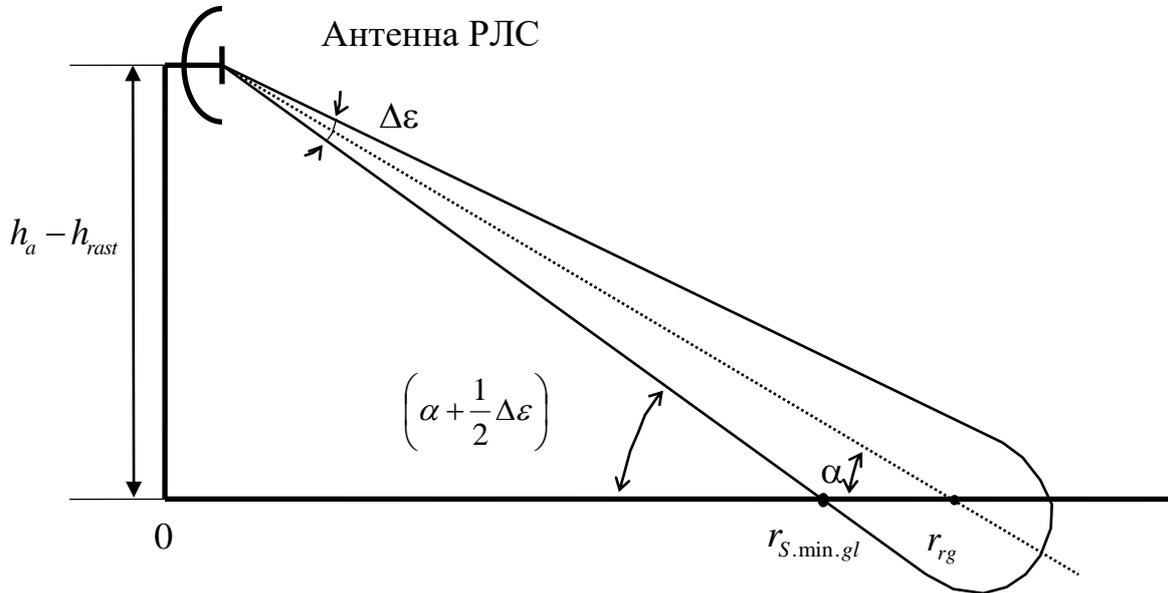


Рис. 3.2. Пояснение к определению минимальной границы приема мешающих отражений от земли по главному лепестку ДНА

При этом полагаем, что в случае обнаружения низколетящих целей максимум главного лепестка ДНА находится на линии радиогоризонта. С учетом этого

$$r_{S.min.gl} \cong (h_a - h_{rast}) \operatorname{ctg} \left(\alpha + \frac{1}{2} \Delta \varepsilon \right), \quad (3.2)$$

где $\alpha \cong \operatorname{arctg} \left(\frac{h_a - h_{rast}}{r_{rg}} \right)$ – угол между линией, соединяющей фазовый центр антенны и точку радиогоризонта, и линией, соединяющей точку стояния РЛС на поверхности земли и точку радиогоризонта; $\Delta \varepsilon$ – ширина ДНА в угломестной плоскости.

Типовой пример. Если $(h_a - h_{rast}) = 25$ м и ширина ДНА $\Delta \varepsilon = 1^\circ$, то в этом случае

$$r_{rg} = 4,12 \cdot \sqrt{h_a - h_{rast}, [M]} = 20,6 \text{ км}; \quad \alpha \cong \operatorname{arctg} \left(\frac{h_a - h_{rast}}{r_{rg}} \right) = 0,0695^\circ;$$

$$r_{S.min.gl} \cong (h_a - h_{rast}) \operatorname{ctg} \left(\alpha + \frac{1}{2} \Delta \varepsilon \right) = 2515 \text{ м.}$$

Для импульсного зондирующего сигнала с однозначным измерением дальности, как правило, выполняется условие $r_{rg} < \frac{cT_r}{2}$. Для импульсного сигнала возможны варианты:

- для **короткоимпульсного** зондирующего сигнала мешающие отражения от подстилающей поверхности принимаются по главному лепестку ДНА от дальности $r_{s.min.gl}$ до дальности r_{rg} ;

- для **длинноимпульсного** зондирующего сигнала мешающие отражения от подстилающей поверхности принимаются по главному лепестку ДНА от дальности $r_{slip.min} = c \frac{T_0 + T_{Rc.B}}{2}$ до дальности r_{rg} . Если же $r_{slip.min} \geq r_{rg}$, то эти мешающие отражения в РЛС не принимаются (приемник закрыт на время излучения зондирующего сигнала).

В случае **короткоимпульсного** зондирующего сигнала мощности мешающих отражений, принимаемых по главному $\sigma_{MO.S.Gl}^2$ и боковым $\sigma_{MO.S.Bl}^2$ лепестками ДНА с дальности анализа $r_0 = r_t$, определяются выражениями [77]:

$$\sigma_{MO.S.Gl}^2 = A_S \frac{cT_0}{2r_t^3}, \quad A_S = \frac{P_0 G_{a.Tr} G_{a.Rc} \lambda^2 \sigma_{S.ud} \Delta\beta}{(4\pi)^3}, \quad (3.3)$$

$$\sigma_{MO.S.Bl}^2 = A_{S.Bl} \frac{cT_0}{2r_t^3}, \quad A_{S.Bl} = \frac{P_0 G_{a.Tr} G_{a.Rc} \eta_{a.Tr} \eta_{a.Rc} \lambda^2 \sigma_{S.ud} 2\pi}{(4\pi)^3}, \quad (3.4)$$

где A_S , $A_{S.Bl}$ – энергетический коэффициент для расчета мощности мешающих отражений от подстилающей поверхности по главному и боковым лепесткам ДНА; r_t – дальность до точки анализа в зоне мешающих отражений (например, дальность до цели в зоне мешающих отражений); P_0 – импульсная (пиковая) мощность зондирующего сигнала; $G_{a.Tr}$ ($G_{a.Rc}$) – коэффициент усиления передающей (приемной) антенны РЛС; $\sigma_{S.ud}$ – удельная эффективная отражающая поверхность поверхностно распределенных отражателей; $\Delta\beta$ – ширина ДНА по азимуту, представляемая в данном случае в радианах; $\eta_{a.Tr}$ ($\eta_{a.Rc}$) – уровень (по мощности) боковых лепестков диаграммы направленности передающей (приемной) антенны.

На практике параметры $\eta_{a.Tr}$ ($\eta_{a.Rc}$) имеют величину порядка $10^{-3} \dots 10^{-5}$. Следовательно, в данном случае при использовании импульсного зондирующего сигнала $\sigma_{MO.S.Gl}^2 \gg \sigma_{MO.S.Bl}^2$.

Для **квазинепрерывного** и **непрерывного** зондирующих сигналов мощность МО от подстилающей поверхности определяется выражениями [77]:

$$\sigma_{MO.S.Gl}^2 = \frac{A_S T_0}{2 T_r} \left(\frac{1}{r_{min.Gl}^2} - \frac{1}{r_{max}^2} \right), \quad (3.5)$$

$$\sigma_{MO.S.Bl}^2 = \frac{A_{S.Bl}}{2} \frac{T_0}{T_r} \left(\frac{1}{r_{min.Bl}^2} - \frac{1}{r_{max}^2} \right), \quad (3.6)$$

где $r_{min.Gl}$ ($r_{min.Bl}$) – минимальная дальность приема мешающих отражений по главному лепестку (боковым лепесткам) ДНА; r_{max} – максимальная дальность сбора мешающих отражений от подстилающей поверхности, соответствующая, как правило, дальности до радиогоризонта r_{rg} .

При приеме мешающих отражений *по главному лепестку ДНА* определяем $r_{min.Gl}$ как

$$r_{min.Gl} \cong (h_a - h_{rast}) \operatorname{ctg} \left(\alpha + \frac{1}{2} \Delta \epsilon \right),$$

а при приеме мешающих отражений *по боковым лепесткам ДНА* $r_{min.Bl}$ определяется следующим образом:

- для **квазинепрерывного** зондирующего сигнала

$$r_{min.Bl} = r_{slip.min} = c \frac{T_0 + T_{Rc.B}}{2};$$

- для **непрерывного** зондирующего сигнала $r_{min.Bl} = h_a - h_{rast}$.

При проведении сравнительного анализа эффективности КК МО для различных типов ЗС принимаются следующие **допущения**:

- в устройстве КК МО реализуется потенциально достижимая эффективность компенсации;

▪ корреляционная функция флуктуаций мешающих отражений описывается экспоненциально-параболической аппроксимацией, для которой потенциально достижимая эффективность КК МО описывается выражением [77]

$$v_{I.S} = v_{I.S}^{e-p} \cong \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_r}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3,$$

где F_r – частота повторения зондирующих сигналов; $\Delta F_{e-p.S}$ – ширина спектра флуктуаций МО от подстилающей поверхности, описываемых корреляционной функцией с экспоненциально-параболической аппроксимацией.

Соответственно, мощности остатков мешающих отражений от подстилающей поверхности на выходе устройства когерентной компенсации для различных видов зондирующего сигнала описываются выражениями:

- для **короткоимпульсного** зондирующего сигнала ($T_0 = T_{0.Im}$, $F_r = F_{r.Im}$) при приеме по главному лепестку

$$\sigma_{I.Im.MO.S.Gl}^2 = \frac{\sigma_{MO.S.Gl}^2}{v_{I.S.Im}} = A_S \frac{c T_{0.Im}}{2 r_t^3} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.Im}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}; \quad (3.7)$$

▪ для *квазинепрерывного* зондирующего сигнала ($T_0 = T_{0.Kn}$, $F_r = F_{r.Kn}$) с учетом того, что в типовом случае $r_{\min} \ll r_{\max}$, при приеме по главному и боковым лепесткам ДНА

$$\sigma_{I.Kn.MO.S.Gl}^2 = \frac{\sigma_{MO.S.Gl}^2}{V_{I.S.Kn}} \cong A_S \frac{T_{0.Kn}}{T_{r.Kn}} \frac{1}{2r_{\min.Gl}^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.Kn}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}, \quad (3.8)$$

$$\sigma_{I.Kn.MO.S.Bl}^2 = \frac{\sigma_{MO.S.Bl}^2}{V_{I.S.Kn}} \cong A_{S.Bl} \frac{T_{0.Kn}}{T_{r.Kn}} \frac{1}{2 \left(\frac{cT_{0.Kn}}{2} \right)^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.Kn}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}; \quad (3.9)$$

▪ для *непрерывного модулированного* (с частотой повторения закона модуляции $F_r = F_{r.N}$) сигнала при приеме по главному и боковым лепесткам ДНА

$$\sigma_{I.N.MO.S.Gl}^2 = \frac{\sigma_{MO.S.Gl}^2}{V_{I.S.N}} \cong A_S \frac{1}{2r_{\min.Gl}^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.N}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}, \quad (3.10)$$

$$\sigma_{I.N.MO.S.Bl}^2 = \frac{\sigma_{MO.S.Bl}^2}{V_{I.S.N}} \cong A_{S.Bl} \frac{1}{2(h_a - h_{rast})^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.N}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}, \quad (3.11)$$

где $V_{I.S.Im}$, $V_{I.S.Kn}$ и $V_{I.S.N}$ – эффективности КК МО для импульсного, квазинепрерывного и непрерывного зондирующих сигналов.

Сравним эти остатки, например, для случаев импульсного и квазинепрерывного зондирующих сигналов при приеме мешающих отражений по основному и боковым лепесткам ДНА:

$$\frac{\sigma_{I.Kn.MO.S.Gl}^2 + \sigma_{I.Kn.MO.S.Bl}^2}{\sigma_{I.Im.MO.S.Gl}^2} = \left[\frac{1}{r_{\min.Gl}^2} + \frac{2\pi\eta_{a.Tr}\eta_{a.Rc}}{\Delta\beta \left(\frac{cT_{0.Kn}}{2} \right)^2} \right] \left[\frac{P_{0.Kn}T_{0.Kn}r_t^3}{P_{0.Im}T_{0.Im}cT_{r.Kn}} \right] \left[\frac{F_{r.Im}}{F_{r.Kn}} \right]^3, \quad (3.12)$$

где $P_{0.Kn}$ и $P_{0.Im}$ – импульсная мощность квазинепрерывного и импульсного зондирующих сигналов.

Полагаем, что длина волны λ для обоих сигналов одинакова и дальность до цели $r_t = r_{rg}$ (более выгодная для импульсного сигнала ситуация). Тогда

$$\frac{\sigma_{I.Kn.MO.S.Gl}^2 + \sigma_{I.Kn.MO.S.Bl}^2}{\sigma_{I.Im.MO.S.Gl}^2} = \left[\frac{1}{r_{\min.Gl}^2} + \frac{2\pi\eta_{a.Tr}\eta_{a.Rc}}{\Delta\beta \left(\frac{cT_{0.Kn}}{2} \right)^2} \right] \left[\frac{P_{0.Kn}T_{0.Kn}r_{rg}^3}{P_{0.Im}T_{0.Im}cT_{r.Kn}} \right] \left[\frac{F_{r.Im}}{F_{r.Kn}} \right]^3. \quad (3.13)$$

Для выравнивания энергетики зондирующих сигналов необходимо задать требование равенства их средних мощностей:

$$P_{0.Kn} \frac{T_{0.Kn}}{T_{r.Kn}} = P_{0.Im} \frac{T_{0.Im}}{T_{r.Im}}, \quad (3.14)$$

то есть пиковая мощность импульсного зондирующего сигнала в соответствии с требованием (3.14) должна удовлетворять выражению

$$P_{0.Im} = P_{0.Kn} \frac{T_{0.Kn}T_{r.Im}}{T_{0.Im}T_{r.Kn}}.$$

С учетом этого условия для дальности $r_t = r_{rg}$ получим

$$\frac{\sigma_{I.Kn.MO.S.Gl}^2 + \sigma_{I.Kn.MO.S.Bl}^2}{\sigma_{I.Im.MO.S.Gl}^2} \Big|_{r_t = r_{rg}} = \left[\frac{1}{r_{\min.Gl}^2} + \frac{2\pi\eta_{a.Tr}\eta_{a.Rc}}{\Delta\beta \left(\frac{cT_{0.Kn}}{2} \right)^2} \right] \left[\frac{r_{rg}^3}{cT_{r.Im}} \right] \left[\frac{F_{r.Im}}{F_{r.Kn}} \right]^3. \quad (3.15)$$

Типовой пример. Пусть $h_a - h_{rast} = 25$ м, $\Delta\beta = \Delta\varepsilon = 1^\circ = 17,45 \cdot 10^{-3}$ рад, $r_{\min.Gl} = 2515$ м, $r_t = r_{rg} = 20,6$ км, $T_{0.Im} = T_{0.Kn} = 1$ мкс, $F_{r.Kn} = 100$ кГц, $F_{r.Im} = 1$ кГц, $\eta_{a.Tr} = \eta_{a.Rc} = 10^{-3}$ или минус 30 дБ.

В этом случае $\frac{\sigma_{I.Kn.MO.S.Gl}^2 + \sigma_{I.Kn.MO.S.Bl}^2}{\sigma_{I.Im.MO.S.Gl}^2} \Big|_{r_t = r_{rg}} = 5,04 \cdot 10^{-6}$.

Следовательно, $\sigma_{I.Im.MO.S.Gl}^2 = 1,98 \cdot 10^5 \left(\sigma_{I.Kn.MO.S.Gl}^2 + \sigma_{I.Kn.MO.S.Bl}^2 \right)$.

Таким образом, при использовании импульсного зондирующего сигнала для обнаружения низколетящих целей, а в общем случае и целей в облаке дипольных отражателей с большой удельной ЭОП (например, с удельной ЭОП $\sigma_{V.ud} > 10^{-2}, [m^2/m^3]$) на малых и средних дальностях радиолокатор оказывается в огромном проигрыше.

С учетом результатов этого показательного расчета можно сделать следующий вывод – **в РЛС с требуемой высокой помехозащищенностью от мешающих отражений необходимо использовать зондирующий сигнал с высокой частотой повторения.** При этом нужно помнить, что интервал однозначного измерения дальности определяется периодом повторения ЗС.

В итоге целесообразно принять следующие рекомендации по выбору зондирующего сигнала:

- в РЛС точного измерения координат **малой дальности**, работающих в условиях воздействия интенсивных мешающих отражений, предпочтительно использовать **истинно когерентную последовательность зондирующих импульсов** со средней частотой повторения (например, 5...10 кГц), обеспечивающей одновременно однозначное измерение дальности в зоне действия и высокую защищенность от мешающих отражений. Под истинной когерентностью понимается формирование зондирующего, гетеродинных и синхронизирующих сигналов из сигнала одного высокостабильного опорного генератора. Необходимость использования истинно когерентного зондирующего сигнала в данном случае определяется необходимостью одновременной компенсации мешающих отражений с основного интервала однозначного измерения дальности и с последующих интервалов неоднозначного измерения, прием мешающих отражений с которых в таких РЛС, как правило, возможен;

- в РЛС точного измерения координат **большой дальности** с учетом также требуемой высокой энергетики, которая обеспечивается уменьшением скважности зондирующего сигнала, необходимо использовать **квазинепрерывный** или **непрерывный зондирующие сигналы**. Причем если антенна РЛС является сложной и дорогостоящей (например, используется ФАР), то предпочтение отдается квазинепрерывному зондирующему сигналу, обеспечивающему использование одной универсальной приемо-передающей антенны;

- в РЛС **кругового обзора** для обнаружения низколетящих целей с интервалом однозначного измерения дальности около 100 км предпочтительно использовать **комбинированный зондирующий сигнал**, например, квазинепрерывный с высокой частотой повторения в режиме обнаружения и импульсный ЗС, включющийся после момента обнаружения для однозначного измерения дальности.

3.1.2. Выбор типа зондирующего сигнала в РЛС обнаружения целей средней и большой дальности

К РЛС обнаружения целей на средних и больших дальностях относятся РЛС кругового или секторного обзора, а также радиовысотомеры. В отношении таких РЛС существуют **два взаимно противоречивых требования**:

- **требование однозначного измерения дальности**, диктующее выбор низкой частоты повторения для обеспечения соответствующих больших значений интервала однозначного измерения дальности,

$$r_{odn} = \frac{cT_r}{2};$$

- **требование эффективной компенсации МО** от облаков дипольных отражателей и гидрометеоров, а также от подстилающей поверхности.

Причем первое требование в таких РЛС, как правило, выходит на первое место в связи с типовым случаем многоцелевой ситуации (несколько целей в главном лепестке ДНА).

В соответствии с первым требованием однозначного измерения дальности в интервале до требуемой величины r_{tr} , частота повторения зондирующих сигналов должна удовлетворять требованию

$$F_r \leq \frac{c}{2r_{tr}}. \quad (3.16)$$

На практике в РЛС обнаружения частота повторения имеет величину $F_r = 400 \dots 1000$ Гц (период повторения $T_r = 1000 \dots 2500$ мкс).

Требование *высокой разрешающей способности по дальности* ($\Delta r = 100 \dots 300$ м) при условии использования простых прямоугольных радиоимпульсов диктует длительность $T_0 = \frac{2\Delta r}{c}$, равную единицам микросекунд, а

при использовании радиоимпульсов с внутриимпульсной модуляцией возможно использование длительности T_0 , равной десяткам микросекунд. Соотношение такой длительности T_0 с требуемым в РЛС обнаружения периодом повторения T_r соответствует случаю *импульсного* зондирующего сигнала. Заметим, что основным ограничением длительности импульса T_0 является требование обеспечения в РЛС требуемой минимальной дальности $r_{slip.min}$, с которой возможен обзор. Исходя из этого требования с учетом формулы (1.1) минимальная длительность импульса T_{0min} при использовании импульсного или квазинепрерывного зондирующего сигнала определяется выражением

$$T_{0min} \leq \left(\frac{2r_{slip.min}}{c} - T_{Rc.B} \right).$$

Оценим *возможность выполнения требования помехоустойчивости в отношении мешающих отражений в РЛС обзора большой дальности* при использовании импульсного ЗС в сравнении с использованием квазинепрерывного или непрерывного зондирующих сигналов. При этом важно отметить, что в РЛС обзора большой дальности наиболее актуальна защита от мешающих отражений, создаваемых *облаками дипольных отражателей и гидрометеоров* протяженностью Δr_{obl} . Мощность МО от объемно распределенных отражателей определяется выражениями [77]:

▪ для *короткоимпульсного* зондирующего сигнала на дальности r_t (рассматриваются только отражения по главному лепестку $\sigma_{MO.V.GI}^2$, так как анализ ведется на дальности r_t , где $\sigma_{MO.V.GI}^2 \gg \sigma_{MO.V.BI}^2$):

$$\sigma_{MO.Im.V.GI}^2 = A_V \frac{cT_0}{2r_t^2}, \quad A_V = \frac{P_0 G_{a.Tr} G_{a.Rc} \lambda^2 \sigma_{V.ud} \Delta\beta \Delta\varepsilon}{(4\pi)^3}, \quad (3.17)$$

где $\sigma_{V.ud}$ – удельная ЭОП объемно распределенных отражателей, имеющая размерность $[м^2/м^3]$, а $\Delta\varepsilon$, $\Delta\beta$ – ширина главного лепестка ДНА в радианах;

▪ для **квазинепрерывного** и **непрерывного** зондирующих сигналов (рассматриваются только отражения по главному лепестку $\sigma_{MO.V.Gl}^2$, так как в типовом случае облако отражателей находится на дальности десятки километров) *при отсутствии дождя возле РЛС* и типовом условии $\Delta r_{obl} \gg \frac{cT_r}{2}$

$$\sigma_{MO.Kn(N).V.Gl}^2 = A_V \frac{T_0}{T_r} \frac{\Delta r_{obl}}{r_t^2}, \quad (3.18)$$

где Δr_{obl} – радиальная протяженность облака отражателей.

Заметим, что при наблюдении цели на фоне облака отражателей под углом места, превышающим ширину главного лепестка ДНА по углу места, МО от подстилающей поверхности по главному лепестку ДНА будут отсутствовать. Соответственно, при квазинепрерывном (непрерывном) ЗС полная мощность МО с учетом приема отражений от подстилающей поверхности по боковым лепесткам ДНА представляет собой сумму:

$$\sigma_{MO.Kn(N)}^2 = \left(\sigma_{MO.Kn(N).V.Gl}^2 + \sigma_{MO.Kn(N).S.Bl}^2 \right).$$

Мощность остатков мешающих отражений на выходе устройства когерентной компенсации *при наблюдении цели на фоне удаленного от РЛС протяженного облака отражателей* с учетом оговоренных выше условий относительно эффективности компенсации и вида корреляционной функции флуктуаций мешающих отражений составит:

▪ для **короткоимпульсного** зондирующего сигнала

$$\sigma_{I.Im.MO}^2 = \frac{\sigma_{MO.Im.V.Gl}^2}{V_{I.S.Im}} = A_V \frac{cT_0}{2r_t^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.Im}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}; \quad (3.19)$$

▪ для **квазинепрерывного (непрерывного модулированного)** зондирующего сигнала

$$\begin{aligned} \sigma_{I.Kn.MO}^2 &= \frac{\sigma_{MO.Kn.V.Gl}^2}{V_{I.V.Kn}} + \frac{\sigma_{MO.Kn.S.Bl}^2}{V_{I.S.Kn}} = A_V \frac{T_0}{T_r} \frac{\Delta r_{obl}}{r_t^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.Kn}}{\Delta F_{e-p.V}} \right)^3} + \\ &+ A_{S.Bl} \frac{T_{0.Kn}}{T_{r.Kn}} \frac{1}{2 \left(\frac{cT_{0.Kn}}{2} \right)^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{r.Kn}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}; \end{aligned} \quad (3.20)$$

▪ для **непрерывного монохроматического** зондирующего сигнала, обеспечивающего высокую энергетику и отсутствие «слепых» дальностей

$$\sigma_{I.N.MO}^2 = \frac{\sigma_{MO.N.V.GI}^2}{v_{I.V.N}} + \frac{\sigma_{MO.N.S.Bl}^2}{v_{I.S.N}} = A_V \frac{\Delta r_{obl}}{r_t^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{dis}}{\Delta F_{e-p.V}} \right)^3} + A_{S.Bl} \frac{1}{2(h_a - h_{rast})^2} \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \left(\frac{F_{dis}}{\Delta F_{e-p.S}} \right)^3}, \quad (3.21)$$

где F_{dis} – частота дискретизации принятого сигнала в устройстве цифровой когерентной компенсации мешающих отражений, которая должна удовлетворять требованиям теоремы Котельникова – Найквиста.

Если для упрощения предположить, что $\Delta F_{e-p.V} = \Delta F_{e-p.S} = \Delta F_{e-p}$, то соотношение остатков в РЛС с импульсным и непрерывным модулированным (с частотой повторения $F_{r.N} = \frac{1}{T_{0.N}}$) зондирующими сигналами с учетом требования одинаковой энергетики (формула (3.14)), в соответствии с которым $P_{0.N} = P_{0.Im} \frac{T_{0.Im}}{T_{r.Im}}$, описывается выражением

$$\frac{\sigma_{I.N.MO}^2}{\sigma_{I.Im.MO}^2} = \left(\frac{2\Delta r_{obl}}{cT_{r.Im}} + \frac{r_t^2}{c T_{r.Im} \sigma_{V.ud} \Delta\beta \Delta\varepsilon (h_a - h_{rast})^2} \frac{\eta_{a.Tr} \eta_{a.Rc} \sigma_{S.ud} 2\pi}{\sigma_{V.ud} \Delta\beta \Delta\varepsilon (h_a - h_{rast})^2} \right) \left[\frac{F_{r.Im}}{F_{r.N}} \right]^3.$$

Оценим это соотношение в типовом случае, причем предъявим требование одинаковой для двух типов сигналов частоты повторения ($F_{r.Im} = F_{r.N}$), обеспечивающей однозначное измерение дальности.

Типовой пример. Пусть $h_a - h_{rast} = 5$ м, $\Delta\beta = \Delta\varepsilon = 1^\circ = 17,45 \cdot 10^{-3}$ радиан, $\Delta r_{obl} = 15$ км, $\sigma_{S.ud} = 10^{-2}$ м²/м³, $\sigma_{V.ud} = 2 \cdot 10^{-5}$ м³/м³ (величина соответствует случаю выброса 2...4 стандартных пачек диполей на 100 метров пути полета самолета через 3 минуты после выброса), $r_t = 100$ км, $F_{r.Im} = F_{r.N} = 1$ кГц, $\eta_{a.Tr} = \eta_{a.Rc} = 10^{-3}$ (минус 30 дБ).
 В этом случае $\frac{\sigma_{I.N.MO}^2}{\sigma_{I.Im.MO}^2} = 13,75$. Следовательно, $\sigma_{I.N.MO}^2 = 13,75 \cdot \sigma_{I.Im.MO}^2$.

Основываясь на этом результате расчета, можно сделать следующие **выводы**.

Во-первых, на средних и больших дальностях в несложной помеховой обстановке (объемно распределенные отражатели с малой удельной ЭОП) при выполнении требования однозначного измерения дальности непрерывный ЗС при подъеме антенны на *небольшую высоту* (единицы метров) существенно проигрывает импульсному ЗС по защите от мешающих отражений. Это связано с приемом МО от подстилающей поверхности по боковым лепесткам ДНА, которые

возрастают при уменьшении высоты подъема антенны. Ситуация для непрерывного сигнала (особенно для монохроматического) еще более ухудшается при расположении РЛС над поверхностью растительности, которую качает ветер, или рядом с движущимися механизмами.

Одинаковая частота повторения ЗС при одинаковых параметрах обзора (одинаковом времени наблюдения) обуславливает одинаковые значения как эффективностей КК МО, так и эффективностей когерентного междупериодного накопления для обоих типов сигналов. В итоге при решении задачи *обнаружения целей на средних и больших дальностях импульсный ЗС обладает некоторыми преимуществами по сравнению с непрерывным сигналом.*

Во-вторых, в общем случае при использовании квазинепрерывного зондирующего сигнала необходимо решать проблемы «слепых» дальностей и «слепых» скоростей на фоне решения проблемы однозначного измерения дальности. При использовании импульсного ЗС необходимо решать только проблему «слепых» скоростей, например, путем применения переменного периода повторения. В итоге при требовании одинаковой энергетике зондирующих сигналов *в РЛС обнаружения целей на средних и больших дальностях использование импульсного ЗС более предпочтительно по сравнению с квазинепрерывным, но только с точки зрения минимума количества решаемых проблем.*

В-третьих, в РЛС обзора также возможно использование *комбинированных зондирующих сигналов*, представляющих собой последовательное сочетание, например, квазинепрерывного и импульсного сигналов, непрерывного монохроматического и непрерывного ЛЧМ-сигналов с частотным измерением дальности. Использование комбинированного ЗС порождает существенный недостаток – требует увеличения в 2...3 раза времени наблюдения каждого элемента разрешения по угловым координатам, что не всегда возможно обеспечить в РЛС обзора из-за жестких требований к периоду обзора пространства и точности измерения угловых координат при сравнительной простоте антенной системы.

Возможно также одновременное формирование нескольких зондирующих сигналов, однако при этом необходимо решить задачи развязки приемо-передающих каналов, снижения аппаратных затрат, совместной обработки результатов обнаружений и их идентификации с соответствующими целями.

3.1.3. Выбор типа зондирующего сигнала в РЛС обнаружения целей малой дальности и ближнего действия

В категориях «малая дальность» и «ближнее действие» нет четких границ. Однако, исходя из классификации средств ПВО, можно принять следующий вариант границ:

- категория «малая дальность» подразумевает дальность действия до 25...40 километров;
- категория «ближнее действие» подразумевает дальность действия до 1...2 километров.

Для таких дальностей открывается более широкий простор в использовании зондирующих сигналов различных типов:

- интервал однозначного измерения дальности уменьшается и, соответственно, период повторения ЗС уменьшается (растет эффективность КК МО, КН ОС, увеличивается интервал до первой «слепой» скорости и т. д.);

- уменьшение диапазона дальностей отчасти снижает требования к энергии одиночного зондирующего сигнала $E_0 = P_0 T_0$. Однако необходимо помнить, что при этом требуется уменьшать «слепую» дальность $r_{slip.min}$, то есть длительность импульса T_0 .

Тем не менее и в этих РЛС имеются четкие закономерности, обусловленные с различиями ЭОП обнаруживаемых целей.

В РЛС малой дальности, как правило, обнаруживаются цели, выполняющие полет на малых (до 3 километров) и предельно малых (до 300 метров) высотах. К таким целям относятся пилотируемые и беспилотные летательные аппараты средних и малых размеров.

В РЛС ближнего действия, как правило, обнаруживаются цели, выполняющие полет на высотах, соответствующих дальней границе зоны действия. В итоге зона действия таких РЛС в идеале должна представлять собой полусферу радиусом до 1...2 километров. Целями для таких РЛС, как правило, являются беспилотные летательные аппараты малых (мини-БЛА) и очень малых (микро-БЛА и наноБЛА) размеров.

Если РЛС предназначена для обнаружения наземных и надводных целей, то целесообразно отметить следующее:

- целями для РЛС малой дальности являются колесно-гусеничная техника (легкая, средняя, тяжелая), плавсредства (корабли, катера, лодки), а также движущиеся люди;

- целями для РЛС ближнего действия являются колесно-гусеничная техника и движущиеся люди.

С учетом этих рассуждений можно сформировать рекомендации по выбору типа зондирующего сигнала.

В РЛС малой дальности целесообразно использовать чередующуюся комбинацию импульсных сигналов:

- с длинным импульсом (10...20 мкс) для обнаружения целей на больших и средних дальностях диапазона. При этом период повторения зондирующих сигналов должен обеспечивать однозначное измерение дальности. С учетом отмеченной длительности импульса зондирующий сигнал занимает место между импульсным и квазинепрерывным;

- с коротким импульсом (0,2...1,0 мкс) для обнаружения целей на малых дальностях диапазона. При этом период повторения ЗС должен обеспечивать не только однозначное измерение дальности, но и решение проблемы защиты от обнаружения сигналов со второй, третьей и т. д. разверток интервалов измерения дальности (с временем задержки, которое соответствует неравенству $t_r > T_r$).

В РЛС ближнего действия возможно использование:

- непрерывного зондирующего сигнала с фазовой манипуляцией или линейной частотной модуляцией (использование монохроматического сигнала нецелесообразно из-за приема переотражений от перемещающихся рядом с антенной объектов, таких как качающиеся от ветра ветки деревьев и кустарников, люди, механизмы и пр.);

- импульсного зондирующего сигнала.

Использование фазовой манипуляции является предпочтительным, так как в отличие от линейной частотной модуляции позволяет одновременно выполнить измерение дальности и доплеровской частоты.

При использовании линейной частотной модуляции непрерывного зондирующего сигнала измерение дальности предполагает знание доплеровской частоты, то есть предварительное измерение доплеровской частоты с использованием монохроматического зондирующего сигнала. В итоге в данном случае ЗС является комбинированным – монохроматическим на этапе обнаружения и измерения доплеровской частоты, линейно-частотно-модулированным при измерении дальности. Этот ЗС не обеспечивает однозначности измерения дальности в случае многоцелевой ситуации.

3.2. Выбор параметров зондирующего сигнала

3.2.1. Влияние требований по помехозащищенности радиолокатора на выбор параметров зондирующего сигнала

Меры по повышению помехозащищенности радиолокатора должны приниматься на всех стадиях его системного проектирования.

В этом подразделе будет рассмотрено влияние требований по защите от пассивных и активных шумовых помех на выбор таких параметров зондирующего сигнала, как длина волны λ , период (частота) повторения зондирующих сигналов T_r , а также длительность T_0 , импульсная мощность P_0 и закон модуляции одиночного ЗС [43]. При этом в первую очередь необходимо принимать во внимание МО от поверхностно и объемно распределенных отражателей, а также активные шумовые помехи, принимаемые по боковым лепесткам ДНА.

Одним из основных показателей помехозащищенности РЛС, определяющим характеристики обнаружения и точность измерения координат, является отношение сигнал/помеха на выходе устройства когерентной обработки:

$$\rho = \frac{1}{K_{P\Sigma}} \frac{2\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0 K_{SV}(V_r) F_Z^4(\varepsilon)}{\left(N_0 + \frac{N_{a.bok}}{v_{AKP}}\right) \Delta f_0 + \frac{2\sigma_{MO}^2}{v_I}} v_{II}, \quad (3.22)$$

где $K_{P\Sigma}$ – суммарный коэффициент потерь по мощности зондирующего и отраженного сигналов в антенно-волноводной системе, приемном устройстве, при распространении в атмосфере и из-за других факторов; σ_s^2 – мощность сигнала,

отраженного от цели; $K_{SV}(V_r)$ – коэффициент преобразования отраженного сигнала по мощности в устройстве КК МО, зависящий от радиальной скорости цели V_r ; $F_Z(\varepsilon)$ – интерференционный множитель Земли по напряжению при наблюдении цели под углом ε ; N_0 – спектральная плотность внутренних шумов приемного устройства; $N_{a.bok}$ – спектральная плотность мощности АШП, принимаемой по боковым лепесткам ДНА, на выходе антенны РЛС; ν_{AKP} – эффективность когерентной компенсации АШП, принимаемой по боковым лепесткам ДНА; σ_{MO}^2 – мощность МО; ν_{II} – эффективность междупериодного когерентного накопления отраженного сигнала.

Из этого выражения видно, что *защищенность РЛС от пассивных помех* определяется следующими параметрами:

- размерами разрешаемого объема $\Delta V_p = \Delta\varepsilon\Delta\beta r^2\Delta r$ или разрешающими способностями и анализируемой дальностью r , длиной волны ЗС, которые определяют мощность мешающих отражений σ_{MO}^2 в анализируемом разрешаемом объеме;

- уровнем боковых лепестков ДНА;
- уровнем боковых лепестков спектра мешающих отражений или величиной $S_{MO}(\pi)$, скоростью спада уровня зубцов МО, а также шириной спектра флуктуаций мешающих отражений, зависящей от длины волны [77];
- эффективностью ν_I КК МО;
- эффективностью междупериодного когерентного накопления ν_{II} .

Защищенность РЛС от активных шумовых помех, принимаемых по боковым лепесткам ДНА, определяется следующим:

- скрытностью и динамичностью изменения параметров зондирующего сигнала, что определяет в конечном итоге ширину спектра АШП и, соответственно, спектральную плотность АШП $N_{a.bok}$;

- уровнем боковых лепестков ДНА на прием (передачу) $\eta_{a.Rc}$ ($\eta_{a.Tr}$), который определяет как величину $N_{a.bok}$, так и возможности помехопостановщика в разведке параметров зондирующего сигнала, излучаемого по боковым лепесткам ДНА, и постановке прицельной помехи;

- эффективностью когерентной компенсации АШП ν_{AKP} , принимаемых по боковым лепесткам ДНА;
- эффективностью междупериодного когерентного накопления ν_{II} .

Кроме того, *помехозащищенность РЛС в целом зависит от энергопотенциала*, в основном определяемого энергией зондирующего сигнала в течение времени наблюдения T_H цели

$$E_{0.H} = P_0 T_0 \frac{T_H}{T_r} \quad (3.23)$$

и разрешающими способностями $\Delta\varepsilon$, $\Delta\beta$ по угловым координатам, а также от интерференционного множителя Земли $F_Z(\varepsilon_i)$, определяемого длиной волны λ , высотой подъема антенны h_a , а также углом места цели ε_i (требуемой дальностью обнаружения и высотой полета цели H_i).

Проведем *краткий обзор способов защиты от активных помех, использующих управление параметрами зондирующего сигнала*. Для обеспечения защищенности РЛС от активных помех ЗС должен обладать *скрытностью и устойчивостью к имитации*, что предполагает:

- быструю смену несущей частоты;
- использование сложного закона модуляции, обеспечивающего максимальную скрытность от разведки и затрудняющего его имитацию;
- излучение ложных сигналов, дезинформирующих или подавляющих разведывательный приемник помехопостановщика и координатор противорадиолокационной ракеты.

Рассмотрим эти направления более подробно.

3.2.1.1. Смена несущей частоты зондирующего сигнала

Несущую частоту ЗС можно изменять плавно или скачками от импульса к импульсу или от последовательности к последовательности в зависимости от способа реализации когерентной компенсации МО и когерентного накопления ОС. Перестройка частоты может осуществляться по заранее заданной программе, по случайному закону или на основании спектрального состава помех в частотном диапазоне работы РЛС.

Имеется по крайней мере четыре основных аспекта, рекомендующих *использование изменения несущей частоты зондирующего сигнала*.

Во-первых, если в радиолокационной системе имеется несколько РЛС в одном частотном диапазоне, то частоты отдельных РЛС можно выбирать такими, чтобы они охватывали широкую полосу частот. При этом противник будет вынужден либо увеличивать ширину спектра АПП с одновременным снижением ее спектральной плотности, либо применять одновременно несколько передатчиков помех для подавления всех РЛС при существенном увеличении массы и габаритов передатчиков помех.

Во-вторых, системе РЭП противника трудно обнаруживать, сопровождать и распознавать сигналы и режимы работы РЛС с изменяющейся несущей частотой. Это особенно затруднительно, если в анализируемой полосе частот работает много РЛС.

В-третьих, изменение частоты РЛС может иметь максимальный эффект при адаптации несущей частоты к помеховой обстановке – изменение несущей

частоты осуществляется на основе спектрального анализа помех в диапазоне изменения частоты РЛС и выбора наименее подавленного частотного поддиапазона для очередного зондирования. Другим вариантом использования результатов спектрального анализа помех является оперативная настройка приемного тракта РЛС на частоту помехи для повышения точности измерения угловых координат постановщика помехи.

В-четвертых, РЛС, работающая в составе радиолокационной системы, может изменять частоту для обеспечения полезного тактического эффекта. Например, частота РЛС может быть быстро изменена синхронно с включением передатчиков ложных сигналов типа «Дублер» для перенацеливания на последние противорадиолокационных ракет.

Кроме того, несущая частота может изменяться для устранения влияния взаимных помех от других РЭС.

Существует много вариантов реализации способа помехозащиты, основанного на изменении несущей частоты зондирующего сигнала. Важную роль в этом играет структура радиопередающего устройства. Если передатчик РЛС строится по схеме генераторного типа, например, на основе магнетрона, то скорость перестройки частоты будет крайне ограничена. Если же передатчик построен по схеме усилительной цепочки с быстро перестраиваемым маломощным задающим генератором, то может быть обеспечена быстрая (от импульса к импульсу) перестройка. При этом необходимо обращать внимание на обеспечение необходимой полосы пропускания усилительного тракта передатчика и когерентности последовательности ЗС.

Кроме того, в РЛС может быть использован многочастотный зондирующий сигнал, вынуждающий противника распределить мощность помехи в более широком частотном диапазоне, что снижает эффективность помех. Многочастотный сигнал также эффективен и для защиты от имитированных ложных целей, сформированных в виде отраженных сигналов, так как противнику весьма сложно создать одинаковый эффект имитации на всех частотах одновременно. Недостатком такого сигнала является сложность технической реализации.

3.2.1.2. Выбор закона модуляции зондирующего сигнала с высокой помехозащищенностью

Основными аргументами в пользу использования сложного закона модуляции зондирующего сигнала являются:

- создание трудностей в определении и воспроизведении сложного закона модуляции зондирующего сигнала аппаратурой РЭП противника;
- возможность одновременного обеспечения высокой разрешающей способности по дальности и высокой энергетики одиночного ЗС.

Закон модуляции ЗС является комплексным и включает в себя закон как амплитудной, так и фазочастотной модуляции. Причем закон амплитудной модуляции последовательности зондирующих сигналов характеризует огибающую одиночного ЗС и огибающую последовательности, а также период повторения

импульсов при импульсном и квазинепрерывном зондирующих сигналах. Закон фазочастотной модуляции может быть как внутриимпульсным, так и внутрипачечным. Период повторения при непрерывном ЗС характеризуется интервалом повторения закона фазочастотной модуляции.

Наиболее сложным в определении структуры и параметров для аппаратуры радиотехнической разведки является закон фазочастотной модуляции.

Сложные сигналы обладают также наибольшей скрытностью. Это обусловлено следующим: в результате согласованной внутрипериодной обработки сложных сигналов в РЛС происходит возрастание отношения сигнал/помеха в $T_0\Delta f_0$ раз по сравнению со случаем использования простых радиоимпульсов, для которых $T_0\Delta f_0$ равно единице. Следовательно, возможно снижение импульсной мощности зондирующего сигнала примерно в $T_0\Delta f_0$ раз по сравнению со случаем использования простых прямоугольных радиоимпульсов. Вследствие широкого спектра и низкой импульсной мощности ЗС со сложным законом модуляции у средств РЭП возникают значительные трудности при разведке этих сигналов и постановке помех РЛС. Например, весьма сложно установить код фазоманипулированного сигнала и длительность одиночного зондирующего сигнала в непрерывном зондирующем сигнале. Разведка особенно усложняется при использовании КФМ сигналов М-последовательности с псевдослучайным изменением закона модуляции и длины кода [31; 32; 33].

Таким образом, снижение импульсной мощности и расширение спектра ЗС приводит к существенному уменьшению дальности радиотехнической разведки и, соответственно, к снижению дальности постановки эффективных помех и поражения РЛС самонаводящимся по радиоизлучению оружием.

3.2.1.3. Применение ложных зондирующих сигналов

Этот способ помехозащиты относится к способам контррадиоэлектронного подавления и заключается в формировании и излучении ложных зондирующих сигналов РЛС на частотах, отличных от частоты зондирующего РЛС. Это вынуждает оператора средств помех распределять мощность передатчиков помех равномерно на все сигналы, что приводит к уменьшению спектральной плотности мощности активных шумовых помех и мощности дезинформирующих помех [96].

Ложные сигналы могут имитировать излучение по главному лепестку или по боковым лепесткам ДН основной антенны РЛС. Наиболее рациональным и простым является излучение ложных сигналов в режиме имитации излучений по боковым лепесткам ДН основной антенны РЛС. Для этого используется дополнительная антенна и передающее устройство, которые в заданном секторе имитации ($\Delta\epsilon_{Sim}$ по углу места и $\Delta\beta_{Sim}$ по азимуту) обеспечивают формирование

ложных сигналов с требуемой поляризацией. При этом важно имитировать флуктуации комплексной огибающей, соответствующие смене боковых лепестков ДНА РЛС в ходе сканирования ДНА.

Частоты ложных сигналов отличаются от частот зондирующего сигнала РЛС, однако чередуются случайно и в идеале могут меняться местами.

Мощность ложных сигналов, формируемых передатчиком ложных сигналов и излучаемых дополнительной антенной РЛС в секторе имитации шириной $\Delta\varepsilon_{Sim}$ и $\Delta\beta_{Sim}$, должна быть сравнима с мощностью ЗС, излучаемого по боковым лепесткам ДН основной антенны РЛС. Для этого при использовании относительно всенаправленной (по азимуту) дополнительной антенны с КНД

$$G_{Tr}^{Dp} = \frac{4\pi}{\Delta\varepsilon_{Sim} \Delta\beta_{Sim}} K_{a.KPD.Dp} \quad (3.24)$$

мощность ложного сигнала на выходе соответствующего передатчика ложных сигналов $P_{0.Sim}$ должна удовлетворять условию

$$P_{0.Sim} \geq \frac{P_0 G_{a.Tr} \eta_{a.Tr}}{G_{Tr}^{Dp}}, \quad (3.25)$$

где $K_{a.KPD.Dp}$ – КПД антенны имитатора ложных сигналов; $G_{a.Tr}$, $\eta_{a.Tr}$ – КНД и уровень боковых лепестков ДН основной антенны РЛС на передачу. В выражении для G_{Tr}^{Dp} ширина ДН $\Delta\varepsilon_{Sim}$ и $\Delta\beta_{Sim}$ представляется в радианах.

При использовании этого способа помехозащиты оператор на постановке помех не может различить ложные и зондирующий сигналы РЛС и будет устанавливать ширину спектра помехи таким образом, чтобы создавать помехи на ложных и действительных частотах РЛС. Это приведет к увеличению плотности мощности помехи, создаваемой на рабочей частоте РЛС.

Необходимо заметить, что для затруднения определения действительной частоты ЗС в РЛС обзора требуется периодическое переключение частот ложных и зондирующего сигналов по псевдослучайному закону.

Обратим внимание на некоторые важные особенности:

- имитация зондирующих сигналов осуществляется на уровне боковых лепестков ДНА РЛС, однако уровень этих боковых лепестков в целом зависит от амплитудного распределения на апертуре антенны РЛС и в частности – от удаления от главного лепестка ДНА РЛС;
- имитацию целесообразно вести в области средних боковых лепестков ДНА РЛС;
- сектор имитации целесообразно ограничить исходя из разумных соображений. С учетом этого ширина сектора имитации по углу места $\Delta\varepsilon_{Sim}$ определяется исходя из статистически средней (или максимальной) высоты и дальности размещения средств помех (например, самолета со средствами постановки помех);
- для снижения требуемой пиковой мощности имитатора необходимо принимать специальные меры к снижению уровня боковых лепестков ДНА РЛС;

▪ необходимо исключать явление интерференции полей формирователей ложных сигналов, обслуживающих разные угловые секторы.

Процесс проектирования является творческим, однако должен основываться на знаниях в области электродинамики и антенных систем.

3.2.2. Выбор длины волны зондирующего сигнала

Длина волны зондирующего сигнала является важным параметром, определяющим основные тактические характеристики РЛС.

3.2.2.1. Влияние длины волны на защищенность от мешающих отражений и дальность обнаружения

Длина волны радикально влияет *на помехозащищенность РЛС в условиях мешающих отражений* от поверхностно и объемно распределенных отражателей следующим образом:

▪ *среднее значение эффективной отражающей поверхности гидрометеора* $\overline{\sigma_{gm}}$, прямо пропорциональное величине $\left(\frac{l_{gm}}{\lambda}\right)^4$, существенно уменьшается с увеличением длины волны, где l_{gm} – линейный размер гидрометеора;

▪ с увеличением длины волны уменьшается *ширина спектра флуктуаций мешающих отражений* Δf_{grh} от объемно распределенных отражателей из-за *флуктуаций скорости ветра по фронту и турбулентности атмосферы* в разрешаемом объеме (ненулевого градиента скорости ветра по высоте);

▪ с увеличением длины волны уменьшается *ширина спектра флуктуаций мешающих отражений* $\Delta f_{gr\beta}$ от объемно распределенных отражателей из-за *градиента скорости ветра по азимуту* в разрешаемом объеме;

▪ с увеличением длины волны уменьшается *ширина спектра флуктуаций мешающих отражений* Δf_{pv} от объемно распределенных отражателей из-за *порывов ветра*:

$$\Delta f_{pv} = \frac{5\sigma_{vpv}}{\lambda},$$

где σ_{vpv} – среднеквадратическое значение отклонения скорости ветра при порывах;

▪ с увеличением длины волны уменьшается *доплеровская частота мешающих отражений* от объемно распределенных отражателей:

$$f_{dp} = \frac{2V_{rv}}{\lambda},$$

где V_{rv} – радиальная скорость ветра;

▪ с увеличением длины волны уменьшается *ширина спектра флуктуаций* поверхностно распределенных отражателей *из-за различий в скоростях и направлениях колебаний отражателей*:

$$\Delta f_{vs} = \frac{5\sigma_{vps}}{\lambda},$$

где σ_{vps} – среднеквадратическое значение отклонений радиальных скоростей поверхностно распределенных отражателей.

При этом особое внимание следует обращать на эффекты, влияющие на ширину спектра флуктуаций, которые *не могут быть скомпенсированы автокомпенсатором мешающих отражений*, и приводящие к распределению мешающих отражений по частоте. Распределение мощности мешающих отражений по частоте (расширение спектра мешающих отражений) ведет или к расширению зоны режекции и, соответственно, к уменьшению зоны «прозрачности», или к снижению отношения сигнал/помеха, которое можно повысить в этом случае только путем увеличения времени когерентного накопления (его ограничивает удвоенное значение времени корреляции отраженного сигнала).

Длина волны влияет на **дальность обнаружения** следующим образом:

▪ от длины волны зависит среднее значение ЭОП цели σ_t , причем при увеличении длины волны увеличивается ЭОП целей, выполненных по технологии снижения радиолокационной заметности, а также авиационных ракет, в том числе и ПРР;

▪ с увеличением длины волны уменьшаются потери K_{ATM} сигнала при распространении в атмосфере;

▪ с увеличением длины волны уменьшается интерференционный множитель Земли $F_z(\epsilon)$ при малых углах места, что приводит к радикальному снижению дальности обнаружения целей на предельно малых высотах [24; 27; 85; 86].

3.2.2.2. Зависимость параметров мешающих отражений, создаваемых поверхностно и объемно распределенными отражателями, от длины волны

Необходимость более детального рассмотрения параметров мешающих отражений связана с тем, что эти параметры определяют эффективность их когерентной компенсации ν_1 . Причем наибольшее влияние на эффективность КК МО оказывают различные флуктуационные эффекты, определяющие корреляционную функцию флуктуаций и, соответственно, форму и ширину зубца энергетического спектра МО [44; 45; 46; 77]. Рассмотрим более подробно параметры поверхностно и объемно распределенных МО.

На практике сравнительно часто полагается, что энергетический спектр флуктуаций мешающих отражений можно описать гауссовой формой вида

$$S(f) = S_0 \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_{f.dp}^2}\right). \quad (3.26)$$

Это, как правило, связано с бóльшим количеством случайных факторов, действующих на ветер, и бóльшим числом отражателей. Среднеквадратическое значение отклонения доплеровской частоты мешающих отражений $\sigma_{f.dp}$ напрямую связано со среднеквадратическим значением отклонения скорости ветра $\sigma_{v.p}$:

$$\sigma_{f.dp} = \frac{2\sigma_{v.p}}{\lambda}. \quad (3.27)$$

При этом ширину спектра флуктуаций мешающих отражений Δf_p по уровню 0,5 для гауссова вида спектра флуктуаций можно связать с величиной $\sigma_{f.dp}$ выражением

$$\Delta f_p \cong 2,5\sigma_{f.dp}. \quad (3.28)$$

К *поверхностно распределенным отражателям* относятся различные элементы земной и морской поверхности. Известно, что флуктуации МО от *поверхности Земли* обусловлены в основном двумя факторами:

- изменением взаимного положения элементарных отражателей у элементов растительности (веток деревьев и кустарников, травы), которое описывается экспоненциально-параболической аппроксимацией корреляционной функции флуктуаций с шириной спектра флуктуаций:

$$\Delta f_{vs} = \frac{5\sigma_{vps}}{\lambda};$$

- обновлением состава отражателей в разрешаемом объеме из-за сканирования ДНА, которое описывается гауссовой аппроксимацией корреляционной функции флуктуаций с шириной спектра флуктуаций:

$$\Delta f_L = \frac{1}{T_{H.p}} \cong \frac{1}{T_H},$$

определяемой временем наблюдения МО в разрешаемом объеме $T_{H.p}$.

Величина σ_{vps} может быть найдена в литературе, посвященной мешающим отражениям, например, в источнике [12].

Рассмотрим флуктуации мешающих отражений от *объемно распределенных отражателей* – гидрометеоров и дипольных отражателей [39; 45; 46; 77; 86; 88]. Флуктуации мешающих отражений от объемно распределенных отражателей обусловлены следующими факторами:

- взаимным перемещением отражателей в облаке и неодинаковой скоростью падения, которые описываются гауссовой аппроксимацией корреляционной функции флуктуаций с шириной спектра флуктуаций

$$\Delta f_{vzp} = \frac{5\sigma_{vzp}}{\lambda},$$

где σ_{vzp} – среднее квадратическое значение разброса скоростей падения отражателей в локальной части облака;

- обновлением состава отражателей в разрешаемом объеме за счет сканирования ДНА (ограниченным временем наблюдения T_H), которое описывается гауссовой аппроксимацией корреляционной функции флуктуаций с шириной спектра флуктуаций Δf_L ;

- различиями средних скоростей ветра на разных высотах («слоистостью» ветра), флуктуациями скорости ветра по фронту и турбулентностью атмосферы, которые описываются гауссовой аппроксимацией корреляционной функции флуктуаций с шириной спектра флуктуаций

$$\Delta f_{grh} = \frac{5\sigma_{grh}}{\lambda},$$

где $\sigma_{grh} = (\sigma_{grf} + \sigma_{trb})$ – среднее квадратическое отклонение скорости ветра из-за флуктуаций скорости ветра по фронту σ_{grf} и по высоте σ_{trb} в разрешаемом объеме;

- различиями радиальных скоростей элементов облака ΔV , наблюдаемых под разными азимутами в пределах ширины ДНА $\Delta\beta$ в элементе разрешения по дальности (градиентом средней скорости ветра по азимуту), что описывается аппроксимацией корреляционной функции флуктуаций с шириной спектра

$$\Delta f_{gr\beta} = \frac{2\Delta V_v}{\lambda};$$

- порывами ветра, которые описываются гауссовой корреляционной флуктуацией с шириной спектра

$$\Delta f_{pv} = \frac{5\sigma_{vpv}}{\lambda}$$

и влияние которых может быть в основном скомпенсировано автокомпенсатором МО, где σ_{vpv} – среднее квадратическое значение порывов ветра.

Рассмотрим наиболее сложные из отмеченных факторов. *Взаимные перемещения отражателей в облаке и различия в скоростях падения* описываются среднее квадратическим значением σ_{vzp} , которое [88]:

- для капель дождя составляет величину $\sigma_{vzp} = 1,0 \cdot \sin \varepsilon$, [м/с], где ε – угол места ДНА;

- для снега $\sigma_{vzp} \ll 1$ м/с;

- для дипольных отражателей $\sigma_{vzp} \leq 0,45$ м/с.

Рассмотрим *фактор флуктуаций скорости ветра по фронту*. Это явление описывается коэффициентом флуктуаций скорости ветра по фронту k_{rf} , который для расчетов принимается равным 5,7 м/с на километр по азимуту в линейных

размерах для слоев атмосферы от 0,5 до 2 км и в среднем для произвольного азимута может быть выбран равным 4 м/с на километр. Величина среднеквадратического отклонения скорости ветра по фронту σ_{grf} описывается выражением

$$\sigma_{grf} = 0,42k_{rf} 2r \sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}\right)k_{v\beta},$$

где k_{rf} – коэффициент, имеющий размерность [(м/с)/км]; $k_{v\beta}$ – коэффициент, учитывающий соотношение размера облака по азимуту Δl_{obl} и линейного размера ширины ДНА по азимуту $\Delta l_{\beta} = 2r \sin(\Delta\beta / 2)$ на анализируемой дальности r , подставляемой в километрах;

$$k_{v\beta} = \begin{cases} \frac{\Delta l_{obl}}{2r \sin(\Delta\beta / 2)} & \text{при } \Delta l_{obl} < 2r \sin(\Delta\beta / 2); \\ 1 & \text{при } \Delta l_{obl} \geq 2r \sin(\Delta\beta / 2). \end{cases}$$

На практике установлено, что σ_{grf} не превышает величины 6 м/с для РЛС с шириной ДНА по азимуту не более $2,5^{\circ}$.

Остановимся на отклонении скорости движения отражателей от среднего значения в разрешаемом объеме из-за *турбулентности атмосферы («слоистости» ветра по высоте)*. Это явление выражается в существовании в данный момент времени для каждой высоты какого-то среднего значения скорости ветра, которое имеет смысл только при указании конкретного времени усреднения. Среднеквадратическое значение разброса скоростей ветра в слоях обозначим величиной σ_{trb} , которая по результатам экспериментальных исследований для высот до 3 км составляет величину примерно $\sigma_{grb} \cong 1$ м/с с крайними значениями 0,5...2 м/с. Для больших высот было установлено снижение σ_{grb} до величины 0,7 м/с. Необходимо обратить внимание на время усреднения, которое при этом составляло примерно 1 с. Время усреднения при ведении радиолокационного обзора равно времени наблюдения или времени когерентного накопления, если оно осуществляется. Уменьшение времени усреднения приводит к увеличению величины σ_{grb} . Для дипольных отражателей σ_{grb} лежит в пределах 0,6...1,3 м/с.

3.2.2.3. Методика определения длины волны зондирующего сигнала

Перечисленные выше факторы, связанные с выбором длины волны, можно разделить на две группы:

- факторы, влияющие на *энергетические параметры сигналов и помех*: эффективная отражающая поверхность цели или гидрометеора, потери сигналов при распространении в атмосфере, интерференционный множитель Земли;
- факторы, влияющие на *спектральные параметры помех*: расширение спектра флуктуаций мешающих отражений из-за градиента скорости ветра по

азимуту и высоте, неравномерности скорости ветра по фронту, а также на доплеровскую частоту мешающих отражений.

Факторы, влияющие на энергетические параметры сигналов и помех, можно в основном устранить путем повышения мощности зондирующего сигнала. Кроме того, влияние энергетических факторов может быть снижено путем уменьшения размеров разрешаемого объема и выбора поляризации зондирующего сигнала [56]. В то же время факторы, влияющие на спектральные параметры помех, можно устранить частично либо почти полностью только путем выбора длины волны.

С учетом этого **методика выбора длины волны** должна включать в себя следующие этапы.

1 этап. Исходя из назначения и требуемых характеристик РЛС определяется *тип* и *средний период (средняя частота) повторения ЗС*.

Если это РЛС обзора или РЛС точного измерения координат, в которой необходимо обеспечить однозначное измерение дальности, то в первом приближении средний период повторения можно определить по формуле

$$T_r = 1,1 \frac{2r_{tr}}{c}.$$

При этом необходимо учитывать применение истинной когерентности радиопередающего устройства для компенсации мешающих отражений со второго, третьего и других интервалов однозначного измерения дальности. Заметим, что при истинной когерентности зондирующего сигнала проблема защиты от имитирующих помех, формируемых «вперед» (перед постановщиком помех), актуальна.

Если это РЛС точного измерения координат средней или большой дальности и предъявлены жесткие требования к ее помехозащищенности, то среднее значение частоты повторения ЗС выбирается исходя из требований помехозащиты и энергопотенциала, а проблема однозначности измерения дальности уходит на второй план.

2 этап. Определяется *минимальное значение длины волны λ_{\min}* , которое может быть использовано в РЛС. Это значение определяется исходя из того, что ширина зубца спектра мешающих отражений ΔF_{LP} , определяющая ширину зоны режекции Δf_{reg} устройства когерентной компенсации МО, должна удовлетворять требованию обеспечения необходимой ширины зоны «прозрачности» по частоте устройства когерентной компенсации

$$(F_r - \Delta f_{reg}) \geq 0,7 \dots 0,9 F_r.$$

Следовательно, ширина зубца спектра мешающих отражений должна удовлетворять условию

$$\Delta F_{LP} \geq 0,1 \dots 0,3 F_r.$$

Величина ΔF_{LP} зависит от нескольких факторов и может быть представлена выражением

$$\Delta F_{LP} = \frac{1}{T_H} + \frac{2}{\lambda_{\min}} \sum_{j=1}^J \delta V_j, \quad (3.29)$$

где $\delta V_j \cong 2,5\sigma_{v,j}$ – эффективный интервал флуктуаций скорости ветра под действием фактора j , причем $\sigma_{v,j}$ – среднеквадратическое значение отклонения скорости ветра под действием j -го фактора. Заметим, что эффективный интервал флуктуаций скорости ветра в данном случае определен по уровню 0,5 гауссова распределения.

В итоге можно полагать, что минимально возможное значение длины волны исходя из требования защиты от МО определяется выражением

$$\lambda_{\min} = \frac{2 \sum_{j=1}^J \delta V_j}{(0,1...0,3)F_r - \frac{1}{T_H}}. \quad (3.30)$$

Наиболее типичной и сложной помеховой ситуацией для РЛС является компенсация мешающих отражений от объемно распределенных отражателей, в которой действуют следующие основные помеховые факторы:

- взаимное перемещение отражателей в облаке и неодинаковая скорость падения, для которых $\delta V_1 = 2,5\sigma_{vzp}$;
- турбулентность атмосферы и флуктуации скорости ветра по фронту, для которых $\delta V_2 = 2,5(\sigma_{grf} + \sigma_{trb})$;
- градиент средней скорости ветра по азимуту. Полагаем, что порывы ветра в основном компенсируются автокомпенсатором МО и могут не учитываться в этом расчете (при работе автокомпенсатора МО $\delta V_3 \cong 0$).

Следовательно, минимальное значение длины волны также зависит от времени наблюдения в разрешаемом объеме, которое в свою очередь зависит от реализуемых в РЛС способов обзора пространства по угловым координатам, дальности и радиальной скорости. Максимальное целесообразное время наблюдения в режиме обзора обеспечивается при одновременном обзоре по углу места, дальности, радиальной скорости и последовательном обзоре по азимуту:

$$T_{H \max} = \frac{T_{obz}}{m_{\beta} l_{pp}} = \frac{T_{obz} \Delta \beta}{\beta_{obz} l_{pp}},$$

а минимальное целесообразное время наблюдения в режиме обзора обеспечивается при одновременном обзоре по дальности, радиальной скорости и последовательном обзоре по азимуту и углу места:

$$T_{H \max} = \frac{T_{obz}}{m_{\beta} m_{\epsilon} l_{pp}} = \frac{T_{obz} \Delta \beta \Delta \epsilon}{\beta_{obz} \epsilon_{obz} l_{pp}},$$

где l_{pp} – число частот (периодов) повторения зондирующих сигналов, используемых для устранения «слепых» скоростей; β_{obz} – ширина сектора обзора по азимуту; ϵ_{obz} – ширина сектора обзора по углу места.

В соответствии с максимальным и минимальным целесообразным временем наблюдения можно рассчитать два соответствующих минимально возможных значения длины волны:

$$\lambda_{\min 1} = \frac{2 \sum_{j=1}^J \delta V_j}{(0,1...0,3) F_r - \frac{1}{T_{H \max}}}, \quad \lambda_{\min 2} = \frac{2 \sum_{j=1}^J \delta V_j}{(0,1...0,3) F_r - \frac{1}{T_{H \min}}}. \quad (3.31)$$

3 этап. Длина волны может быть увеличена по отношению к минимальному возможному значению для снижения потерь сигналов из-за затухания при распространении в заданных погодных условиях работы РЛС.

Максимальное значение длины волны может быть ограничено требуемыми значениями разрешающих способностей по угловым координатам при максимально возможных размерах апертуры антенной системы с учетом расширения главного лепестка ДНА при формировании на апертуре специального амплитудного распределения для снижения уровня боковых лепестков ДНА. Исходя из этого требования максимальное значение длины волны можно определить как наименьшее из значений, полученных в соответствии с выражениями

$$\lambda_{\max} = \frac{L_{\varepsilon \max} \Delta \varepsilon}{k_{amr\varepsilon}}, \quad \lambda_{\max} = \frac{L_{\beta \max} \Delta \beta}{k_{amr\beta}}, \quad (3.32)$$

где $L_{\varepsilon \max}$, $L_{\beta \max}$ – максимальные размеры апертуры антенны по высоте и ширине; $\Delta \varepsilon$, $\Delta \beta$ – требуемые разрешающие способности по углу места и азимуту в радианах; $k_{amr\varepsilon}$, $k_{amr\beta}$ – коэффициент, учитывающий расширение главного лепестка ДНА при создании на апертуре специального амплитудного распределения в вертикальном и горизонтальном сечении.

Важно, однако, при определении максимально возможного значения длины волны помнить, что с увеличением длины волны уменьшается интерференционный множитель Земли $F_z(\varepsilon)$ и, соответственно, радикально снижается дальность обнаружения маловысотных целей и целей с большими дальностями на линии радиогоризонта. Это снижение может быть частично скомпенсировано увеличением высоты подъема антенной системы и повышением мощности ЗС. Однако увеличение высоты подъема приводит к усложнению антенной системы и снижению маневренных характеристик РЛС, а повышение мощности зондирующего сигнала не может полностью решить эту проблему и, кроме того, снижает скрытность работы РЛС.

Поэтому длину волны желательно выбирать ближе к минимальному возможному значению, но с учетом потерь из-за затухания при распространении в каждом конкретном случае.

3.2.2.4. Помехи, связанные с аномальным распространением радиоволн и отражениями от ненаблюдаемых объектов

Вначале рассмотрим помехи, возникающие из-за отражений сигналов от *отражателей* (поверхности Земли, гидрометеоров и диполей), *расположенных за пределами интервала однозначного измерения дальности* (помехи на n -м ходе развертки). Такие помехи характерны для РЛС с некогерентным зондирующим сигналом, генерируемым магнетронным передатчиком или другим мощным импульсным автогенератором, а также для РЛС с вобуляцией периода повторения (переменным периодом повторения от импульса к импульсу). При наличии аномалий в распространении радиоволн, а также при излишне большой энергетике зондирующего сигнала РЛС принимает сигналы от объектов, расположенных за пределами интервала однозначного измерения дальности $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$

. Тогда при втором зондировании углового направления дополнительно на сигналы от отражателей в пределах r_{odn} накладываются сигналы от неподвижных (подвижных) отражателей, расположенных в интервале $[r_{odn}; 2r_{odn}]$, а при третьем зондировании – сигналы от отражателей в интервале $[r_{odn}; 3r_{odn}]$ и т. д.

Если в РЛС используется магнетронный передатчик, то начальные фазы зондирующих сигналов от периода к периоду являются случайными. Когерентность гетеродина радиоприемного устройства обеспечивается только в интервале одного периода повторения путем его фазирования зондирующим импульсом. Следовательно, фиксированные фазовые соотношения между сигналами пассивных помех и сигналом когерентного гетеродина на первом (интервал $[0; r_{odn}]$) и последующих n -х интервалах (интервалы $[(n-1)r_{odn}; nr_{odn}]$) однозначного измерения дальности поддержать невозможно. Поэтому мешающие отражения от отражателей на дальностях, соответствующих второму, третьему и последующим интервалам однозначного измерения дальности, не могут быть скомпенсированы одновременно.

Кроме того, в современных РЛС для защиты от «слепых» скоростей используется вобуляция периода повторения ЗС. Это приводит к тому, что пассивные помехи с n -го интервала однозначного измерения дальности появляются на разных неоднозначных дальностях в интервале анализа РЛС $[0; r_{odn}]$ и, следовательно, обычными способами их подавить невозможно.

Пассивные помехи с n -х интервалов однозначного измерения дальности оказывают негативное влияние на качество обнаружения. Для эффективной борьбы с такими помехами необходимо использовать *полностью когерентное радиопередающее устройство с постоянной частотой повторения зондирующих сигналов в течение одной пачки* (с вобуляцией частоты повторения от пачки к пачке, а не от импульса к импульсу). В старых образцах РЛС от МО, создаваемых местными предметами с кратных разверток дальности, избавлялись путем

увеличения периода повторения зондирующих сигналов до величины $T_r \geq \frac{2r_{rg}}{c}$,

где r_{rg} – дальность до радиогоризонта (или большая дальность), в пределах которой могут существовать МО от подстилающей поверхности (включая горы) и снижаются до пренебрежимой величины отражения от гидрометеоров и дипольных отражателей.

Кратко рассмотрим помехи от *оптически ненаблюдаемых объектов («ангел-эхо») и птиц*. Эти помехи не относятся к отражениям от подстилающей поверхности, метеообразований, облаков дипольных отражателей и целей. Основная масса таких отражений вызывается стаями птиц, и меньшая часть связывается со специфическими метеоусловиями (наличием неоднородностей в потоках воздуха).

К основным характеристикам этих отражений относятся их ЭОП, скорость и высота. Наиболее интенсивно такие отражения проявляются при длинах волн 20 см и менее. Причем среднее значение ЭОП этих отражателей имеет величину $10^{-2} \dots 10^{-3} \text{ м}^2$. Вследствие того что ЭОП этих отражений мала, обнаружение самолета на их фоне не вызывает затруднений. Однако малоразмерные беспилотные летательные аппараты также имеют малую ЭОП и невысокую скорость, что приводит к проблеме их устойчивого обнаружения среди таких отражений.

Отражения от одиночных птиц при длине волны 7,5...15 см соответствуют ЭОП $\sigma_i = 10^{-4} \dots 10^{-2} \text{ м}^2$. Среднее значение ЭОП типичной стаи из мелких птиц или одной большой птицы (типа журавль или аист) составляет 10^{-2} м^2 , но выбросы ЭОП иногда достигают значения $1 \dots 10 \text{ м}^2$. Высота полета птиц в основном менее 2000 м, но для крупных птиц может достигать и 3500 м. Скорость их полета без учета ветра лежит в пределах 8...20 м/с, а с учетом попутного ветра может достигать 40 м/с.

Атмосферные неоднородности возникают над водоемами в жаркую погоду, а также над источниками тепла (тепловыми электростанциями, котельными и пр.). Отражения от таких неоднородностей называют «ангел-эхо», а их количество возрастает по мере уменьшения длины волны. Особенности отражений от этих неоднородностей заключаются в том, что отражения имеют доплеровский сдвиг частоты (определяется направлением ветра), но из-за быстрого рассеяния потока «стоят» на месте (дальность фактически не меняется и соответствует местоположению источника неоднородного потока).

Отражения от птиц и оптически ненаблюдаемых объектов селекционируются методами селекции движущихся целей и путем межобзорной обработки.

3.2.3. Выбор периода повторения зондирующих сигналов. Проблема «слепых» дальностей и «слепых» скоростей

Выбор периода повторения может быть осуществлен исходя из двух основных требований к РЛС:

- требование однозначного измерения дальности или радиальной скорости;
- требование высокой защищенности от пассивных помех.

Рассмотрим влияние этих требований. В соответствии с функцией неопределенности $\rho(\tau, F)$ интервалы однозначного измерения дальности r_{odn} и радиальной скорости $V_{r.odn}$ определяются выражениями [31; 77]

$$r_{odn} = \frac{cT_r}{2}, \quad V_{r.odn} = \frac{\lambda}{4T_r} = \frac{\lambda F_r}{4}. \quad (3.33)$$

Отметим, что при двухквадратурном приеме радиальная скорость однозначно (с учетом знака) измеряется в диапазоне значений $\left[-\frac{\lambda}{4T_r}; +\frac{\lambda}{4T_r}\right]$.

Если в РЛС необходимо *однозначно определить дальность* в пределах требуемой дальности обнаружения r_{tr} , то период повторения выбирается из неравенства

$$T_r > \frac{2r_{tr}}{c}. \quad (3.34)$$

Исходя из неравенства с известной степенью приближения период повторения можно выбрать равным

$$T_r = 1,1 \frac{2r_{tr}}{c}. \quad (3.35)$$

Если в РЛС необходимо при фиксированной частоте повторения зондирующих сигналов *однозначно (с учетом возможного удаления или приближения) определить радиальную скорость цели*, которая может лететь на удаление или на приближение с максимальной скоростью V_{max} , то период повторения выбирается из неравенства

$$T_r < \frac{\lambda}{4V_{max}}. \quad (3.36)$$

При этом оценочное значение периода повторения может быть равно

$$T_r = 0,91 \frac{\lambda}{4V_{max}}. \quad (3.37)$$

Из сравнения неравенств (3.34) и (3.36) видно, что *требование одновременного однозначного измерения дальности и скорости противоречиво* и, как правило, не выполняется одновременно по дальности и скорости для аэродинамических целей.

Требование высокой помехозащищенности РЛС от пассивных помех приводит к необходимости уменьшения периода повторения T_r . Проиллюстрируем это на примере эффективности когерентной компенсации МО при экспоненциально-параболической аппроксимации корреляционной функции флуктуаций МО [77; 78]. При этом отношение эффективностей когерентной компенсации мешающих отражений v_{I1}^{e-p} и v_{I2}^{e-p} для периодов повторения T_{r1} и T_{r2} имеет вид

$$\frac{v_{I1}^{e-p}}{v_{I2}^{e-p}} = \left(\frac{F_{r1}}{F_{r2}} \right)^3 = \left(\frac{T_{r2}}{T_{r1}} \right)^3,$$

то есть пропорционально третьей степени отношения частот повторения зондирующих сигналов.

Типовой пример. Если $T_{r1} = 10$ мкс ($F_{r1} = 100$ кГц), а $T_{r2} = 1000$ мкс ($F_{r2} = 1$ кГц), то $v_{I1}^{e-p} / v_{I2}^{e-p} = 10^6$.

Следовательно, требование высокой помехозащищенности от мешающих отражений обеспечивается *повышением частоты повторения, что противоречит требованию однозначного измерения дальности.*

3.2.3.1. Выбор периода повторения зондирующих сигналов в РЛС обнаружения большой дальности. Проблема «слепых» скоростей

В РЛС обнаружения большой дальности и радиовысотомерах для *исключения неоднозначных оценок координат в многоцелевой ситуации* (в пределах ДНА две и более отметок) необходимо использовать импульсный зондирующий сигнал с периодом повторения, обеспечивающим однозначное измерение радиальной дальности:

$$T_r > \frac{2r_{tr}}{c}.$$

Измерение скорости при этом путем определения доплеровской частоты f_{ds} не осуществляется, так как при таком периоде повторения интервал однозначного измерения скорости значительно меньше максимальной радиальной скорости V_{max} аэродинамической цели:

$$V_{r.odn} = \frac{\lambda}{4T_r} \ll V_{max}.$$

Известно, что для такой низкой частоты повторения при реализации когерентной компенсации мешающих отражений существует **проблема «слепых» скоростей**. «Слепой» является радиальная скорость, при которой цель за период повторения T_r проходит радиальное расстояние, кратное целому числу полу-волн и начальная фаза отраженного сигнала через период повторения не изменяется [78]:

$$V_{r.slip} = \frac{k\lambda}{2T_r} = \frac{\lambda}{2} kF_r,$$

где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ – целое число, соответствующее номеру «слепой» скорости.

«Слепые» скорости повторяются с интервалом, равным произведению $\frac{\lambda}{2} F_r$.

Следовательно, *методы борьбы со «слепыми» скоростями* должны быть основаны либо на вобуляции (изменении во времени) периода повторения T_r , либо на использовании многочастотного (с различной длиной волны λ) зондирующего сигнала [22; 77; 88].

Рассмотрим *метод вобуляции периода повторения*. При использовании двух периодов повторения их можно описать в виде

$$T_{r1} = T_{r0} + \frac{\Delta T}{2}, T_{r2} = T_{r0} - \frac{\Delta T}{2}, \quad (3.38)$$

где $(T_{r1} - T_{r2}) = \Delta T$ – разность периодов повторения.

В этом случае первая «слепая» скорость определяется выражением

$$V_{r.slip 1} = \frac{\lambda}{2\Delta T}. \quad (3.39)$$

Следовательно, разность периодов повторения ΔT выбирается в соответствии с требованием неравенства $(V_{r.slip 1} > V_{max})$, из которого следует, что

$$\Delta T < \frac{\lambda}{2V_{max}}. \quad (3.40)$$

Особенности использования этого метода в сочетании с когерентным междупериодным накоплением рассмотрены в подразд. 5.3.

Если для борьбы со «слепыми» скоростями используется *многочастотный зондирующий сигнал*, то разнос рабочих частот зондирующих сигналов $(f_{01} - f_{02})$ выбирается из условия

$$(f_{01} - f_{02}) < \frac{c}{2V_{max}} F_r. \quad (3.41)$$

Типовой пример. Если $V_{max} = 750$ м/с и длина волны в РЛС $\lambda = 10$ см, то для устранения «слепых» скоростей методом вобуляции периода повторения разность периодов должна удовлетворять условию

$$T_{r1} - T_{r2} = \Delta T < \frac{\lambda}{2V_{max}} = 66,7 \text{ мкс.}$$

Аналогично при использовании в РЛС многочастотного зондирующего сигнала с фиксированным периодом повторения $T_r = 2500$ мкс ($F_r = 400$ Гц) условие устранения «слепых» скоростей имеет вид

$$(f_{01} - f_{02}) < \frac{c}{2V_{max}} F_r = 80 \text{ МГц.}$$

3.2.3.2. Выбор периода повторения зондирующих сигналов в РЛС точного измерения координат с высокой помехозащищенностью. Проблема «слепых» скоростей и «слепых» дальностей

В РЛС точного измерения координат малой дальности действия (несколько километров) или в РЛС с низкими требованиями к помехозащищенности в связи с одновременным требованием низкой стоимости и простоты исполнения используется импульсный зондирующий сигнал, обеспечивающий однозначное измерение дальности. Проблема «слепых» скоростей решается методами, описанными в п. 3.2.3.1.

В РЛС точного измерения координат средней и большой дальности, которые должны иметь высокую помехозащищенность от интенсивных мешающих отражений, необходимо использовать квазинепрерывный или непрерывный модулированный зондирующий сигналы с высокой частотой повторения. Эти РЛС, как правило, работают в двух режимах: в режиме обнаружения и в режиме сопровождения (точного измерения координат).

В режиме обнаружения для уменьшения числа просматриваемых элементов разрешения по скорости в интервале однозначности (число элементов разрешения по доплеровской частоте $m_v = \frac{F_r}{\Delta F_{II}}$) необходимо использовать низкую частоту повторения (например, $F_r = 10 \dots 30$ кГц). При этом необходимо принимать меры к устранению «слепых» дальностей и скоростей.

В режиме автоматического сопровождения необходимо использовать высокую частоту повторения F_r , при которой реализуется как высокая помехозащищенность, так и однозначное измерение скорости для обеспечения автоматического сопровождения по скорости (частота повторения удовлетворяет условию $F_r \geq \frac{4V_{\max}}{\lambda}$). Существующая при этом проблема неоднозначного измерения дальности решается, например, путем использования *нониусного метода* устранения неоднозначности измерения.

Необходимо заметить, что при использовании *непрерывного зондирующего сигнала* благодаря наличию в РЛС отдельных передающей и приемной антенн проблема «слепых» дальностей отсутствует, но возможно наличие «слепых» скоростей. При непрерывном зондирующем сигнале малой мощности (в РЛС ближнего действия), когда приемный тракт благодаря простейшим мерам развязки (например, излучение и прием на ортогональных поляризациях) не перегружается проникающим зондирующим сигналом (приемное устройство имеет большой динамический диапазон), для снижения весогабаритных характеристик может быть использована единая приемно-передающая антенна. Примером может служить РЛС 1РЛ136 («Фара-1») или радар дорожной патрульной службы «Сокол-М».

При использовании *квазинепрерывного зондирующего сигнала* в РЛС с единой приемно-передающей антенной всегда существуют «слепые» дальности и возможны «слепые» скорости.

Устранение «слепых» дальностей. «Слепыми» являются дальности, для которых время задержки отраженного сигнала кратно целому числу периодов повторения зондирующего сигнала $t_r = kT_r$ (k – целое число) и, следовательно, совпадает с временем излучения $(k + 1)$ -го зондирующего импульса. Если используется единая приемно-передающая антенна, то при этом приемник закрыт для исключения перегрузки или вывода из строя проникающим зондирующим сигналом. Соответственно, пришедший в этот момент отраженный от цели сигнал теряется. «Слепые» дальности следуют с интервалом однозначного измерения $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$ и имеют протяженность $r_{slip.min} = c \frac{T_0 + T_{Rc.B}}{2}$, где $T_{Rc.B}$ – время восстановления радиоприемного устройства после воздействия зондирующего сигнала.

Необходимо особо отметить, что время восстановления играет особую роль в РЛС точного измерения координат при необходимости использования ЗС с высокой частотой повторения и, соответственно, малым периодом повторения (малым интервалом анализа по однозначной дальности).

Для устранения «слепых» дальностей в требуемой зоне обнаружения, имеющей размер по дальности r_{tr} , как правило, используется *последовательное излучение зондирующего сигнала на нескольких частотах повторения*. Рассмотрим их выбор.

Для *первой (основной) частоты повторения* F_{r1} , выбираемой из соображений необходимого просматриваемого числа элементов разрешения по скорости – дальности и требуемой эффективности когерентной компенсации мешающих отражений, в интервале $[0; r_{tr}]$ укладывается k «слепых» дальностей

$$k = \left\lceil \frac{r_{tr}}{r_{odn1}} \right\rceil \text{ с округлением числа в бóльшую сторону, причем } r_{odn1} = \frac{cT_{r1}}{2}.$$

Пусть в целях определенности для *второй частоты повторения* выполняется неравенство $T_{r2} < T_{r1}$, что можно интерпретировать как требование обеспечения эффективности КК МО и интервала однозначного измерения скорости на второй частоте повторения не ниже, чем на первой. Тогда T_{r2} выбирают исходя из условия первого одновременного наступления «слепой» дальности в точке $r = (k r_{odn1}) > r_{tr}$ на частотах F_{r1} и F_{r2} . При этом из равенства $k r_{odn1} = (k + 1) r_{odn2}$ находим второй период:

$$T_{r2} = T_{r1} \frac{k}{k + 1}. \quad (3.42)$$

Необходимо отметить, что если предъявлено требование $T_{r2} > T_{r1}$, то, соответственно,

$$T_{r2} = T_{r1} \frac{k}{k-1}.$$

Типовой пример. Пусть требуемая дальность действия РЛС $r_{tr} = 200$ км, а первая частота повторения выбрана равной $F_{r1} = 25$ кГц. Необходимо найти вторую частоту повторения, которая должна быть не ниже F_{r1} .

Тогда $T_{r1} = 40$ мкс, $r_{odn1} = \frac{cT_{r1}}{2} = 6000$ м, $k = \frac{r_{tr}}{r_{odn1}} = [33,3] = 34$. Следовательно,

$$T_{r2} = T_{r1} \frac{k}{k+1} = 38,85 \text{ мкс}, \quad F_{r2} = 25,735 \text{ кГц}.$$

Устранение «слепых» скоростей. «Слепыми» являются радиальные скорости, для которых доплеровская частота кратна частоте повторения, то есть $f_{ds} = kF_r$, где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ – целое число. «Слепые» скорости следуют в области радиальных скоростей с интервалом $V_{r.slip} = \frac{\lambda}{2T_r} = \frac{\lambda}{2} F_r$, а в частотной области – с интервалом F_r . Ширина зоны «слепой» скорости соответствует ширине зоны режекции Δf_{reg} устройства КК МО:

$$\Delta V_{slip} = \frac{\lambda}{2} \Delta f_{reg}. \quad (3.43)$$

Устранение «слепых» скоростей осуществляется следующим образом. Для основной частоты F_{r1} в пределах интервала частот от нуля до $f_{ds \max} = \frac{2V_{\max}}{\lambda}$ име-

ется l «слепых» скоростей, $l = \left\lceil \frac{f_{ds \max}}{F_{r1}} \right\rceil$ с округлением в большую сторону.

Пусть вторая частота повторения для определенности удовлетворяет неравенству $F_{r2} > F_{r1}$. Тогда F_{r2} выбирают из условия первого одновременного наступления «слепой» скорости на частоте $f_{ds} = lF_{r1}$ при частотах повторения F_{r1} и F_{r2} :

$$lF_{r1} = (l-1)F_{r2}.$$

Следовательно, значение второй частоты повторения должно быть равно

$$F_{r2} = F_{r1} \frac{l}{l-1}, \quad (3.44)$$

соответственно,

$$T_{r2} = T_{r1} \frac{l-1}{l}. \quad (3.45)$$

Типовой пример. Пусть длина волны $\lambda = 3$ см, максимальная скорость целей $V_{\max} = 1200$ м/с, первая частота повторения $F_{r1} = 10$ кГц. Необходимо найти вторую частоту повторения для устранения «слепых» скоростей при обзоре.

С учетом сформулированных условий $f_{ds\max} = \frac{2V_{\max}}{\lambda} = 80$ кГц, $l = \left[\frac{f_{ds\max}}{F_{r1}} \right] = 8$,

вторая частота повторения равна $F_{r2} = F_{r1} \frac{l}{l-1} = 11,429$ кГц.

Одновременное устранение «слепых» дальностей и скоростей при квазинепрерывном зондирующем сигнале. Необходимо отметить, что устранение «слепых» скоростей возможно или путем использования нескольких частот повторения, или нескольких несущих частот ЗС. Устранение «слепых» дальностей возможно или путем использования нескольких частот повторения, или отдельных передающей и приемной антенн.

Следовательно, при непрерывном фазо- или частотно-модулированном зондирующем сигнале одновременное устранение «слепых» дальностей и скоростей обеспечивается путем использования отдельных приемной и передающей антенн (с возможным исключением РЛС ближнего действия) и нескольких частот повторения или несущих частот. Использование нескольких частот повторения является более предпочтительным, так как не требует перестройки и широкополосности передающего тракта, а также позволяет иметь в резерве перестройку несущей частоты для защиты от активных помех. При монохроматическом ЗС проблема «слепых» скоростей отсутствует.

При импульсном или квазинепрерывном ЗС одновременное устранение «слепых» дальностей и скоростей наиболее рационально реализуется при использовании нескольких частот повторения. Таким образом, возникает вопрос о выборе частот повторения этих зондирующих сигналов. Важным при этом является также и *необходимое число этих частот повторения*. Это обусловлено противоречием между ограничением на время обзора зоны обнаружения и необходимым временем когерентного накопления на каждой частоте повторения в серии зондирований в каждом угловом направлении. Рассмотрим случаи использования двух и трех (более трех) частот повторения, обеспечивающих устранение «слепых» дальностей и скоростей.

Случай использования двух частот повторения. Рассмотрим выбор частоты F_{r2} , использование которой совместно с частотой F_{r1} обеспечивает устранение «слепых» дальностей и скоростей в интервалах дальностей до r_r и скоростей до V_{\max} . Решение по обеспечению этого требования может быть найдено исходя из равенства выражений (3.42) и (3.45), то есть

$$T_{r1} \frac{k}{k+1} = T_{r1} \frac{l-1}{l},$$

которое выполняется, если

$$k = (l - 1). \quad (3.46)$$

Из этого равенства следует, что частота F_{r1} должна выбираться исходя из равенства

$$\frac{r_{tr}}{r_{odn1}} = \frac{f_{ds \max}}{F_{r1}} - 1, \quad (3.47)$$

откуда можно получить следующее квадратное уравнение:

$$F_{r1}^2 + \frac{c}{2r_{tr}} F_{r1} - \frac{cf_{ds \max}}{2r_{tr}} = 0. \quad (3.48)$$

С учетом того, что частота F_{r1} является положительной величиной, получим искомое значение:

$$F_{r1} = -\frac{c}{4r_{tr}} + \sqrt{\left(\frac{c}{4r_{tr}}\right)^2 + \frac{cf_{ds \max}}{2r_{tr}}}. \quad (3.49)$$

Типовой пример. Пусть $r_{tr} = 100$ км, $f_{ds \max} = 50$ кГц, что соответствует скорости цели $V_{\max} = 750$ м/с при $\lambda = 3$ см. Необходимо найти вторую частоту повторения зондирующих сигналов, при которой совместно с первой частотой повторения одновременно устраняются «слепые» дальности и скорости.

В заданных условиях $F_{r1} = 5760$ Гц, и в соответствии с формулой (3.49) вторая частота равна

$$F_{r2} = F_{r1} \frac{k+1}{k} = F_{r1} \frac{l}{l+1} = 6510 \text{ Гц}.$$

В заключение необходимо заметить, что частоты F_{r1} и F_{r2} , обеспечивающие *одновременное устранение «слепых» дальностей и скоростей, являются сравнительно низкими* и не всегда могут обеспечить требуемую эффективность когерентной компенсации мешающих отражений.

Такой подход может быть использован также при выборе периода повторения в *РЛС обнаружения малой дальности*.

Рассмотрим случай использования трех и более частот повторения, имеющих значения более 10 кГц. В случае невыполнения требования обеспечения необходимой эффективности когерентной компенсации мешающих отражений при использовании двух частот, обеспечивающих одновременное устранение «слепых» дальностей и скоростей, используют три частоты повторения и поступают следующим образом. Частоту F_{r1} выбирают из условия обеспечения требуемой эффективности когерентной компенсации мешающих отражений. Кроме того, используется зондирование еще минимум на двух частотах повторения F_{r2} , F_{r3} . Причем F_{r2} выбирают в соответствии с требованием устранения «слепых» дальностей (3.42), а F_{r3} – в соответствии с требованием устранения «слепых» скоростей (3.44).

Типовой пример. Пусть $F_{r1} = 18$ кГц, $r_{ir} = 200$ км, $V_{\max} = 1500$ м/с, $\lambda = 3$ см. Следовательно,

$$r_{odn1} = 8333 \text{ м}, f_{ds \max} = \frac{2V_{\max}}{\lambda} = 100 \text{ кГц}, k = \frac{r_{ir}}{r_{odn1}} = 24, l = \left[\frac{f_{ds \max}}{F_{r1}} \right] = 6.$$

Тогда искомые частоты повторения равны:

$$F_{r2} = F_{r1} \frac{k+1}{k} = 18,75 \text{ кГц}, \quad F_{r3} = F_{r1} \frac{l}{l-1} = 21,6 \text{ кГц}.$$

3.2.4. Выбор длительности, мощности и закона модуляции зондирующего сигнала

3.2.4.1. Методика определения параметров зондирующего сигнала

Задача определения параметров зондирующего сигнала, к которым относятся длительность T_0 , закон модуляции, ширина спектра Δf_0 , импульсная мощность P_0 и длительность пачки зондирующих сигналов в одном угловом направлении, является сравнительно сложной и не всегда имеет однозначное решение. Например, ширина спектра закона модуляции может определяться исходя из следующих требований:

1) исходя из требований к ошибкам измерения дальности, в основе которых лежит требуемая разрешающая способность по дальности Δr_{ir} , в соответствии с выражением $\Delta f_{0\min} = \frac{c}{2\Delta r_{ir}}$;

$$\Delta f_{0\min} = \frac{c}{2\Delta r_{ir}};$$

2) исходя из требования минимизации количества элементов разрешения по дальности (разрешаемых объемов в зоне обзора), что обеспечивает минимизацию уровня ложных тревог (частоты ложных тревог в зоне обзора);

3) исходя из требований по помехозащищенности с учетом того, что коэффициент сжатия отраженного сигнала, определяющий повышение отношения сигнал/помеха в результате внутрипериодной обработки, определяется базой зондирующего сигнала $B_0 = T_0 \Delta f_0$;

4) исходя из требования обеспечения скрытности работы РЛС и, соответственно, обеспечения защищенности от прицельных активных шумовых помех. Это требование диктует необходимость использования максимально большой ширины спектра Δf_0 .

Наиболее целесообразно придерживаться первого требования, которое является более очевидным и однозначным. Второе требование органично связано с первым требованием.

Третье требование противоречиво с точки зрения защиты от мешающих отражений – при использовании внутриимпульсной модуляции ЗС появляются боковые лепестки автокорреляционной функции закона модуляции. Уровень этих боковых лепестков определяет потенциально достижимое значение эффективности КК МО от облаков дипольных отражателей и гидрометеоров, а также

от морской и другой водной поверхности с ненулевым значением доплеровской частоты помехи.

В соответствии с четвертым требованием защищенность РЛС от прицельных активных и имитирующих помех улучшается в результате повышения скрытности работы РЛС путем снижения пиковой мощности, что возможно благодаря одновременному расширению спектра и увеличению длительности одиночного зондирующего сигнала. Энергопотенциал РЛС при этом сохраняется.

При выборе параметров зондирующего сигнала необходимо учитывать следующие тактические требования к РЛС.

Во-первых, необходимо обеспечить обнаружение цели с заданной ЭОП σ_t на требуемой дальности r_{tr} с условной вероятностью правильного обнаружения D не менее требуемой D_{tr} при условной вероятности ложных тревог в зоне обзора за один период обзора F_m не более требуемой $F_{m,tr}$. Выполнение этого комплексного требования основано на увеличении энергопотенциала РЛС – длительности T_0 , ширины спектра Δf_0 и импульсной мощности P_0 одиночного зондирующего сигнала, а также времени наблюдения цели (времени когерентного накопления), так как отношение сигнал/помеха на выходе устройства когерентной обработки определяется выражением

$$\rho = \frac{1}{K_{P\Sigma}} \frac{\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0}{\left(N_0 + \frac{N_{a.bok}}{v_{AKP}} \right) \Delta f_0 + \frac{\sigma_{MO}^2}{v_I}} v_{II} = \frac{1}{K_{P\Sigma}} \frac{\sigma_s^2 T_0}{N_0 + \frac{N_{a.bok}}{v_{AKP}} + \frac{\sigma_{MO}^2}{v_I \Delta f_0}} v_{II},$$

где $v_{II} = \frac{F_r}{\Delta F_{II}}$ – эффективность междупериодного когерентного накопления сигнала, которая в случае отсутствия когерентного накопителя принимается равной единице.

Во-вторых, необходимо обеспечить требуемую разрешающую способность по дальности $\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0}$, которая определяется шириной спектра зондирующего сигнала Δf_0 .

В-третьих, в ходе определения параметров ЗС и устройств обработки исходя из выражения для отношения сигнал/помеха ρ необходимо обеспечить требуемую среднюю мощность зондирующего сигнала $P_{sr,tr} = P_0 \frac{T_0}{T_r}$ ниже либо равной рабочей средней мощности $P_{sr,rab}$, которая может быть обеспечена доступными для применения генераторными или усилительными приборами радиопередающего устройства. Другим вариантом выбора мощности ЗС является перенос акцента на обеспечение импульсной (пиковой) мощности P_0 ниже величины $P_{0,RTR}$, которая обеспечит мощность зондирующего сигнала, принятого приемником РТР средств подавления, на дальности радиотехнической разведки

r_{RTR} ниже уровня минимальной чувствительности $P_{Rc.RTR.min}$ приемника РТР средств подавления. При определении $P_{Rc.RTR.min}$ необходимо также учитывать пространственно-поляризационные параметры антенных систем РЛС и источника помех, а также вид разведки – по боковым лепесткам ДНА (типовой случай) или по главному лепестку ДНА – и местоположение источника помех (интерференционное влияние Земли).

При этом необходимо помнить, что одновременное увеличение длительности T_0 и ширины спектра Δf_0 при условии обеспечения требуемой разрешающей способности по дальности возможно только для сигналов, имеющих сложный закон внутримпульсной модуляции (например, ЛЧМ или КФМ).

С учетом сформулированных требований **обобщенная методика выбора параметров** одиночного зондирующего сигнала предусматривает следующие операции.

1. Выбор типа ЗС (импульсный, квазинепрерывный или непрерывный).
2. Определение числа и значений l_{pp} частот повторения или периодов повторения зондирующих сигналов для устранения «слепых» скоростей и «слепых» дальностей. Определение, если это необходимо, l_{NM} частот повторения для устранения неоднозначности в измерении радиальной дальности или скорости нониусным методом.
3. Определение минимальной требуемой ширины спектра закона модуляции одиночного зондирующего сигнала как

$$\Delta f_{0min} = \frac{c}{2\Delta r_{tr}}, \quad (3.50)$$

где Δr_{tr} – требуемая разрешающая способность по дальности.

4. Оценка времени наблюдения цели T_H^* .
5. Определение максимального числа m_{max} элементов разрешения (разрешаемых объемов) в зоне обзора и минимального требуемого значения вероятности ложных тревог F_{tr} в одном элементе разрешения за один цикл обзора:

$$m_{max} = m_r m_\beta m_\varepsilon m_{vmax}, \quad F_{tr} \cong \frac{F_{m.tr}}{m_{max}}, \quad (3.51)$$

где $m_r = \frac{r_{odn}}{\Delta r_{tr}} = \frac{cT_r}{2\Delta r_{tr}}$ – число просматриваемых элементов разрешения в интервале однозначного измерения дальности r_{odn} (без перекрытия элементов анализа); $m_\beta = \frac{\beta_{obz}}{\Delta\beta}$, $m_\varepsilon = \frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon}$ – число просматриваемых элементов разрешения в интервалах обзора β_{obz} и ε_{obz} по угловым координатам, причем разрешающие способности $\Delta\beta$ и $\Delta\varepsilon$ или задаются в тактико-технических требованиях к РЛС,

или непосредственно определяются исходя из требуемых ошибок измерения угловых координат; $m_{v_{\max}} = \frac{V_{r.odn}}{\Delta V_{\min}} = F_r T_H^*$ – оценка максимально возможного числа

просматриваемых элементов разрешения по скорости в интервале однозначного измерения скорости $V_{r.odn} = \frac{F_r \lambda}{4} - \left(-\frac{F_r \lambda}{4} \right) = \frac{F_r \lambda}{2}$ при минимальной величине разрешающей способности по скорости $\Delta V_{\min} = \frac{F_r \lambda}{2T_H^*}$.

6. Расчет требуемого отношения сигнал/помеха $\rho_{tr} = \rho(D_{tr}, F_{tr})$ на выходе устройства когерентной обработки принятого сигнала с учетом выбранной структуры обнаружителя, потенциальной эффективности когерентного накопления $v_{II}^* \cong F_r T_H^* = L_{KN}^*$ (при реализации когерентного накопления на всем интервале наблюдения) или эффективности некогерентного накопления $v_{HH}^* \cong F_r T_H^* = L_{HH}^*$ (при реализации некогерентного накопления на всем интервале наблюдения), при котором обеспечивается требуемая вероятность правильного обнаружения $D = D_{tr}$ и требуемая вероятность ложных тревог в зоне обзора $F_m = F_{m.tr}$.

7. Определение суммарного коэффициента потерь $K_{P\Sigma}$ полезного сигнала.

8. Определение требуемой энергии одиночного зондирующего сигнала:

$$E_{0,tr} = P_{0,tr} T_{0,tr} = \rho(D_{tr}, F_{tr}) F_Z^4(\varepsilon) K_{P\Sigma} \left(N_0 + \frac{N_{a.bok}}{v_{AKP}} + \frac{\sigma_{MO}^2}{\Delta f_0 v_I} \right) \frac{(4\pi)^3 r_{tr}^4}{G_{a.Tr} G_{a.Rc} \lambda^2 \sigma_t} =$$

$$= \rho(D_{tr}, F_{tr}) F_Z^4(\varepsilon) K_{P\Sigma} \left((U_{MO} + 1) N_0 + \frac{N_{a.bok}}{v_{AKP}} \right) \frac{(4\pi)^3 r_{tr}^4}{G_{a.Tr} G_{a.Rc} \lambda^2 \sigma_t}, \quad (3.52)$$

где U_{MO} – задаваемый уровень спектральной плотности остатков МО после компенсации относительно уровня N_0 (например, $U_{MO} = 3$).

Для снятия неопределенности относительно мощности мешающих отражений и эффективности их компенсации при проведении этих предварительных расчетов полагается, что мешающие отражения компенсируются в РЛС до

уровня, кратного собственным шумам РПрУ, то есть $\frac{\sigma_{MO}^2}{\Delta f_0 v_I} = U_{MO} N_0$.

Заметим, что в последующем при разработке структуры РЛС и определении параметров устройств обработки выполняется полноценное уточнение энергopotенциала в соответствии с первой частью формулы (3.52). В общем случае уровень остатков мешающих отражений можно выбирать в соответствии с предполагаемыми условиями работы РЛС и эффективностью когерентной компенсации мешающих отражений, которая определяется выбранной частотой повторения и характером мешающих отражений.

Интерференционный множитель Земли необходимо учитывать при расчете мощности зондирующего сигнала для РЛС, в которой акцент ставится на обнаружение маловысотных целей. В случае малых углов ε интерференционный множитель в простейшем случае определяется выражением [23; 24; 27; 85; 86]

$$F_z(\varepsilon) = 2 \left| \sin(\pi \Delta r_x / \lambda) \right| \cong 2\pi \Delta r_x / \lambda,$$

где $\Delta r_x = 2h_a H_t / r_t$ – разность хода прямой и отраженной от земли волн до цели на высоте H_t с дальностью r_t . Разность хода получена с допущением о плоской земной поверхности и с учетом того, что высота подъема фазового центра антенны h_a значительно меньше дальности до цели r_t , соответствующей дальности обнаружения маловысотных целей в РЛС. При рассмотрении варианта обнаружения целей на средних и больших высотах интерференционный множитель Земли можно принять равным единице.

Следует заметить, что уровень спектральной плотности АШП необходимо оценивать с учетом *принимаемых мер по обеспечению скрытности работы РЛС, динамичности изменения несущей частоты и использованием ложных сигналов для расширения спектра АШП.*

9. Определение требуемой средней мощности $P_{sr.tr}$ ЗС

$$P_{sr.tr} = \frac{E_{0.tr}}{T_r} = \frac{P_{0.tr} T_{0.tr}}{T_r}, \quad (3.53)$$

которая должна быть меньше средней рабочей мощности $P_{sr.rab}$ у предполагаемых для использования выходных генераторных или усилительных приборов передающего устройства.

Важно отметить, что у полупроводниковых (твердотельных) усилителей есть важная особенность: основным ограничением является ограничение на пиковую мощность P_0 , а не на среднюю мощность P_{sr} . При использовании набора параллельно работающих выходных твердотельных усилителей суммирование мощности для снижения потерь целесообразно осуществлять в пространстве, а не на физических сумматорах.

Если условие $P_{sr.tr} \leq P_{sr.rab}$ не выполняется, то для снижения $P_{sr.tr}$ можно предпринять следующее:

- снижение уровней боковых лепестков передающей и приемной антенн РЛС $\eta_{a.Tr}$, $\eta_{a.Rc}$ для снижения спектральной плотности АШП $N_{a.bok}$, принимаемых по боковым лепесткам ДНА РЛС, и мощности МО от подстилающей поверхности $\sigma_{MO.S.Bl}^2$, а также для повышения скрытности, обеспечивающей снижение дальности разведки и, как следствие, постановки помех;

- повышение, если это возможно, эффективности когерентной компенсации активных помех V_{AKP} ;

- увеличение времени наблюдения T_H путем изменения способа обзора для повышения эффективности когерентного накопления $\frac{F_r}{\Delta F_{II}}$ за счет уменьшения ширины зубца ΔF_{II} АЧХ когерентного накопителя;

- повышение эффективности КК МО ν_I , если остатки мешающих отражений не компенсируются до требуемого уровня;

- выбор других усилительных (генераторных) приборов для радиопередающего устройства с большим значением $P_{sr.rab}$.

10. Выбор длительности зондирующего сигнала T_0 , импульсной мощности P_0 и закона внутриимпульсной модуляции.

Импульсная мощность находится из соотношения

$$P_{0.tr} = \frac{E_{0.tr}}{T_0}. \quad (3.54)$$

Выбор длительности T_0 одиночного зондирующего сигнала осуществляется с учетом того, что ширина его спектра должна удовлетворять условию

$$\Delta f_0 \geq \frac{c}{2\Delta r_{tr}}. \quad (3.55)$$

Вначале, если к РЛС не предъявляются специальные требования, например, по скрытности, проверяется возможность использования простых прямоугольных радиоимпульсов по следующей методике. Исходя из условия

$T_0 = \frac{1}{\Delta f_{0min}}$ выбирается длительность простого прямоугольного радиоимпульса

T_0 . Затем определяется импульсная мощность простого прямоугольного радиоимпульса

$P_{0.tr} = \frac{E_{0.tr}}{T_0}$, которая сопоставляется с максимальной пиковой мощностью

$P_{pik.max}$ предполагаемых для использования выходных генераторных или усилительных приборов передатчика, то есть проверяется выполнение условия $P_{0.tr} \leq P_{pik.max}$.

Если последнее неравенство не выполняется, то минимальная длительность одиночного радиоимпульса определяется как $T_{0.min} = \frac{E_{0.tr}}{P_{pik.max}}$ и должна быть

использована внутриимпульсная модуляция.

Если к РЛС предъявляются специальные приоритетные требования по скрытности, то импульсная мощность P_0 должна обеспечивать описанное выше условие скрытности на дальности радиотехнической разведки и постановки помех. Если это условие не выполняется, то также должна быть использована внутриимпульсная модуляция.

В качестве внутриимпульсной модуляции обычно используют частотную модуляцию (ЧМ) или кодофазовую манипуляцию (КФМ). При выборе для использования ЧМ сигнала девиация частоты Δf_M должна быть не менее величины $\frac{c}{2\Delta r_{tr}}$. При выборе для использования КФМ сигнала длительность дискреты выбирается из условия $T_d \leq \frac{2\Delta r_{tr}}{c}$, а сложность кода, характеризующаяся числом дискрет N_d , – из неравенства

$$N_d T_d \geq \frac{E_{0,tr}}{P_{pik,max}}, \quad (3.56)$$

показывающего, что путем увеличения сложности кода можно увеличить длительность импульса T_0 и снизить требуемую импульсную мощность зондирующего сигнала. При этом минимальная длина кода $N_{d\ min}$ определяется из выражения

(3.56) в виде $N_{d\ min} = \frac{E_{0,tr}}{T_d P_{pik,max}}$ или с учетом требования $T_d \leq \frac{2\Delta r_{tr}}{c}$ в виде

$$N_{d\ min} = \frac{E_{0,tr}}{P_{pik,max}} \frac{c}{2\Delta r_{tr}}.$$

Кратко рассмотрим особенности выбора **параметров зондирующего сигнала при реализации в РЛС одновременного обзора по углу места**. При этом определяющей особенностью является то, что условие одновременного обзора в секторе ε_{obz} с высоким разрешением $\Delta\varepsilon$ (выполняется условие $\varepsilon_{obz} > \Delta\varepsilon$) при использовании одночастотного (в текущий момент обзора) зондирующего сигнала можно реализовать только на прием. Это обусловлено когерентной интерференцией волн, излучаемых поверхностью апертуры передающей антенны, независимо от варианта ее реализации.

Наиболее рациональным вариантом реализации одновременного обзора по углу места, при котором время наблюдения увеличивается в $\frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon}$ раз по сравнению с последовательным обзором по углу места, является *использование двух антенн*:

- передающей антенны с шириной ДН в угломестной плоскости $\Delta\varepsilon_{Tr}$, равной размеру сектора обзора по углу места ε_{obz} , то есть $\Delta\varepsilon_{Tr} = \varepsilon_{obz}$. При этом коэффициент усиления передающей антенны уменьшается примерно в $\frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon_{Tr}}$ раз;
- приемной антенны с шириной ДН в угломестной плоскости $\Delta\varepsilon_{Rc}$, равной требуемой разрешающей способности по углу места $\Delta\varepsilon$, то есть $\Delta\varepsilon_{Rc} = \Delta\varepsilon$.

Такой вариант реализации хорошо сочетается с цифровой реализацией многоканальной приемной антенны. При этом энергопотенциал уменьшается

только на передачу в $\frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon}$ раз по сравнению с последовательным обзором, однако эффективность КК МО от подстилающей поверхности и отношение «отраженный сигнал / мешающие отражения» возрастают примерно в $\frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon}$ раз (прямо пропорционально увеличению времени наблюдения T_H).

Кроме того, есть и другие варианты реализации одновременного обзора по углу места, которые возможны только при частотном разнесении угломестных приемно-передающих каналов (передающий и приемный каналы совмещены). При реализации одновременного обзора *методом частотного сканирования* (использован в РЛС 19Ж6) одиночный зондирующий сигнал с общей длительностью $m_\varepsilon T_0$ представляет собой набор примыкающих друг к другу простых прямоугольных радиоимпульсов длительностью T_0 на разных несущих частотах. При этом суммарная требуемая средняя мощность зондирующего сигнала определяется выражением

$$P_{sr.rab} = \frac{m_\varepsilon E_{0.tr}}{T_r}. \quad (3.57)$$

Полученное значение $P_{sr.rab}$ сравнивается с максимальной средней мощностью имеющихся усилительных приборов для передатчика и по результатам сравнения принимается решение о возможности реализации.

При реализации одновременного обзора по углу места с использованием *набора приемно-передающих каналов на разных частотах* антенная система представляет собой отражатель в виде вырезки из параболоида вращения и набор облучателей (например, рупоров). К каждому облучателю присоединяется отдельное приемно-передающее устройство, а ориентация облучателя относительно отражателя определяет ориентацию диаграммы направленности на передачу (прием) по углу места. В таких реализациях зондирующие сигналы во всех каналах излучаются одновременно, имеют одинаковые параметры и, как правило, разные несущие частоты.

Возможна также реализация одновременного обзора по углу места *методом деления мощности в импульсе длительностью T_0 от одного передающего устройства между угломестными каналами*. При этом суммарная импульсная мощность передающего устройства $P_{0\Sigma} = m_\varepsilon P_0$ должна сравниваться с максимальной пиковой мощностью $P_{pik.max}$ предполагаемых для использования выходных генераторных или усилительных приборов.

3.2.4.2. Методика оценки времени наблюдения в РЛС

Знание времени наблюдения цели необходимо для выбора интервалов когерентного и некогерентного накопления. Оно зависит от размеров зоны обзора, требуемого периода обзора и способов обзора по измеряемым координатам. Кроме того, время наблюдения зависит от числа используемых частот повторения для устранения «слепых» скоростей и (или) дальностей. Необходимо помнить, что при смене частот повторения происходит перемещение отраженного сигнала в другой элемент разрешения по дальности при неоднозначности в измерении дальности или в другой элемент разрешения по частоте при неоднозначности в измерении скорости.

На практике наиболее тяжелым и дорогостоящим является реализация одновременного обзора по угловым координатам. Поэтому оценка времени наблюдения T_H^* может быть в первом приближении получена в виде времени наблюдения цели по угловым координатам с учетом числа используемых в каждом угловом направлении частот повторения зондирующих сигналов.

Если обозначить требуемое время обзора как T_{obz} , то время наблюдения:

- при последовательном обзоре по угловым координатам

$$T_H^* = \frac{T_{obz}}{m_\varepsilon m_\beta l_{pp}} = \frac{T_{obz}}{\frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta\varepsilon} \frac{\beta_{obz}}{\Delta\beta} l_{pp}}; \quad (3.58)$$

- при одновременном обзоре по углу места и последовательном обзоре по азимуту

$$T_H^* = \frac{T_{obz}}{m_\beta l_{pp}} = \frac{T_{obz}}{\frac{\beta_{obz}}{\Delta\beta} l_{pp}}. \quad (3.59)$$

После определения структуры РЛС время наблюдения может уточняться.

Заметим, что при использовании смены периода повторения от импульса к импульсу (вобуляция периода повторения) значение l_{pp} принимается равным единице. Однако в этом случае при реализации когерентного междупериодного накопления интервал однозначного измерения доплеровской частоты уменьшается, а отношение сигнал/шум изменяется в соответствии с амплитудно-скоростной характеристикой устройства череспериодного вычитания (подробнее в подразд. 5.3).

Оценка времени наблюдения и вид обзора пространства по угловым координатам (в первую очередь по углу места) влияют на выбор длительности и импульсной мощности зондирующего сигнала.

3.2.4.3. Учет потерь в системе «цель – радиолокатор – оператор»

Знание и учет потерь крайне важны при проектировании радиолокатора, так как от точности их учета при определении требуемых параметров зондирующего сигнала зависит обеспечение соответствия реальных характеристик разрабатываемого образца РЛС тактико-техническим требованиям.

Потери можно разделить на *основные* и *дополнительные*. *Основные потери* связаны с отличием параметров пачки отраженных сигналов от соответствующих параметров когерентной пачки с прямоугольной огибающей, а также с отличиями от оптимальной реализованной в обнаружителе обработки принятых сигналов. *Дополнительные потери* возникают из-за затухания электромагнитных волн при распространении в атмосфере и отличий параметров РЛС, использованных при расчете требуемого отношения сигнал/помеха и дальности обнаружения, от параметров РЛС с конкретной реализацией обнаружителя.

С учетом этого суммарный коэффициент потерь, который нужно учитывать при расчете параметров зондирующего сигнала и дальности обнаружения РЛС, представляется в виде произведения

$$K_{P\Sigma} = K_{P.Osn} \cdot K_{P.Dop}, \quad (3.60)$$

где $K_{P.Osn}$ – коэффициент основных потерь; $K_{P.Dop}$ – коэффициент дополнительных потерь.

Рассмотрим наиболее важные составляющие потерь и методику их расчета.

Дополнительные потери. В общем случае коэффициент дополнительных потерь (по мощности в безразмерных единицах) может быть представлен в виде

$$K_{P.Dop} = K_{P.Atm} K_{P.T.Rs} K_{P.T.Tr}, \quad (3.61)$$

где $K_{P.Atm}$ – коэффициент потерь (по мощности в безразмерных единицах), обусловленный затуханием радиоволн в атмосфере; $K_{P.T.Rs}$ – коэффициент потерь (по мощности в безразмерных единицах), учитывающий потери в высокочастотном тракте РЛС на прием; $K_{P.T.Tr}$ – коэффициент потерь (по мощности в безразмерных единицах), учитывающий потери в высокочастотном тракте РЛС на передачу.

Примечание. Если коэффициенты $K_{P.Atm}$, $K_{P.T.Tr}$, $K_{P.T.Rs}$ представлены в децибелах, то выражение (3.61) представляется в виде

$$\begin{aligned} K_{P.Dop} &= 10^{\frac{K_{P.Atm}, [\text{дБ}]}{10}} \cdot 10^{\frac{K_{P.T.Rs}, [\text{дБ}]}{10}} \cdot 10^{\frac{K_{P.T.Tr}, [\text{дБ}]}{10}} = \\ &= 10^{\frac{K_{P.Atm}, [\text{дБ}] + K_{P.T.Rs}, [\text{дБ}] + K_{P.T.Tr}, [\text{дБ}]}{10}}. \end{aligned}$$

Потери в атмосфере. Численное значение коэффициента потерь в атмосфере $K_{P.Atm}$ зависит от угла места обнаруживаемой цели, длины волны ЗС, требуемой дальности обнаружения и состояния атмосферы на трассе распростране-

ния сигналов в требуемых условиях работы РЛС [24; 50; 85; 86]. Эти потери обусловлены затуханием радиоволн в атмосфере из-за взаимодействия электромагнитных колебаний с молекулами кислорода, парами и частицами воды (туман, дождь), а также осадками. Величину затухания в децибелах на километр (дБ/км) для выбранной длины волны можно найти из графиков, которые приводятся в справочниках по радиолокации [23; 50; 85; 86]. Если полагать, что дождь и туман находятся не на всей дальности до цели, а лишь на определенном участке $\Delta r_{P,id}$, то коэффициент потерь, выраженный в децибелах, при распространении волны в прямом и обратном направлениях можно описать выражением

$$K_{P,Atm} = \left[(k_{P,K} + k_{P,PV}) 2r_{ir} + k_{P,TD} 2\Delta r_{P,id} \right] \text{ дБ}, \quad (3.62)$$

где $k_{P,K}$, дБ/км – коэффициент затухания для кислорода; $k_{P,PV}$, дБ/км – коэффициент затухания для паров воды; r_{ir} , км – требуемая дальность обнаружения, представленная в километрах; $k_{P,TD}$, дБ/км – коэффициент затухания для тумана или дождя определенной интенсивности, а также аналогичных производных воды, примеры значений которых в зависимости от длины волны и состояния атмосферы приведены на рис. 3.3.

Коэффициент потерь в результате затухания по мощности, выраженный в безразмерных единицах, описывается выражением

$$K_{P,Atm} = 10^{\frac{(k_{P,K}[\text{дБ/км}] + k_{P,PV}[\text{дБ/км}]) \cdot 2r_{ir}[\text{км}]}{10} + \frac{\Delta r_{P,id}[\text{дБ/км}] \cdot 2r_{ir}[\text{км}]}{10}}{10}}. \quad (3.63)$$

В сантиметровом, дециметровом или метровом диапазонах коэффициенты $k_{P,K}$ и $k_{P,PV}$ можно принять равными нулю. Учет этих коэффициентов наиболее актуален в миллиметровом диапазоне.

Зависимость коэффициента потерь $K_{P,Atm}$ от угла места ε связана с тем, на какой дальности и высоте идут грозовые тучи и туман. Поэтому *при уменьшении угла места ε потери затухания возрастают* и это необходимо учитывать, например, при решении задачи обнаружения маловысотных целей. Уточнение этих потерь можно провести, задав конкретную модель атмосферных условий. При расчете параметров зондирующего сигнала можно учитывать потери для минимального просматриваемого угла места ε_{\min} .

Потери в приемной (передающей) антенне. Коэффициент усиления антенны на передачу $G_{a,Tr}$ (на прием $G_{a,Rc}$) связан с коэффициентом направленного действия антенны на передачу $D_{a,Tr}$ (на прием $D_{a,Rc}$) и коэффициентом полезного действия антенны на передачу $K_{a,KPD,Tr}$ (на прием $K_{a,KPD,Rc}$):

$$G_{a,Tr} = D_{a,Tr} K_{a,KPD,Tr}, \quad (3.64)$$

$$G_{a,Rc} = D_{a,Rc} K_{a,KPD,Rc}. \quad (3.65)$$

Коэффициенты направленного действия передающей и приемной антенны описываются выражениями

$$D_{a.Tr} = \frac{4\pi}{\Delta\beta_{Tr} \cdot \Delta\epsilon_{Tr}}, \quad (3.66)$$

$$D_{a.Rc} = \frac{4\pi}{\Delta\beta_{Rc} \cdot \Delta\epsilon_{Rc}}, \quad (3.67)$$

где $\Delta\beta_{Tr}$, $\Delta\epsilon_{Tr}$ – ширина ДНА на передачу в азимутальной и угломестной плоскости, представленная в радианах; $\Delta\beta_{Rc}$, $\Delta\epsilon_{Rc}$ – ширина ДНА на прием в азимутальной и угломестной плоскости, представленная в радианах.

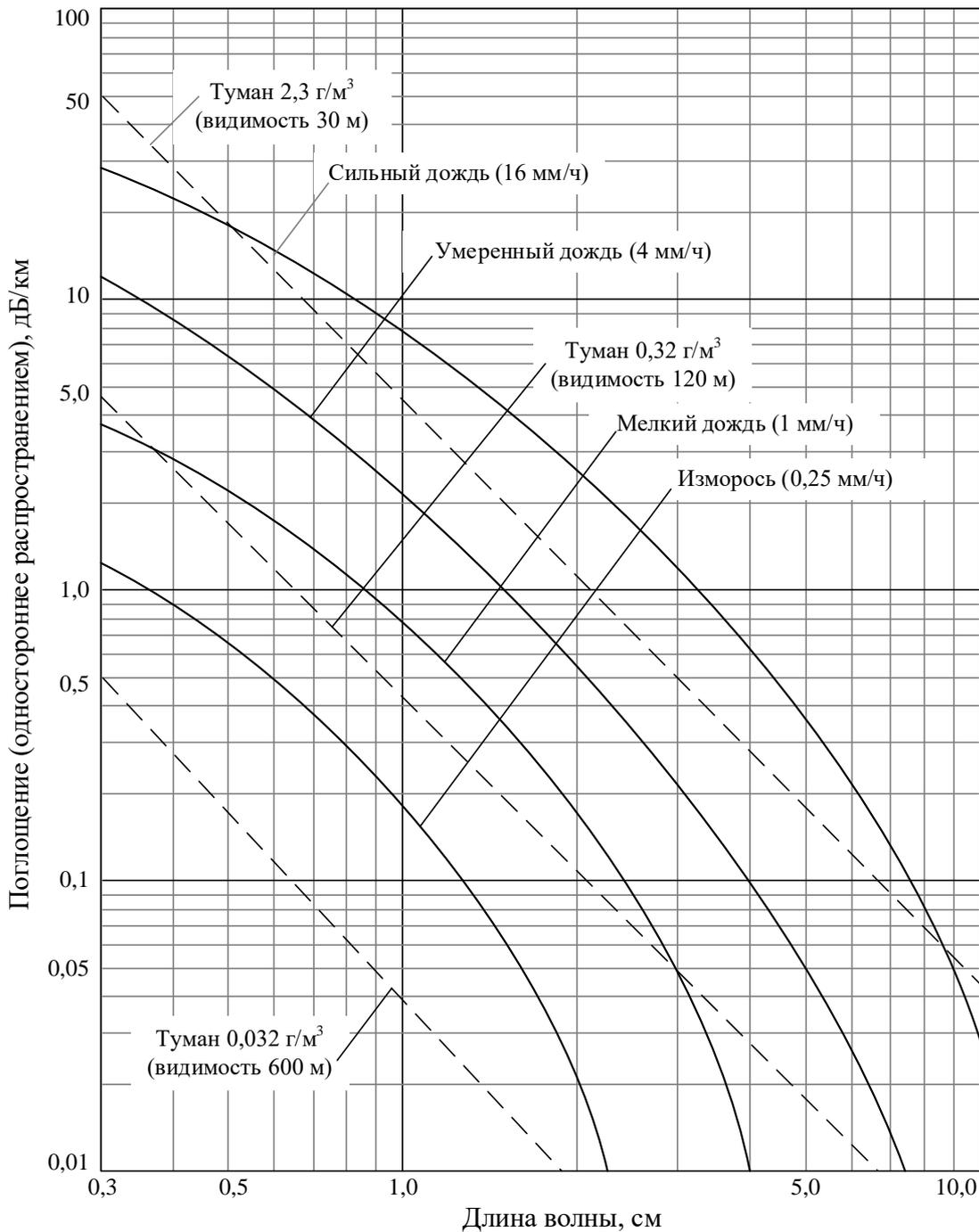


Рис. 3.3. Зависимость коэффициента затухания от длины волны и состояния атмосферы

Коэффициент полезного действия антенны зависит от вида ее исполнения:

- для антенных решеток – от потерь в делителях, потерь в излучателях (КПД излучателя), амплитудного распределения (весового «окна») на апертуре для снижения боковых лепестков на прием (в первую очередь) и, возможно, на передачу. Введение весового «окна» на передачу используется для снижения мощности МО, принимаемых по боковым лепесткам ДНА, дальности радиотехнической разведки и улучшения электромагнитной совместимости с работающими рядом РЭС. Введение весового «окна» на прием используется для снижения мощности активных помех и МО, принимаемых по боковым лепесткам ДНА, и улучшения электромагнитной совместимости с другими РЭС;

- для зеркальных антенн – от потерь в волноводных элементах облучателя, в покрытии зеркала и облучателя (неправильно выбранная краска покрытия зеркала или раскрыва облучателя играет роковую роль), неполном сборе мощности поля от облучателя апертурой зеркала.

Целесообразно однозначно указать на связь коэффициента полезного действия антенны на передачу $K_{a.KPD.Tr}$ (на прием $K_{a.KPD.Rc}$) и потерь в антенне на передачу $K_{P.A.Tr}$ (на прием $K_{P.A.Rc}$):

$$K_{a.KPD.Tr} = \frac{1}{K_{P.A.Tr}}, \quad K_{a.KPD.Rc} = \frac{1}{K_{P.A.Rc}} .$$

Например, если потери в антенне на передачу $K_{P.A.Tr} = 3$ дБ, то

$$K_{a.KPD.Tr} = -3 \text{ дБ} \text{ или } K_{a.KPD.Tr} = 10^{-\frac{K_{P.A.Tr}}{10}} = 0,5 .$$

На практике наибольший КПД можно получить в антенных решетках.

В заключение важно отметить, что потери в антеннах на передачу и прием учитываются в их коэффициентах усиления (см. формулы (3.64) и (3.65)) и отдельного специального учета не требуют.

Потери в тракте высокой частоты на передачу. Потери в тракте высокой частоты от выхода усилительного прибора до входа антенны (излучателя решетки) приводят к уменьшению мощности отраженного сигнала и, соответственно, к уменьшению отношения сигнал/шум. Под шумом в данном случае понимаются внутренние шумы приемного устройства и внешняя активная шумовая помеха. Заметим, что мощность мешающих отражений при этом снижается в точной пропорции с отраженным сигналом.

Значение коэффициента потерь в тракте высокой частоты на передачу $K_{P.Trakt.Tr}$, учитывающееся при расчете, зависит от точки измерения мощности зондирующего сигнала в тракте. При проведении расчетов необходимо учесть потери мощности зондирующего сигнала, возникающие при прохождении всех элементов от выхода передатчика (усилительного прибора) до входа антенны (излучателя). В качестве примера можно рассмотреть следующий вариант:

$$K_{P.Trakt.Tr} = K_{P.Lin.Tr} K_{P.AP.Tr} K_{P.VRS.Tr} , \quad (3.68)$$

где $K_{P.Lin.Tr}$ – коэффициент, характеризующий потери зондирующего сигнала в линии передачи; $K_{P.AP.Tr}$ – коэффициент потерь в антенном переключателе (коммутаторе) на передачу; переключателей может быть несколько – переключатель «передача – прием», переключатель передающих антенн «антенна передающая 1 – антенна передающая 2» и т. д. и потери во всех элементах должны быть учтены; $K_{P.VRS.Tr}$ – коэффициент потерь во вращающихся сочленениях на передачу.

Современный уровень развития технологии изготовления элементов высокочастотного тракта позволяет обеспечить следующие значения потерь:

$$K_{P.AP.Tr} = 0,5...1,5 \text{ дБ или } K_{P.AP.Tr} = 10^{\frac{0,5...1,5}{10}};$$

$$K_{P.VRS.Tr} = 0,3...0,5 \text{ дБ или } K_{P.VRS.Tr} = 10^{\frac{0,3...0,5}{10}}.$$

Потери в линии передачи $K_{P.Lin.Tr}$ составляют, как правило, величину

$$K_{P.Lin.Tr} = 0,5...1,0 \text{ дБ или } K_{P.Lin.Tr} = 10^{\frac{0,5...1,0}{10}}.$$

Эти потери могут быть оценены с помощью графиков и таблиц, в которых указываются потери в децибелах на погонный метр коаксиальной линии или волновода на рабочей частоте f_0 .

В итоге мощность зондирующего сигнала на входе передающей антенны $P_{0.Tr}$ описывается выражением

$$P_{0.Tr} = P_0 \cdot K_{P.Trakt.Tr},$$

где P_0 – мощность сигнала на выходе передатчика (усилительного модуля передатчика).

Потери в высокочастотном тракте на прием. Потери в тракте высокой частоты от выхода антенны (излучателя решетки) до входа радиоприемного устройства приводят к уменьшению мощности принимаемых сигнала, мешающих отражений и активной шумовой помехи. При этом, соответственно, происходит уменьшение отношения сигнал/шум. Под шумом в данном случае понимаются только внутренние шумы приемного устройства.

Потери в высокочастотном тракте на прием включают:

- потери во вращающихся сочленениях (коэффициент $K_{P.VRS}$);
- потери принятого сигнала в антенном переключателе (коммутаторе) (коэффициент $K_{P.AP.Rc}$);
- потери принятого сигнала в преселекторе (коэффициент $K_{P.PS.Rc}$);
- потери принятого сигнала в линии приема (коэффициент $K_{P.Lin.Rc}$).

Общий коэффициент потерь в безразмерных единицах по мощности определяется произведением коэффициентов потерь принятого сигнала в элементах, которые присутствуют в приемном тракте. Например,

$$K_{P.Trakt.Rc} = K_{P.VRS} K_{P.AP.Rc} K_{P.PS.Rc} K_{P.Lin.Rc}.$$

Проще всего учесть потери в пересчете коэффициента шума приемного устройства или спектральной плотности внутренних шумов приемного устройства на выход антенны на прием. При таком подходе спектральная плотность внутренних шумов приемника $N_0 = k_{sh} k_B T_{St}^0$, характеризующая эквивалентные шумы на входе приемного устройства, пересчитывается на выход приемной антенны в виде

$$N_0^* = N_0 \frac{1}{K_{P.Trakt.Rc}}, \quad (3.69)$$

где коэффициент потерь $K_{P.Trakt.Rc}$ представляется в абсолютных единицах и всегда меньше единицы.

Соответственно, пересчитанная с учетом потерь спектральная плотность внутренних шумов приемника N_0^* увеличивается по сравнению N_0 .

Важно акцентировать внимание на следующем: если при расчете отношения сигнал/помеха потери учтены путем пересчета спектральной плотности внутренних шумов приемника в значение N_0^* , то все составляющие принятого сигнала (отраженный сигнал, мешающие отражения, активная шумовая помеха) рассчитываются как обычно (их потери в тракте приема учтены в N_0^*).

Основные потери. В общем случае коэффициент потерь $K_{P.Osn}$ может быть представлен в виде произведения составляющих коэффициентов потерь:

$$K_{P.Osn} = K_{P.AFR} K_{P.Integ} K_{P.AmLim} K_{P.Oper}, \quad (3.70)$$

где $K_{P.AFR}$ – коэффициент потерь, обусловленный рассогласованием амплитудно-фазочастотной характеристики устройства обработки (например, фильтра одиночного сигнала) и спектра отраженного сигнала; $K_{P.Integ}$ – коэффициент потерь, обусловленный неоптимальностью некогерентного накопителя (потери интегрирования); $K_{P.AmLim}$ – коэффициент потерь из-за ограничения сигналов в приемном тракте РЛС; $K_{P.Oper}$ – коэффициент потерь за счет оператора (если оператор выполняет функцию обнаружения).

Кратко рассмотрим каждый из видов потерь.

Потери за счет рассогласования амплитудно-фазочастотной характеристики устройства ВПО и спектра отраженного радиоимпульса. Рассмотрим этот вид потерь на примере РЛС со сложным зондирующим сигналом, имеющим внутриимпульсную модуляцию. Потери возникают из-за рассогласования амплитудно-фазочастотной характеристики фильтра одиночного сигнала и амплитудно-фазочастотного спектра одиночного радиоимпульса. Это несоответствие возникает из-за упрощений, допускаемых при проектировании и производстве фильтров одиночного сигнала (например, даже для обработки простых прямоугольных радиоимпульсов, как правило, используют квазиоптимальные фильтры). Обычно эти потери имеют значение 0,5...0,8 дБ.

Кроме того, такие потери возникают тогда, когда по каким-либо техническим причинам полоса пропускания элементов устройства обработки принятого сигнала делают больше необходимой. Например, в импульсной РЛС точного измерения координат с зондирующими простыми прямоугольными радиоимпульсами для точного воспроизведения формы отраженного сигнала расширяют полосу пропускания УПЧ, который может выполнять роль фильтра одиночного сигнала. Расширение полосы реализуется также в случае отсутствия в приемном устройстве системы автоматической подстройки частоты или когда требуется обеспечить надежный прием сигналов при повышенных нестабильностях передатчика, например, в системах с активным ответом. Расширение полосы пропускания элементов устройства обработки принятого сигнала приводит к росту шумов на выходах этих устройств и, как следствие, к снижению отношения сигнал/помеха.

Потери интегрирования. Потери, обусловленные неидеальностью некогерентного накопителя, зависят от степени приближения его характеристик к соответствующим характеристикам оптимального накопителя.

Для критерийного обнаружителя « K из M », являющегося одним из наиболее простых некогерентных накопителей (накопитель решений), минимальные потери $K_{P,Integ}$ достигаются при соотношении $K \cong 1,5\sqrt{M}$ и в общем случае составляют не более 1...2 дБ. Необходимо заметить, что потери в критерийном обнаружителе, как правило, учитываются при расчете характеристик обнаружения и не должны учитываться дважды.

В радиолокационной технике предыдущего поколения одним из видов некогерентного накопителя является экран электронно-лучевой трубки с большим послесвечением. При соответствующем выборе режима работы электронно-лучевой трубки ее экран по свойствам близок к линейному накопителю. Из-за нелинейности весового суммирования импульсов на экране электронно-лучевой трубки возникают потери, величина которых составляет примерно 1,5 дБ. При современной цифровой реализации некогерентного накопителя эти потери отсутствуют.

Потери за счет ограничения сигналов. Ограничение динамического диапазона приемного тракта РЛС приводит к возникновению ограничения полезных и помеховых сигналов в приемном тракте. Наиболее существенные потери возникают при ограничении принятого сигнала перед устройством КК МО. Для снижения этих потерь или их полного исключения необходимо расширять динамический диапазон приемного тракта, а также применять соответствующие схемы автоматической регулировки усиления (АРУ). При этом особое внимание необходимо обращать на стабильность коэффициентов передачи этих устройств. Например, неточность в повторяемости (воспроизведении) коэффициента передачи временной АРУ от периода к периоду повторения зондирующих импульсов в импульсной РЛС приводит к соответствующему снижению эффективности когерентной компенсации мешающих отражений. Например, если требуемая эффективность КК МО должна составлять минус 40 дБ, то относительный уровень

нестабильностей воспроизведения коэффициента передачи временной АРУ должен быть на порядок меньше, то есть минус 50 дБ.

Потери, связанные с работой оператора. Эти потери возникают при неавтоматическом обнаружении и зависят от опыта оператора, тренированности, состояния нервной системы и других факторов. Минимальное значение коэффициента потерь составляет $K_{P.Oper} = 2...3$ дБ. При неблагоприятных условиях работы оператора коэффициент $K_{P.Oper}$ может достигать величины 7...10 дБ. При реализации автоматического обнаружения эти потери отсутствуют.

3.2.5. Выбор параметров зондирующего сигнала в решении задачи радиолокационного распознавания

Радиолокационное распознавание целей целесообразно осуществлять как на этапе обнаружения, так и на этапе автоматического сопровождения целей [39; 42; 43; 47; 77].

Распознавание целей на этапе *обнаружения* позволяет решить следующие задачи:

- отсеleccionировать помехи естественного происхождения – «ангел-эхо», отражения от гидрометеоров и птиц;
- отсеleccionировать многократные имитирующие помехи;
- выделить наиболее опасные цели;
- выделить ложные цели в налете и исключить их из процесса целераспределения;
- выделить наиболее опасные цели для РЛС – противорадиолокационные ракеты;
- оптимизировать задачу целераспределения, определить очередность обстрела целей.

Распознавание целей на этапе *автоматического сопровождения* позволяет решить следующие задачи:

- отсеleccionировать уводящие помехи по дальности, радиальной скорости и угловым координатам;
- адаптировать систему сопровождения (параметры цепей сглаживания и фильтрации следящих измерителей) к летным характеристикам распознанной сопровождаемой цели;
- определить количество ракет в очереди при обстреле распознанной цели в зависимости от ее важности и уязвимости;
- адаптировать радиовзрыватель и боевую часть ракеты к размерам или расположению наиболее уязвимых элементов уничтожаемой распознанной цели;
- оперативно оценить степень поражения (разрушения) цели после подрыва ракеты и принять решение о переносе огня;
- своевременно обнаружить пуск ПРР и принять меры по защите РЛС;

- своевременно обнаружить момент начала маневра цели и выдать команды управления на соответствующие системы автосопровождения для предотвращения срыва сопровождения.

Проведенные исследования показали, что *наиболее информативными и близкими к реализации на практике* являются такие радиолокационные портреты как:

- спектральный или доплеровский;
- дальномерный или дальностный;
- частотно-коррелированный.

Рассмотрим требования к параметрам зондирующего сигнала при реализации распознавания по каждому из отмеченных портретов.

3.2.5.1. Требования к параметрам зондирующего сигнала при распознавании по спектральному портрету

Спектральный портрет представляет собой совокупность комплексных амплитуд ξ_n , $n = \overline{1, N}$ сигналов в N элементах разрешения по частоте. Спектральный портрет, связанный со спектром «вторичной» модуляции отраженного от цели сигнала, может быть получен на выходах N узкополосных фильтров когерентного накопления приемника (прямого дискретного преобразования Фурье) с одновременным обзором по доплеровской частоте (радиальной скорости).

Спектр «вторичной» модуляции отраженного сигнала возникает в результате амплитудно-фазовой модуляции зондирующего сигнала, отражающегося от вращающихся элементов двигательной установки (лопаток компрессора или турбины турбореактивного двигателя, лопастей винтов винтового самолета, лопастей несущих и рулевых винтов вертолетов, лопастей винтов мультикоптеров и пр.) и вибрирующих элементов планера (например, крыльев) цели [39; 47]. Кратко рассмотрим физику явления «вторичной» модуляции.

При вращении лопасти (лопатки) изменяются:

- пространственное положение ее «центра рассеяния» относительно фазового центра антенны РЛС, что приводит к изменению расстояния между ними и вызывает фазовую модуляцию;
- ориентация ее относительно РЛС, что приводит к перемещению диаграммы обратного вторичного рассеяния (изменяется эффективная отражающая поверхность лопасти (лопатки)) и возникает амплитудная модуляция.

Каждая лопасть винта (лопатка венца ротора компрессора или лопатка турбины) для конкретного ракурса наблюдения цели в ходе вращения создает амплитудно-фазовую модуляцию отраженного поля. В каждый момент времени поля отражений от всех лопастей (лопаток) складываются. В результате на выходе приемника РЛС комплексная огибающая сигнала, отраженного от вращающейся винта (компрессора, турбины), содержит периодическую амплитудную и

фазовую модуляцию, период которой равен периоду вращения вала винта (компрессора, турбины) $T_V = \frac{1}{F_V}$, где F_V – частота вращения вала, на котором крепятся лопасти (лопатки).

Формы и параметры законов амплитудной и фазовой «вторичной» модуляции отраженного от лопасти (лопатки) сигнала определяются ракурсом наблюдения, формой и размерами лопасти (лопатки), а также частотой вращения вала.

В простейшем виде лопасть (лопатку) можно представить полуизотропными (излучающими только в одной полусфере) отражателями, расположенными на прямых отрезках вдоль передней и задней кромок лопасти (лопатки).

С учетом этого эффективная длительность «импульса» амплитудной «вторичной» модуляции может быть приближенно определена как $T_{0.Lop} = \frac{\lambda}{L_{Lop}} \frac{1}{2\pi} T_V$,

где L_{Lop} – длина лопасти (лопатки). Эта длительность непосредственно определяет

максимальную ширину спектра «вторичной» модуляции $\Delta F_{BM.max} \cong \frac{1}{T_{0.Lop}}$.

При рассмотрении системы из N_{Lop} лопастей (лопаторов венца) отраженный сигнал представляет собой последовательность сигналов, отраженных от системы лопастей (лопаторов). С учетом этого период повторения максимумов суммарного отраженного сигнала уменьшается до величины $T_{Lop} = \frac{T_V}{N_{Lop}}$. Когерентность этой

последовательности обеспечивается жесткостью конструкции винта (венца ротора компрессора или турбины). В силу периодического характера и когерентности последовательности сигналов «вторичной» модуляции соответствующий спектр «вторичной» модуляции имеет гребенчатую структуру. Важно знать, что наряду с амплитудной модуляцией движущаяся лопасть создает в отраженном сигнале фазовую модуляцию, ширина спектра которой превышает ширину спектра амплитудной модуляции.

В этом спектре имеются:

- спектральные составляющие (зубцы) большой мощности, следующие с частотным интервалом $F_{Lop} = \frac{1}{T_{Lop}}$ и имеющие уровень от 0 до минус 15 дБ от

носителем «планерной» спектральной составляющей (отражений от планера цели). Эти спектральные составляющие при наблюдении реактивных самолетов называли ранее «компрессорными» (при наблюдении самолета с передней полусферы) и «турбинными» (при наблюдении с задней полусферы);

- спектральные составляющие с малой мощностью, так называемые «вальные» спектральные составляющие, которые на 20...30 дБ ниже «компрессорных» составляющих. «Вальные» составляющие возникают в результате отличий

отражательных характеристик лопастей (лопаток). Эти отличия возникают в процессе изготовления, эксплуатации, разрушения из-за столкновения с объектами и пр. Эти спектральные составляющие следуют с частотным интервалом, равным частоте вращения вала $F_V = \frac{1}{T_V}$.

Спектр «вторичной» модуляции отраженного от цели сигнала возникает в случае, когда *длина волны зондирующего сигнала* λ удовлетворяет условию

$$\lambda < \frac{4\pi R_{rc} \sin \theta_{rt}}{N_L(i)}, \quad (3.71)$$

где R_{rc} – радиус ротора компрессора (турбины) турбореактивного двигателя или размер лопастей винтов самолета (вертолета); θ_{rt} – ракурс облучения цели, представляющий собой угол между геометрической осью цели в направлении ее полета и направлением от нее на РЛС; $N_L(i)$ – число лопаток в i -м венце ротора компрессора (турбины) или число лопастей в i -м винте.

На практике для получения спектрального портрета целей длина волны должна иметь величину:

- менее 0,05 м при наблюдении мультикоптеров;
- менее 0,1 м при наблюдении целей с турбореактивным двигателем;
- менее 0,3...0,5 м при наблюдении винтовых самолетов;
- менее 1 м при наблюдении вертолетов.

Для получения спектрального портрета с высоким качеством необходимо предъявить *требования к частоте повторения зондирующих сигналов* исходя из условия однозначного воспроизведения спектра «вторичной» модуляции. Спектр «вторичной» модуляции отраженного от цели сигнала формируется симметрично по частоте относительно частоты $(f_0 + f_{ds})$. Ширина спектра «вторичной» модуляции ΔF_{BM} зависит от класса (типа) цели, а ее максимальное значение имеет место в случае облучения цели с турбореактивным двигателем в сантиметровом диапазоне $\Delta F_{BM.max} \cong 50$ кГц.

Следовательно, *частота повторения* для получения однозначного спектра «вторичной» модуляции при условии компенсации значения f_{ds} в ходе обработки и использовании двухквадратурного преобразования принятого сигнала должна *удовлетворять требованию*

$$F_r \geq 2 \frac{\Delta F_{BM}}{2} \quad \text{или} \quad F_r \geq \Delta F_{BM}. \quad (3.72)$$

Исходя из этого требования значение частоты повторения зондирующих сигналов при выполнении отмеченных условий $F_r \geq 50$ кГц.

Предъявим требования к *стабильности частоты* f_0 радиопередающего устройства, которое определяется значением требуемой разрешающей способности по частоте. Требуемая разрешающая способность по частоте должна иметь величину:

- при распознавании типа цели $\Delta F = \Delta F_{II} \leq (5...10)$ Гц ;

▪ при распознавании класса цели $\Delta F = \Delta F_{II} \leq (200...450)$ Гц, где ΔF_{II} – ширина зубца АЧХ когерентного накопителя, определяющая разрешающую способность по частоте.

Разрешающая способность по частоте определяется как

$$\Delta F = \Delta F_{II} = \frac{1}{T_{KN}},$$

где T_{KN} – время когерентного накопления принятого сигнала, которое не может превышать время наблюдения T_H отраженного от цели сигнала.

С учетом требований к разрешающей способности по частоте *время наблюдения* T_H для реализации распознавания по спектральному портрету должно удовлетворять условию:

- при распознавании типа цели $T_H \geq (0,1...0,2)$ с;
- при распознавании класса цели $T_H \geq (2,2...10)$ мс.

Это ориентировочное требование, а конкретное значение требуемого времени наблюдения зависит от типа, назначения, решаемых задач и характеристик РЛС, а также от требований к качеству распознавания для определенного перечня классов (типов) целей.

При реализации распознавания по спектральному портрету когерентное накопление необходимо осуществлять в течение практически всей длительности времени наблюдения ($T_{KN} = \Delta F_{II}^{-1} \cong T_H$), что определяет высокие требования к стабильности частоты зондирующего сигнала.

Проведем краткий *анализ ухода частоты зондирующего сигнала относительно частоты когерентного гетеродина* и предъявим требования к параметрам ухода. Для этого представим закон изменения несущей частоты зондирующего сигнала в виде

$$f_{ZS}(t) = f_0 + k_1 t + k_2 t^2 + \dots, \quad (3.73)$$

где k_1, k_2 – коэффициенты, характеризующие закон ухода частоты.

Полагаем, что на смесителе-перемножителе (смесителе-преобразователе) радиоприемного устройства происходит вычитание частот и фаз перемножаемых отраженного сигнала и опорного сигнала когерентного гетеродина. Тогда уход частоты выходного сигнала смесителя-перемножителя $\Delta f_{Uh}(t)$ от промежуточной f_{pr} с учетом времени запаздывания отраженного сигнала $t_r = \frac{2r_t}{c}$ описывается выражением

$$\begin{aligned} \Delta f_{Uh}(t) = f_{op}(t + t_r) - f_{OS}(t) = & \left[f_0 + k_1(t + t_r) + k_2(t + t_r)^2 + f_K \right] - \\ & - \left[f_0 + k_1 t + k_2 t^2 + f_{ds} \right] = k_1 t_r + k_2 (t_r^2 + 2t t_r), \end{aligned} \quad (3.74)$$

где $f_{op}(t)$, $f_{OS}(t)$ – частота опорного и отраженного сигналов; $f_K = f_{ds}$ – частота коррекции, равная в идеальном случае доплеровской частоте отраженного сигнала.

Из анализа последнего выражения видно, что второе слагаемое $k_2(t_r^2 + 2tt_r)$ определяет эффективность КН ОС, так как оно изменяется во времени и в момент окончания когерентного накопления равно $k_2(t_r^2 + 2(T_{KN} + t_r)t_r)$. В то же время оба слагаемых определяют точность измерения радиальной скорости цели (точность измерения f_{ds}).

Для исключения «размывания» отраженного сигнала по фильтрам когерентного накопления предъявим *требование к уходу частоты* в виде условия выполнения неравенства:

$$\Delta f_{Uh}(T_{KN} + t_{r,max}) = k_1 t_{r,max} + k_2(t_{r,max}^2 + 2(T_{KN} + t_{r,max})t_{r,max}) \leq 0,1\Delta F_{II}, \quad (3.75)$$

где $t_{r,max} = \frac{2r_{tr}}{c}$ – максимальное время запаздывания отраженного от цели сигнала с требуемой дальности обнаружения r_{tr} .

Соответственно, *скорость ухода частоты*, которая влияет на эффективность когерентного накопления, определяется выражением

$$V_f = \frac{\Delta f_{Uh}(T_{KN} + t_{r,max})}{T_{KN} + t_{r,max}} = \frac{k_1 t_{r,max} + k_2(t_{r,max}^2 + 2(T_{KN} + t_{r,max})t_{r,max})}{T_{KN} + t_{r,max}},$$

и должна удовлетворять условию

$$V_f \leq \frac{0,1\Delta F_{II}}{T_{KN} + t_{r,max}}. \quad (3.76)$$

Относительная нестабильность частоты определяется выражением

$$H_f = \frac{V_f}{f_0}, \text{ Гц/с}. \quad (3.77)$$

Полагая закон распределения $\Delta f_{Uh}(T_{KN} + t_{r,max})$ нормальным двусторонним, можно предъявить требование к среднеквадратическому значению скорости ухода частоты:

$$\sigma_{Vf} \leq \frac{1}{6} \frac{0,1\Delta F_{II}}{T_{KN} + t_{r,max}}. \quad (3.78)$$

Типовой пример. Задано $r_{tr} = 150$ км, $T_{KN} = T_H = 4$ мс, $f_0 = 10$ ГГц. Найти требуемое среднеквадратическое значение ухода частоты σ_{Vf} и требуемую относительную нестабильность H_f .

Для этих данных $t_{r,max} = \frac{2r_{tr}}{c} = \frac{2 \cdot 150 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 1$ мс, $\Delta F_{II} = \frac{1}{T_{KN}} = 250$ Гц,

$$\sigma_{Vf} \leq \frac{1}{6} \frac{0,1 \cdot 250}{5 \cdot 10^{-3}} = 833,333 \text{ Гц/с}, \quad V_f \leq \frac{0,1 \cdot 250}{5 \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ Гц/с}.$$

При этом $H_f \leq \frac{5000}{10^{10}}$ или $H_f \leq 5 \cdot 10^{-7}$.

Таким образом, сформулированы требования к частоте повторения зондирующих сигналов, длине волны (несущей частоте) и нестабильности частоты, которые необходимо выполнить при реализации распознавания по спектральному портрету.

Кроме того, требования к нестабильности частоты являются универсальными и могут быть использованы в качестве требований, выполнение которых позволяет реализовать *требуемое когерентное накопление*.

В заключение по данному вопросу необходимо отметить, что наиболее эффективно распознавание по спектральному портрету может быть реализовано в РЛС с квазинепрерывным и непрерывным зондирующими сигналами.

3.2.5.2. Требования к параметрам зондирующего сигнала при распознавании по дальномерному портрету

Дальномерный портрет представляет собой совокупность комплексных амплитуд отраженных сигналов, полученных в различных элементах разрешения цели по дальности.

Для *получения дальномерного портрета* необходимо обеспечить сверхразрешение по дальности [91; 94] путем использования сверхширокополосного зондирующего сигнала.

Ширина спектра одиночного зондирующего сигнала выбирается из условия обеспечения требуемой разрешающей способности по дальности Δr_{ir} :

$$\Delta f_0 = \frac{c}{2\Delta r_{ir}}. \quad (3.79)$$

Например, если требуемая разрешающая способность по дальности равна $\Delta r_{ir} = 1$ м , то она обеспечивается при $\Delta f_0 = 150$ МГц.

Необходимо отметить, что при определении требуемой ширины спектра необходимо учитывать меры, направленные на снижение уровня боковых лепестков автокорреляционной функции закона модуляции одиночного ЗС (уровня боковых лепестков отклика фильтра одиночного сигнала). Требование снижения уровня боковых лепестков свертки влияет на выбор вида модуляции (частотная, фазовая или амплитудная).

При использовании сверхширокополосных сигналов необходимо помнить о проверке условия разделения пространственной и временной структур зондирующего и отраженного сигналов, которое выдвигает *ограничительное требование к максимальному размеру апертуры антенны* $L_{a,max}$. В данном случае это условие выглядит следующим образом. Пусть имеется антенна, у которой в процессе обзора происходит отклонение главного лепестка ДНА от нормали на величину θ_{sk} , что показывает рис. 3.4. Отклонение θ_{sk} приводит к появлению раз

ности хода волн на краях антенны ΔL . В этом случае условие разделения пространственной и временной структур представляется в виде требования выполнения неравенства:

$$\Delta L \leq \frac{c}{\Delta f_0} \cdot \frac{\Delta \varphi_{dop}}{2\pi} . \quad (3.80)$$

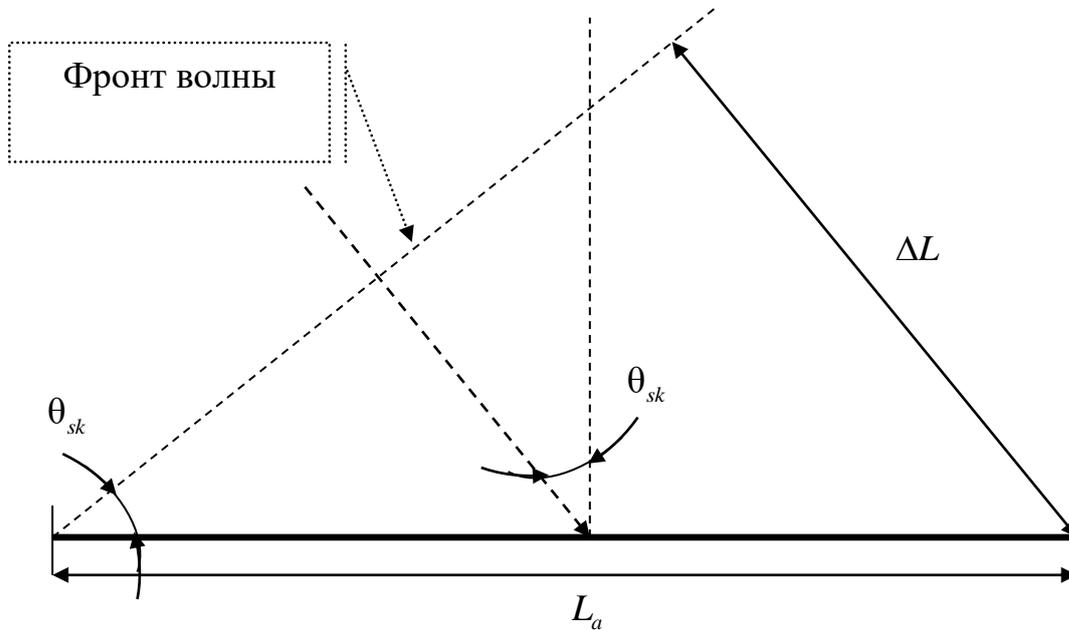


Рис. 3.4. Пояснение условия разделения пространственной и временной структур сигналов

Так как $\frac{\Delta L}{\sin \theta_{sk}} = L_{a.\max}$, то для выполнения условия разделения пространственной и временной структур размер апертуры антенны должен удовлетворять условию

$$L_{a.\max} \leq \frac{c}{\sin \theta_{sk} \Delta f_0} \frac{\Delta \varphi_{dop}}{2\pi} , \quad (3.81)$$

где $\Delta \varphi_{dop}$ – допустимая разность фаз законов модуляции отраженных сигналов на краях апертуры антенны.

Если условие (3.81) не выполняется, то необходимо осуществлять совместную пространственно-временную обработку.

Типовой пример. Пусть $\Delta f_0 = 75$ МГц, $\Delta \varphi_{dop} = 90^\circ$, $\theta_{sk} = 30^\circ$, тогда максимальный размер апертуры $L_{a.\max}$ должен удовлетворять условию

$$L_{a.\max} \leq \frac{c}{\sin \theta_{sk} \Delta f_0} \frac{\Delta \varphi_{dop}}{360^\circ} = 2 \text{ м.}$$

На практике приемлемой для реализации распознавания с требуемым качеством считается разрешающая способность $\Delta r_{rr} = l_{t.min}$, где $l_{t.min}$ – радиальная протяженность цели с минимальными размерами, которая с учетом класса «ракета» составляет величину $l_{t.min} = 2,5$ м. Следовательно, требуемая ширина спектра зондирующего сигнала должна удовлетворять условию $\Delta f_0 \geq 60$ МГц.

Величина Δf_0 с учетом требуемой энергетики зондирующего сигнала определяет *выбор закона модуляции зондирующего сигнала*. Если использовать *простой прямоугольный радиоимпульс*, то его длительность при $\Delta f_0 \geq 60$ МГц

должна удовлетворять условию $T_0 = \frac{1}{\Delta f_0} \leq 16,7$ нс. Необходимо отметить, что

при такой длительности T_0 в РЛС, как правило, не обеспечивается требуемая энергетика РС для обнаружения на средних и больших дальностях.

Если использовать *кодофазоманипулированный зондирующий сигнал*, то длительность его дискреты должна удовлетворять условию $T_d = \frac{1}{\Delta f_0} \leq 16,7$ нс.

Для обеспечения требуемой энергетики необходимо увеличивать длительность сигнала T_0 , повышая сложность КФМ-сигнала, то есть увеличивая число дискрет N_d . Например, если необходимо сформировать КФМ-сигнал длительностью $T_0 > 34$ мкс, то число дискрет M -последовательности должно быть равно $N_d \geq (2^{11} - 1) = 2047$.

Другим вариантом в данном случае является зондирующий сигнал с частотной модуляцией, которая в простейшем случае может быть линейной. Девияция частоты выбирается равной $\Delta f_M = 60$ МГц, а длительность импульса T_0 выбирается из условия требуемой энергетики. Важно отметить, что на качество распознавания оказывает влияние уровень боковых лепестков сжатого сигнала. Для снижения уровня этих лепестков используют нелинейную частотную модуляцию зондирующего сигнала, однако при этом необходимо увеличивать девияцию частоты. Это действие аналогично действию по снижению боковых лепестков ДНА путем подбора соответствующего амплитудного распределения на апертуре антенны.

3.2.5.3. Требования к параметрам зондирующего сигнала при распознавании по частотно-коррелированному портрету

Частотно-коррелированный портрет цели представляет собой совокупность комплексных амплитуд отраженных сигналов, полученных при облучении цели многочастотным зондирующим сигналом.

Зондирующий сигнал представляет собой формируемый одновременно или последовательно набор простых прямоугольных радиоимпульсов на различных несущих частотах. Предпочтительным является одновременное формирование сигналов.

В основу распознавания целей по частотно-коррелированному портрету положены их геометрические размеры, которые определяют так называемый радиус частотной корреляции R_f^k (k – номер класса целей с одинаковыми размерами). Необходимо отметить, что радиус частотной корреляции в общем случае зависит не только от размеров, но и от сложности конструкции цели.

Под радиусом частотной корреляции понимают такой минимальный интервал между частотами двух монохроматических сигналов, при котором комплексные огибающие соответствующих отраженных сигналов будут некоррелированы. Если достаточную степень декорреляции выбрать равной 0,5, то можно получить радиус частотной корреляции в размерности [МГц], воспользовавшись выражением

$$R_f^k = \frac{90 [\text{МГц} \cdot \text{м}]}{\Delta r_t^k, [\text{м}]}, \quad [\text{МГц}], \quad (3.82)$$

где Δr_t^k – радиальные размеры цели k -го класса.

Необходимо отметить, что многочастотный портрет является произвольно коррелированным и характеризуется ковариационной матрицей $\| R_{mn}^k \|$, индивидуальной для целей каждого k -го класса. Элементы матрицы определяются выражением

$$R_{mn}^k = 2\sigma_{km}\sigma_{kn}r_{mn}^k e^{i\varphi_{mn}}, \quad (3.83)$$

где $\sigma_{km} = \sqrt{\sigma_{km}^2}$, $\sigma_{kn} = \sqrt{\sigma_{kn}^2}$, причем σ_{km}^2 и σ_{kn}^2 – мощности (дисперсии) сигналов, отраженных от цели k -го класса при зондировании на частотах f_{0m} и f_{0n} ; r_{mn}^k – нормированный коэффициент корреляции комплексных огибающих отраженных сигналов от цели k -го класса при зондировании на частотах f_{0m} и f_{0n} , различный для целей разных классов; φ_{mn} – средняя разность фаз комплексных огибающих отраженных от цели сигналов при зондировании на частотах f_{0m} и f_{0n} , обусловленная различиями в начальных фазах зондирующих сигналов и различиями в доплеровских набегах фаз сигналов на n -й и m -й частотах зондирования (эту разность фаз φ_{mn} можно скомпенсировать и при проведении оценок полагать равной нулю).

Исходя из приведенного выражения (3.82) радиус частотной корреляции для целей различных по протяженности классов имеет значения:

- для бомбардировщиков (протяженность около 35 м) $R_f^1 = 2,6$ МГц;
- для истребителей (протяженность около 12 м) $R_f^2 = 7,5$ МГц;

▪ для беспилотных летательных аппаратов (протяженность около 2,5 м)
 $R_f^3 = 36$ МГц.

Следовательно, для распознавания целей этих классов по частотно-коррелированному портрету можно использовать следующую расстановку частот:

$$f_{01} = f_0; f_{02} = f_0 + 2,5 \text{ МГц}; f_{03} = f_0 + 5,0 \text{ МГц};$$

$$f_{04} = f_0 + 7,5 \text{ МГц}; f_{05} = f_0 + 20,0 \text{ МГц}; f_{06} = f_0 + 30,0 \text{ МГц}.$$

При этом необходимо стремиться к использованию минимального количества частот.

Анализ выражения (3.83) для ковариации R_{mn}^k позволяет предъявить требования к длине волны и антенной системе. Для того чтобы более явно выявить значение коэффициента корреляции, необходимо снизить различия в мощностях ОС на разных частотах зондирования σ_{km}^2 и σ_{kn}^2 , то есть необходимо правильно выбрать диапазон длин волн λ_m и λ_n . Этот диапазон находится в сантиметровом диапазоне, где резонансные явления на элементах конструкции уменьшаются и ЭОП цели при изменении длины волны на требуемую для распознавания величину практически не изменяется. Кроме того, необходимо выравнять мощности зондирующих сигналов $P_{0m} = P_{0n}$, а также выравнять коэффициенты усиления передающей и приемной антенн для различных несущих частот.

3.2.6. Требования к параметрам антенны РЛС

Пространственную структуру зондирующего сигнала можно характеризовать диаграммой направленности антенны.

3.2.6.1. Обобщенные параметры антенны РЛС

Обобщенные параметры антенны РЛС будем рассматривать исходя из выражения для отношения сигнал/помеха после когерентной обработки:

$$\rho = \frac{1}{K_{P\Sigma}} \frac{2\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0 K_{SV} (V_r) F_Z^4 (\varepsilon)}{\left(N_0 + \frac{N_{a.bok}}{v_{AKP}} \right) \Delta f_0 + \frac{2\sigma_{MO}^2}{v_I}} v_{II}, \quad (3.84)$$

причем используемая в этом выражении мощность отраженного от цели сигнала и мощность активной шумовой помехи, принимаемой по боковым лепесткам ДНА, определяется выражениями

$$\sigma_s^2 = \frac{P_0 G_{Tr} G_{Rs} \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 r_t^4}, \quad (3.85)$$

$$N_{a.bok} = \frac{N_{AHP} G_{AHP} \lambda^2 G_{Rs}}{(4\pi)^2 r_{AHP}^2} \eta_{Rs}, \quad (3.86)$$

где G_{Tr} , G_{Rs} – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн РЛС; G_{AHP} – коэффициент усиления передающей антенны постановщика помех; $N_{AHP} = \frac{P_{AHP}}{\Delta f_{AHP}}$ – спектральная плотность АШП на выходе передающего устройства постановщика АШП при мощности P_{AHP} и ширине спектра Δf_{AHP} АШП; η_{Rs} – уровень боковых лепестков приемной антенны РЛС.

Таким образом, основными обобщенными параметрами антенны РЛС, которые необходимо рассмотреть с позиции системотехнического подхода к построению РЛС, являются:

- коэффициент направленного действия антенны;
- коэффициент усиления антенны;
- уровень боковых лепестков ДНА.

Кроме того, интерес для реализации защиты РЛС точного измерения координат от уводящих помех представляет ДН на крессовой поляризации.

Коэффициент направленного действия антенны. Усиление антенны (направленность) характеризует [13; 86] ее способность концентрировать энергию в конкретном угловом направлении. Разными, но взаимосвязанными между собой параметрами направленности являются *коэффициент направленного действия* (КНД) и *коэффициент усиления по мощности*. КНД характеризует диаграмму направленности антенны, и при этом антенна рассматривается как преобразователь без потерь, учитывающий только эффекты, связанные с распределением поля по апертуре. Коэффициент усиления по мощности учитывает связанные с антенной омические потери и радиочастотный нагрев и, следовательно, более пригоден для использования в уравнении радиолокации.

Коэффициент направленного действия передающей D_{Tr} (приемной D_{Rs}) антенны обычно определяется для направления максимального излучения (приема):

$$D_{Tr(Rs)} = \frac{g_{\max}^2}{g_{sr}^2},$$

где g_{\max}^2 – максимальная угловая плотность потока мощности излучения (приема), равная максимальной мощности излучения (приема) в полном телесном угле; g_{sr}^2 – средняя угловая плотность потока мощности излучений по всему пространству, то есть полная мощность излучения антенны, деленная на величину полного телесного угла 4π стерадиан (1 стерадиан равен $57,3^2$ град²).

Полную мощность излучения антенны можно определить путем интегрирования мощности по всему пространству. Часто ДН известна не во всем пространстве, а лишь в главных плоскостях антенны. Приближенное значение КНД антенны можно найти по формулам

$$D_{Tr(Rs)} \cong \frac{4\pi}{\Delta\varepsilon \Delta\beta}, \quad (3.87)$$

$$D_{Tr(Rs)} \cong \frac{41\,000}{\Delta\varepsilon \Delta\beta}, \quad (3.88)$$

причем значения ширины ДНА в главных плоскостях подставляется в выражении (3.87) в радианах, а в выражении (3.88) – в градусах.

Коэффициент усиления антенны. При определении коэффициента усиления антенны по мощности учитываются все имеющиеся потери в антенне [13; 85; 86; 92]. Чаще всего характеристики реальной антенны (с учетом потерь) сравниваются с характеристиками идеальной антенны, имеющей единичное усиление во всех направлениях и называемой изотропным излучателем. Соответственно коэффициент усиления антенны по мощности равен

$$G_{Tr(Rs)} = \frac{g_{\max}^2}{g_0^2}, \quad (3.89)$$

где g_0^2 – угловая плотность потока мощности излучения изотропного излучателя без потерь при той же мощности на входе.

Сравнение $D_{Tr(Rs)}$ и $G_{Tr(Rs)}$ показывает, что эти коэффициенты отличаются, так как коэффициент усиления антенны, определяемый относительно изотропного излучателя без потерь, автоматически учитывает потери в антенне. Если потери в антенне учитывать через коэффициент полезного действия антенны $K_{a.KPD}$, то

$$G_{Tr(Rs)} = K_{a.KPD} D_{Tr(Rs)}. \quad (3.90)$$

Заметим, что коэффициенты полезного действия антенн на передачу $K_{a.KPD.Tr}$ и на прием $K_{a.KPD.Rs}$, как правило, разные. Особенно это характерно для современных передающих и приемных антенных решеток.

3.2.6.2. Дальность радиотехнической разведки РЛС. Требования к уровню боковых лепестков ДН основной антенны

Дальность радиотехнической разведки, определяющая также дальность постановки прицельных активных шумовых или имитирующих помех, определяется отношением сигнал/помеха на выходе устройства когерентной обработки приемника системы РТР помехопостановщика [30; 43; 66; 70; 81; 82; 96]:

$$\gamma_{Rs.RTR} = \frac{\sigma_{s.RTR}^2}{(N_{0.RTR} + N_{a.RTR}) \Delta f_{Rs.RTR}}, \quad (3.91)$$

где $\sigma_{s.RTR}^2$ – мощность зондирующего сигнала подавляемой РЛС на выходе антенны системы РТР; $N_{0.RTR} = k_B k_{sh.RTR} T_{St}^0$ – спектральная плотность собственных шумов радиоприемного устройства системы РТР, причем коэффициент шума приемного устройства системы РТР $k_{sh.RTR}$ может быть достаточно большим и

составлять величину десятки – сотни единиц, что обусловливается использованием широкополосного усилителя высокой частоты, где $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{St}^0 = 290$ К – стандартная температура радиоприемного устройства по шкале Кельвина; $N_{a.RTR}$ – спектральная плотность внешних по отношению к системе РТР помеховых шумов в полосе анализа приемника РТР; $\Delta f_{Rs.RTR}$ – полоса пропускания оконечного когерентного устройства в приемнике РТР, которая, как правило, имеет величину, соизмеримую с диапазоном перестройки частоты РЛС (например, 100 МГц).

Мощность зондирующего сигнала, излученного по боковым лепесткам ДНА подавляемой РЛС, на выходе антенны системы РТР, направленной точно на подавляемую РЛС, определяется выражением

$$\sigma_{s.RTR}^2 = \frac{P_0 G_{Tr}}{4\pi r_{RTR}^2} \frac{\lambda^2 G_{Rs.RTR}}{4\pi} \eta_{Tr} F_Z^2(h_a, H_{RTR}, r_{RTR}), \quad (3.92)$$

где $G_{Rs.RTR}$ – коэффициент усиления приемной антенны системы РТР; r_{RTR} – радиальная дальность до системы РТР; H_{RTR} – высота расположения антенны системы РТР над поверхностью Земли; $F_Z(h_a, H_{RTR}, r_{RTR})$ – интерференционный множитель Земли (по напряжению); η_{Tr} – уровень боковых лепестков ДН передающей антенны РЛС.

Качество ведения РТР определяется статистическими показателями – вероятностями правильного D_{RTR} и ложного F_{RTR} обнаружения (измерения параметров излучения) РЛС, для обеспечения которых необходимо иметь требуемое отношение сигнал/помеха на выходе устройства когерентной обработки приемника системы РТР помехопостановщика $\gamma_{RTR.ir} = \gamma_{Rs.RTR}(D_{RTR}, F_{RTR})$. Значение $\gamma_{RTR.ir}$ можно принять равным 15...25 дБ.

Следовательно, для исключения радиотехнической разведки параметров зондирующего сигнала РЛС с требуемыми показателями качества необходимо выполнение неравенства

$$\gamma_{Rs.RTR} \leq 0,1 \cdot \gamma_{RTR.ir}. \quad (3.93)$$

Для выполнения неравенства (3.93) энергопотенциал РЛС по боковым лепесткам исходя из выражений (3.91), (3.92) должен удовлетворять условию

$$P_0 G_{Tr} \eta_{Tr} \leq 0,1 \gamma_{RTR.ir} \frac{(4\pi)^2 r_{RTR}^2}{\lambda^2 G_{Rs.RTR} F_Z^2(h_a, H_{RTR}, r_{RTR})} (N_{0RTR} + N_{a.RTR}) \Delta f_{Rs.RTR}. \quad (3.94)$$

Соответственно, для выполнения условия (3.94) уровень боковых лепестков ДН основной антенны РЛС должен удовлетворять требованию

$$\eta_{Tr.ir} \leq 0,1 \gamma_{RTR.ir} \frac{(4\pi)^2 r_{RTR}^2}{P_0 G_{Tr} \lambda^2 G_{Rs.RTR} F_Z^2(h_a, H_{RTR}, r_{RTR})} (N_{0RTR} + N_{a.RTR}) \Delta f_{Rs.RTR}. \quad (3.95)$$

Типовой пример. Необходимо определить требуемый уровень боковых лепестков ДН основной антенны РЛС $\eta_{Tr.ir}$, обеспечивающий невозможность качественной радиотехнической разведки и постановки прицельных активных помех, если:

1. РЛС имеет следующие параметры:

$$P_0 = 75 \text{ кВт}, \Delta\varepsilon = 1,5^\circ, \Delta\beta = 1,5^\circ, K_{a.KPD} \cong 1, \lambda = 0,03 \text{ м}; F_Z^2(h_a, H_{RTR}, r_{RTR}) = 1.$$

2. Система РТР имеет следующие параметры:

$$\gamma_{RTR.ir} = 100, \Delta\varepsilon_{RTR} = 20^\circ, \Delta\beta_{RTR} = 20^\circ, K_{a.KPD} \cong 1,$$

$$k_{sh.RTR} = 100, \Delta f_{Rs.RTR} = 10 \text{ МГц}, r_{RTR} = 200 \text{ км}.$$

3. Спектральная плотность внешних шумов в 10 раз выше спектральной плотности внутренних шумов приемника системы РТР, интерференционный множитель с учетом большой высоты полета помехопостановщика полагаем равным единице.

$$\text{При таких условиях } G_{Tr} \cong \frac{41\,000}{\Delta\varepsilon \Delta\beta} = 18\,222; G_{Rs.RTR} \cong \frac{41\,000}{\Delta\varepsilon_{RTR} \Delta\beta_{RTR}} = 102,5;$$

$$N_{0RTR} = k_B k_{sh.RTR} T_{St}^0 = 4,0 \cdot 10^{-19} \text{ Вт/Гц}.$$

Требуемый уровень боковых лепестков ДН передающей антенны РЛС, исключающий обнаружение РЛС, определяется выражением (3.95).

Если внешние помехи отсутствуют ($N_{a.RTR} = 0$), требуемый уровень боковых лепестков ДН передающей антенны РЛС равен

$$\eta_{Tr.ir} < 0,1 \cdot 10^2 \cdot \frac{157,75 \cdot 4 \cdot 10^{10} \cdot (4 \cdot 10^{-19} + 0) \cdot 10^7}{75 \cdot 10^3 \cdot 1,82 \cdot 10^4 \cdot 9 \cdot 10^{-4} \cdot 1,02 \cdot 10^2} = 2,0 \cdot 10^{-6},$$

$$\eta_{Tr.ir} < 2,0 \cdot 10^{-6} \text{ или } \eta_{Tr.ir} < -57,0 \text{ дБ}.$$

Если спектральная плотность внешних помех $N_{a.RTR} = 10 \cdot N_{0RTR}$, то требуемый уровень боковых лепестков ДН передающей антенны РЛС

$$\eta_{Tr.ir} < 0,1 \cdot 10^2 \cdot \frac{157,75 \cdot 4 \cdot 10^{10} \cdot (4 \cdot 10^{-19} + 40 \cdot 10^{-19}) \cdot 10^7}{75 \cdot 10^3 \cdot 1,82 \cdot 10^4 \cdot 9 \cdot 10^{-4} \cdot 1,02 \cdot 10^2} = 2,2 \cdot 10^{-5},$$

$$\eta_{Tr.ir} < 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ или } \eta_{Tr.ir} < -46,5 \text{ дБ}.$$

Если спектральная плотность внешних помех $N_{a.RTR} = 1000 \cdot N_{0RTR}$, то требуемый уровень боковых лепестков ДН передающей антенны РЛС соответствует неравенствам

$$\eta_{Tr.ir} < 0,1 \cdot 10^2 \cdot \frac{157,75 \cdot 4 \cdot 10^{10} \cdot (4 \cdot 10^{-19} + 400 \cdot 10^{-19}) \cdot 10^7}{75 \cdot 10^3 \cdot 1,82 \cdot 10^4 \cdot 9 \cdot 10^{-4} \cdot 1,02 \cdot 10^2} = 2,0 \cdot 10^{-3},$$

$$\eta_{Tr.ir} < 2,0 \cdot 10^{-3} \text{ или } \eta_{Tr.ir} < -27,0 \text{ дБ}.$$

Требуемый уровень боковых лепестков ДНА обеспечивается путем пространственной весовой обработки зондирующего и принятого сигнала путем создания специального вида амплитудного распределения на раскрыве антенны.

Представленный пример показывает, что типовая высокопотенциальная РЛС точного измерения координат с уровнем боковых лепестков ДНА $\eta_{Tr} = -(30...40)$ дБ будет легко обнаружена по излучениям в области боковых лепестков. Единственным очевидным направлением снижения дальности обнаружения РЛС является постановка помех приемнику РТР на рабочих частотах

РЛС. Средства создания таких помех, маскирующих зондирующие сигналы РЛС в приемниках РТР, принадлежат к классу средств контррадиоэлектронного подавления. Такие средства для повышения их эффективности и минимизации воздействия на свои РЛС могут выноситься (например, с использованием БЛА) к источникам АПП.

3.2.7. Методика расчета интерференционного множителя Земли

Интерференционному множителю Земли F_Z необходимо уделять особое внимание как объективному фактору, оказывающему сильное влияние на основные характеристики радиолокатора [13; 27]. В целях сокращения объема материала рассмотрим только основные расчетные соотношения, а более подробный материал по данному вопросу можно найти в источниках [23; 24; 27; 85; 86]. Будем рассматривать случай однопозиционной локации с одной приемо-передающей антенной, полагая интерференционные множители на передачу и прием одинаковыми и равными F_Z .

Влияние интерференции проявляется в снижении дальности и неустойчивости обнаружения, также в увеличении ошибок измерения угла места (высоты) и росте вероятности срыва сопровождения из-за интерференционного замирания сигналов, отраженных от маловысотных целей. Следовательно, интерференционный множитель должен учитываться при определении мощности и длины волны зондирующего сигнала РЛС. При системном проектировании необходимо принимать меры к снижению его негативного влияния и использованию позитивного влияния на характеристики РЛС.

Множитель F_Z – это отношение реально действующей напряженности поля E в некоторой точке пространства с учетом Земли к напряженности E_0 в максимуме ДНА для идеального случая распространения волн в свободном пространстве [86]:

$$F_Z = F_Z(r, \beta, \varepsilon) = \frac{E(r, \beta, \varepsilon)}{E_0(r)}, \quad (3.96)$$

где r, β, ε – дальность, азимут и угол места заданной точки.

Это определение относится как к передающей, так и к приемной антенне в соответствии с принципом взаимности.

Величина F_Z является отношением напряженностей. Следовательно, в управлениях радиолокации, использующих мощность отраженного сигнала, должны присутствовать квадраты множителя на передачу $F_{Z.Tr}^2$ и прием $F_{Z.Rs}^2$:

$$\sigma_s^2 = \frac{P_0 G_{Tr} F_{Z.Tr}^2 G_{Rs} F_{Z.Rs}^2 \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 r_t^4} = \frac{P_0 G_{Tr} G_{Rs} \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 r_t^4} F_Z^4. \quad (3.97)$$

При работе РЛС на традиционных для радиолокации длинах волн (от миллиметровых до метровых) могут облучаться только цели, находящиеся выше линии горизонта. При этом дифракция, благодаря которой возникает небольшая

напряженность поля ниже линии горизонта, слаба и малоприспособна для радиолокации, а аномальная рефракция, иногда вызывающая появление сильных полей за горизонтом, непостоянна на большей части Земли. Поэтому для областей, находящихся ниже линии горизонта, обычно $F_Z = 0$ из-за затенения этих областей сферической земной поверхностью. Исключения составляют РЛС, работающие на волнах длиннее метрового диапазона, где возникает ионосферная рефракция или происходит распространение вертикально поляризованной поверхностной волны за горизонт.

Введение множителя F_Z обусловлено необходимостью учета интерференции при многолучевом распространении, когда антенна РЛС облучает несколько сверху отражающую поверхность, над которой находится цель. Причем если ДНА в вертикальной плоскости широка или расположена низко относительно поверхности, то к цели приходят две волны – прямая и переотраженная от поверхности. Напряженность поля у цели является результатом векторного суммирования этих волн.

Анализ результирующего поля оказывается весьма сложным. Наиболее просто анализ проводится для зеркальной поверхности. Причем хорошим зеркальным отражателем является морская поверхность в состоянии покоя. Волнение поверхности снижает «зеркальность» отражения, но не разрушает ее полностью [86]. При определенных условиях (например, для метрового диапазона длин волн – практически во всех случаях) земная поверхность также может служить зеркальным отражателем.

Для нахождения интерференционного множителя необходимо знать коэффициент отражения, который равен

$$\Gamma = \rho e^{-i\varphi}, \quad (3.98)$$

где ρ – модуль, а φ – фаза комплексного коэффициента отражения.

Коэффициент отражения Γ от земной поверхности зависит от ее шероховатости, угла скольжения ψ (угла между отраженным лучом и поверхностью в точке отражения), комплексной диэлектрической проницаемости и проводимости материала поверхности, а также поляризации падающей волны [86].

Шероховатость сказывается только на величине ρ и может учитываться в виде

$$\rho = r_g \rho_0, \quad (3.99)$$

где $r_g = \rho/\rho_0$ – коэффициент шероховатости, а ρ_0 – коэффициент отражения от гладкой поверхности.

Рассмотрим наиболее простой случай отражения от плоской поверхности, который поясняется рис. 3.5. Предполагается, что максимум ДНА в свободном пространстве ориентирован горизонтально. Условием интерференции (многолучевого распространения) является попадание линии, проведенной из фокуса антенны в точку отражения x_0 , в главный лепесток ДНА РЛС.

Общее выражение для интерференционного множителя F_Z с учетом рис. 3.5 имеет вид

$$F_Z = |f_a(\varepsilon_t) + \rho D f_a(\Theta_r) e^{-i\alpha}|, \quad (3.100)$$

где D – поправочный коэффициент, учитывающий сферичность поверхности Земли; $f_a(\Theta)$ – нормированная ДНА по напряжению, ориентированная максимумом в горизонтальном направлении); $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \delta_0 + \varphi$ – фаза переотраженного сигнала в точке расположения цели; $\delta_0 = r_1 + r_2 - r_t \cong \frac{2h_a h_t}{R_G}$ – разность хода прямой и переотраженной волн; R_G – горизонтальная дальность до цели. Причем для плоской поверхности $D=1$, а его оценки для сферической поверхности будут рассмотрены ниже.

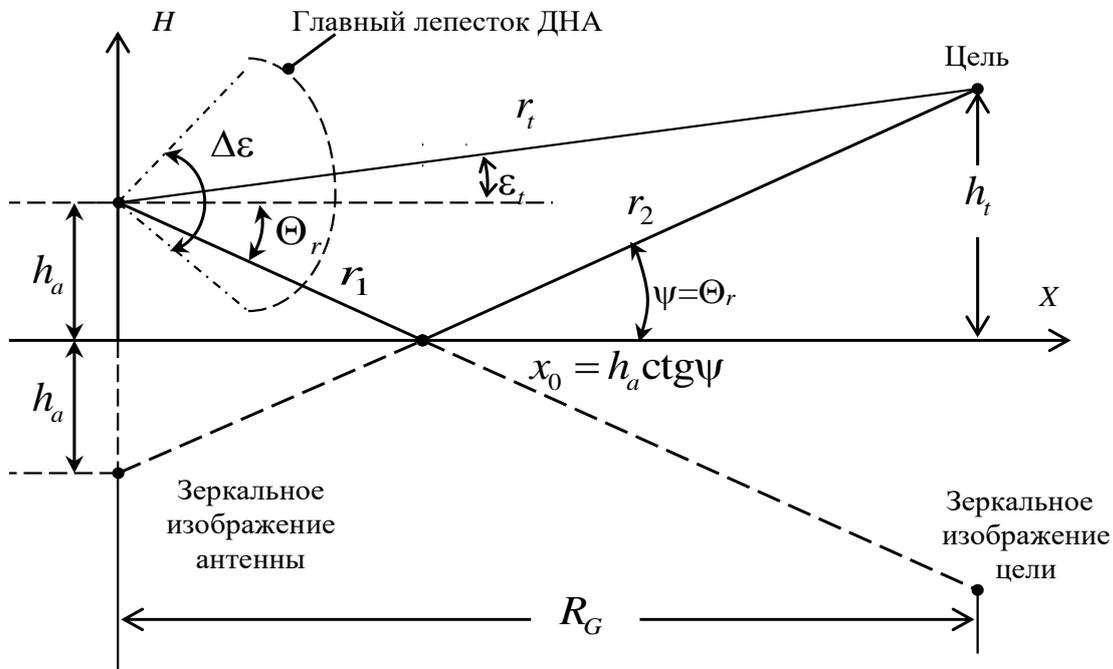


Рис. 3.5. Геометрия отражения от плоской Земли

Если цель находится на расстоянии r_t , которое много больше высоты подъема антенны h_a , и располагается над горизонтальной плоскостью ($\varepsilon_t \geq 0$), то углы ε_t и Θ_r можно полагать примерно равными, а выражение (3.100) упрощается [86]:

$$F_Z \cong f_a(\varepsilon_t) \left| \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \alpha} \right| = f_a(\varepsilon_t) \left| \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} \delta_0 + \varphi \right)} \right|. \quad (3.101)$$

Если разность высот участков поверхности Δh_s в точке отражения оказывается такой, что выполняется критерий Рэлея

$$\Delta h_s < \frac{1}{8} \frac{\lambda}{\sin \psi}, \quad (3.102)$$

то применима модель отражения от гладкой поверхности. Если же условие (3.102) не выполняется, то применима модель диффузного рассеяния [86].

На рис. 3.6, 3.7, 3.8 приведены графики изменения ρ_0 и φ для моря [86]. График величины φ при горизонтальной поляризации не приводится, так как величина φ практически постоянна и равна 180° .

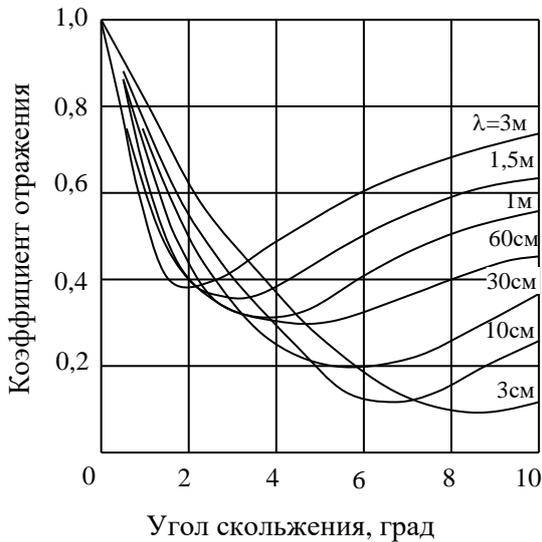


Рис. 3.6. Коэффициент отражения от гладкой морской поверхности при вертикальной поляризации для различных длин волн

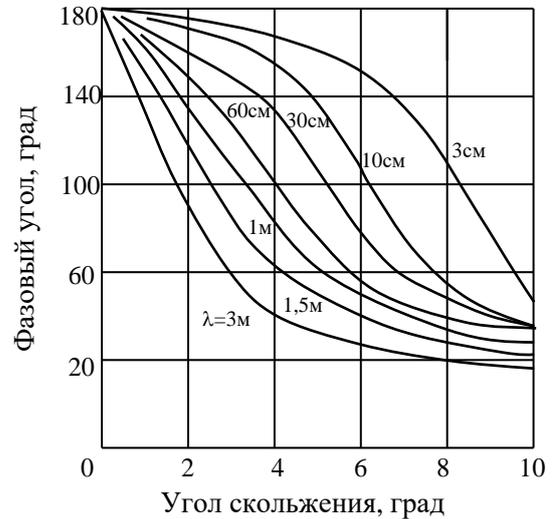


Рис. 3.7. Фазовые углы φ коэффициента отражения от гладкой морской поверхности при вертикальной поляризации для различных длин волн



Рис. 3.8. Коэффициент отражения от гладкой морской поверхности при горизонтальной поляризации для различных длин волн

Анализ графиков показывает, что при $\psi = 0$ для обеих поляризаций $\varphi = 180^\circ$, $\rho_0 = 1$ и, следовательно, прямая и переотраженные волны из-за $\delta_0 \cong 0$

полностью компенсируют друг друга. Соответственно, интерференционный множитель $F_Z = 0$ в такой ситуации при любой поляризации. Для сферической земной поверхности этот результат незначительно меняется благодаря коэффициенту расхождения D .

Описанное явление компенсации волн для очень малых углов скольжения является причиной плохого обнаружения целей на предельно малых высотах. С ростом ψ эффект компенсации быстро снижается, величина F_Z растет и дальность обнаружения возрастает. Причем эффект компенсации исчезает быстрее для меньших длин волн (ДНА лучше «прижата» к поверхности). При некотором малом значении угла ψ , который зависит от λ и h_a , ослабление поля переходит в усиление. Например, при $\delta_0 = \frac{\lambda}{2}$ и $\rho = 1$ значение интерференционного множителя $F_Z = 2$ и дальность радиолокационного обнаружения при этом удваивается по сравнению с дальностью обнаружения в свободном пространстве. Следовательно, учет интерференционного множителя при проведении расчетов в ходе проектирования крайне важен.

В соответствии с выражением (3.101) интерференционный множитель F_Z в зависимости от ψ имеет многолепестковую структуру в пределах ДНА, а экстремумы соответствуют значениям угла скольжения ψ , для которых величина $\frac{2\pi}{\lambda}\delta_0 + \varphi$ является либо четным кратным (максимумы), либо нечетным кратным (минимумы) величине π .

Очевидно, что на интерференционный множитель F_Z накладывается ДНА в свободном пространстве $f_a(\Theta)$. С учетом этого итоговая ДНА, подставляемая в формулы радиолокации, представляет собой произведение $f_a^*(r_t, \varepsilon_t, h_a) = f_a(\varepsilon_t)F_Z(r_t, \varepsilon_t, h_a)$.

Типичная лепестковая интерференционная диаграмма $F_Z(\varepsilon, r)$, рассчитанная для отражения от плоской поверхности моря при горизонтальной поляризации, учтена в дальности обнаружения РЛС (обозначена как R), нормированной к дальности обнаружения РЛС в свободном пространстве (обозначена как R_0), и представлена на рис. 3.9 [86].

Если выполняется неравенство $r_t \gg h_a$, то F_Z можно рассматривать как функцию только ε_t независимо от дальности и высоты. Если также $\varphi = 180^\circ$ (для морской поверхности при горизонтальной поляризации и очень малых углов при вертикальной), то [86]

$$F_Z = f_a(\varepsilon) \left| \sqrt{1 + \rho^2 - 2\rho \cos \frac{4\pi h_a \sin \varepsilon_t}{\lambda}} \right|. \quad (3.103)$$

При $\rho = 1$ (гладкая поверхность или очень малый угол скольжения) выражение (3.103) упрощается [86]:

$$F_Z = 2f_a(\varepsilon_t) \left| \sin \frac{2\pi h_a \sin \varepsilon_t}{\lambda} \right|. \quad (3.104)$$

Интересно, что при $\varphi = 180^\circ$ максимумы и минимумы F_Z располагаются под углами [86]

$$\varepsilon_{t \min} = \arcsin \frac{(n-1)\lambda}{2h_a}, \quad (3.105)$$

$$\varepsilon_{t \max} = \arcsin \frac{(2n-1)\lambda}{4h_a}, \quad (3.106)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots, N$ – целое число.

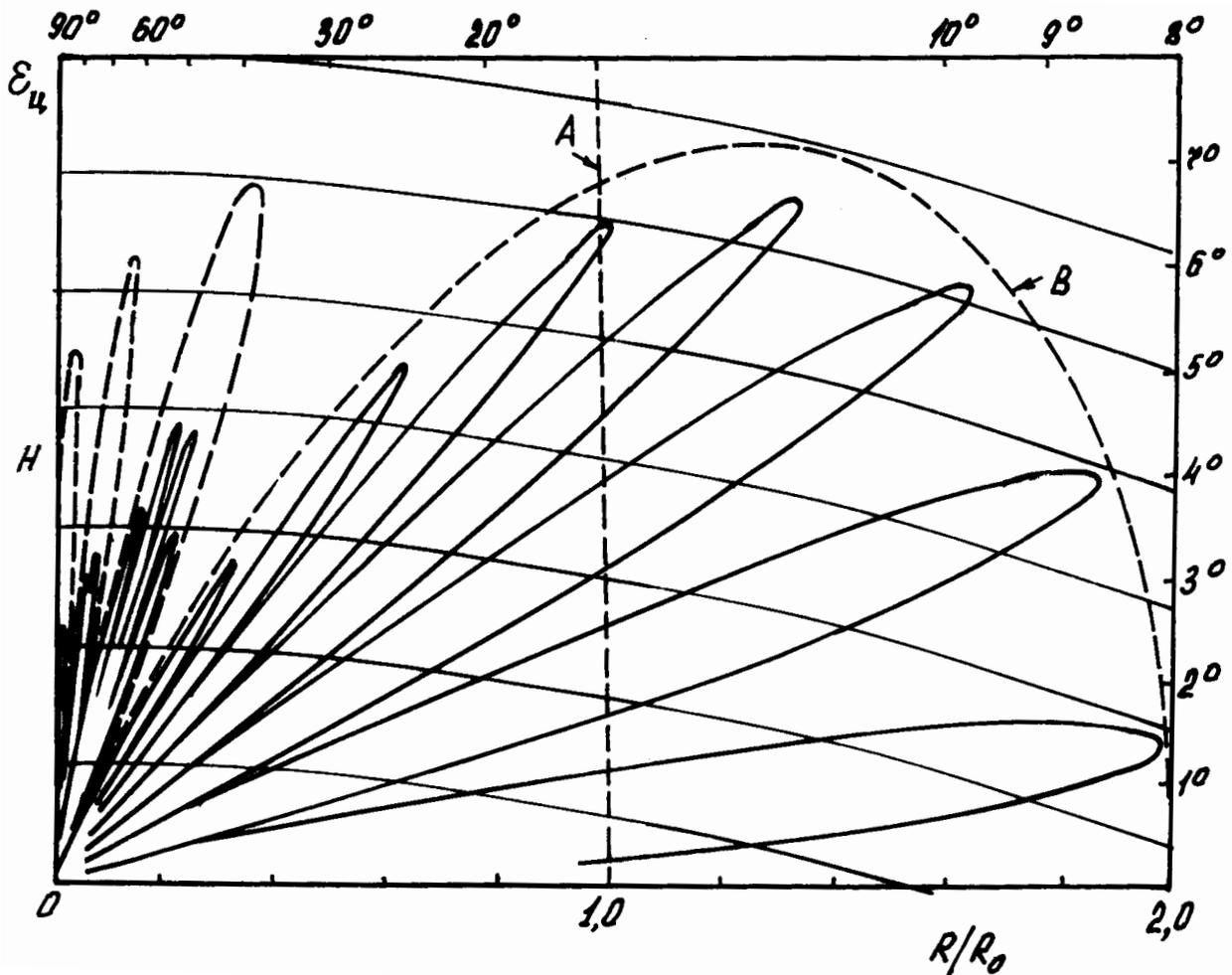


Рис. 3.9. Типичная расчетная интерференционная диаграмма $F_Z(\varepsilon, r)$ при $f_0 = 100$ МГц, $h_a = 30$ м, $\Delta\varepsilon = 20^\circ$ вид ДНА $\sin x / x$, ориентация главного лепестка ДНА – горизонтальная, гладкая морская поверхность

Кратко рассмотрим коэффициент отражения от шероховатой поверхности. В источнике [86] приводится выражение для расчета коэффициента шероховатости при гауссовом распределении высот неровностей:

$$r_g = \frac{\rho}{\rho_0} = \exp \left[-2 \left(\frac{2\pi\sigma_{n.n} \sin \psi}{\lambda} \right)^2 \right], \quad (3.107)$$

где $\sigma_{n.n}$ – среднеквадратическое отклонение распределения неровностей, равное примерно 0,35 от высоты неровностей (расстояние от вершины до основания неровностей) при синусоидальной форме отклонения [86]. Эта формула не учитывает всех факторов, но хорошо согласуется с результатами экспериментальных исследований для неровной морской поверхности.

Важно отметить, что для шероховатой поверхности в дополнение к зеркальному возникает диффузное отражение (рассеяние в разные стороны), которое флуктуирует при колебаниях поверхности (морской или растительной). При вычислении множителя F_Z рассеянный сигнал обычно отдельно не рассматривается, а объединяется с прямой и зеркально переотраженной волнами как третья компонента полного поля у цели, что вызывает флуктуации F_Z . Следовательно, даже если ЭОП цели не флуктуирует, отраженный сигнал флуктуирует из-за изменений F_Z . Ширина спектра флуктуаций при этом определяется изменениями параметров поверхности в области переотражения (скоростью ветра, скоростью движения цели, параметрами поверхности).

Рассмотрим случай отражения от сферической земной поверхности. Земная поверхность считается плоской, если $h_a < 300$ м и выполняется неравенство [86]

$$\operatorname{tg} \varepsilon_t > 1,825 \cdot 10^{-3} \sqrt{h_a, [\text{м}]}. \quad (3.108)$$

Типовой пример. Если $h_a < 25$ м, то поверхность считается плоской при $\operatorname{tg} \varepsilon_t > 9,125 \cdot 10^{-3}$ или при $\varepsilon_t > 0,522^\circ$.

Если неравенство (3.108) не выполняется, то при расчетах разности хода δ_0 необходимо учитывать кривизну земной поверхности. Это показано на рис. 3.10 [86].

Для определения δ_0 при значительном изгибе земной поверхности (дальняя цель) необходимо решить кубическое уравнение. Однако в источнике [86] предложен более простой метод, в котором используются графики поправочного коэффициента $J(S, T)$, изображенные на рис. 3.11, и параметры S и T :

$$S = \frac{R_G, [\text{км}]}{4,12 \left(\sqrt{h_a, [\text{м}]} + \sqrt{h_t, [\text{м}]} \right)}, \quad (3.109)$$

$$T = \sqrt{h_a/h_t} \quad \text{или} \quad T = \sqrt{h_t/h_a}, \quad (3.110)$$

где R_G – наземная дальность в километрах.

Из выражений (3.110) выбирается такое, в котором для текущего соотношения высот h_a и h_t обеспечивается $T \leq 1$. Оба соотношения имеют право на

использование, так как возможна, например, ситуация установки антенны РЛС на возвышенности, обеспечивающей $h_a \geq h_t$.

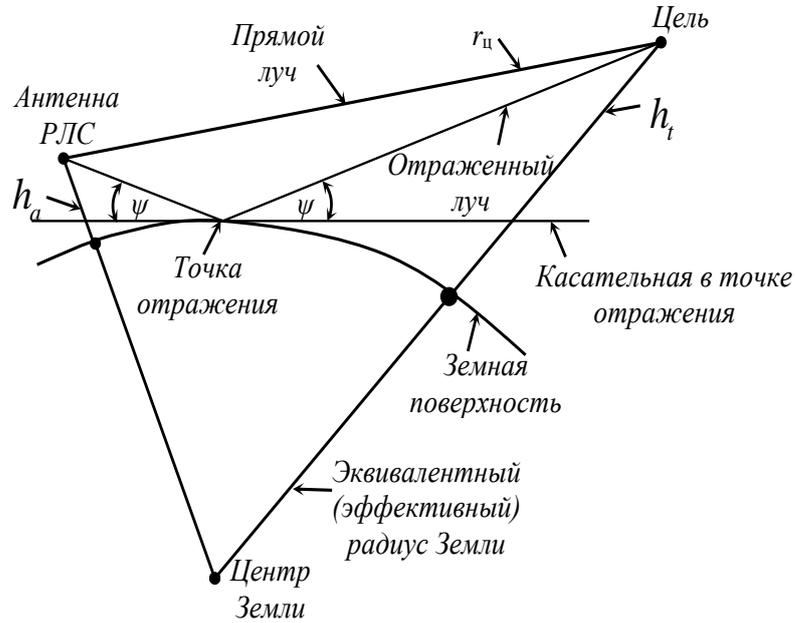


Рис. 3.10. Геометрия отражения от сферической земной поверхности

В соответствии с величинами параметров S, T по графикам (рис. 3.11) определяется поправочный коэффициент $J(S, T)$, который используют в формулах для плоской земной поверхности, когда ее кривизна значительна. Разность хода в этом случае описывается выражением

$$\delta_0 = \left(\frac{2h_a h_t}{R_G} \right) J(S, T). \quad (3.111)$$

С помощью рис. 3.12 определяется поправочный коэффициент $K(S, T)$ для определения угла скольжения ψ :

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{(h_a + h_t) K(S, T)}{R_G}. \quad (3.112)$$

Полученный угол ψ используется для определения ρ_0 из рис. 3.6, 3.8 или из рис. 3.7 при вертикальной поляризации зондирующего сигнала (при горизонтальной поляризации $\varphi = 180^\circ$). Кроме того, величина ψ используется для определения коэффициента шероховатости r_g из выражения (3.107).

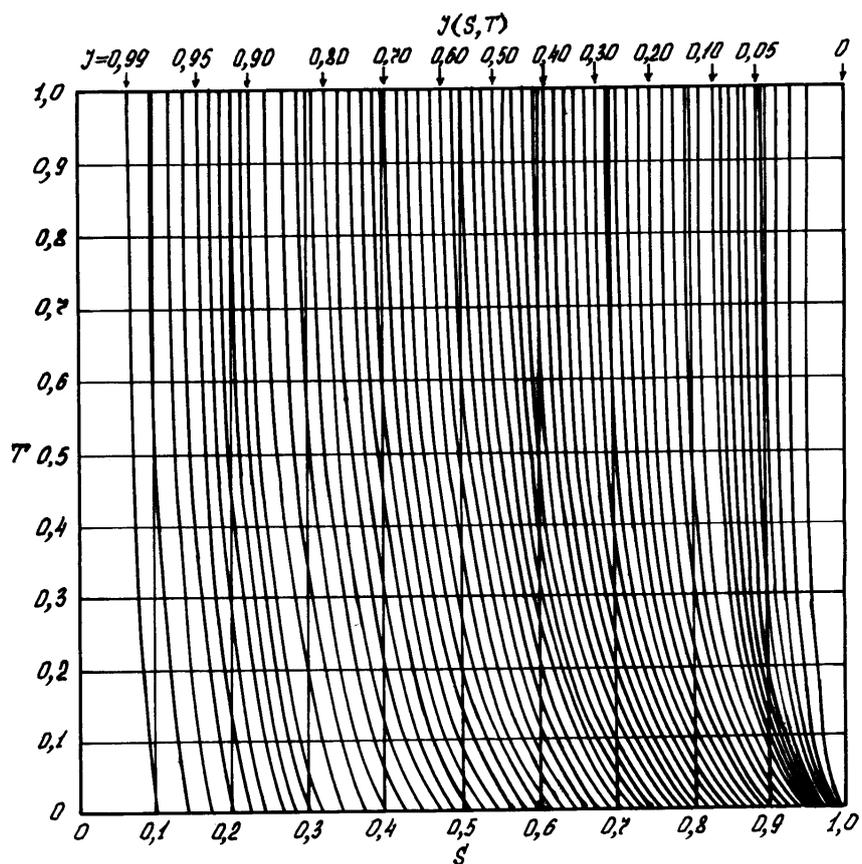


Рис. 3.11. Зависимость поправочного коэффициента J от параметров S и T

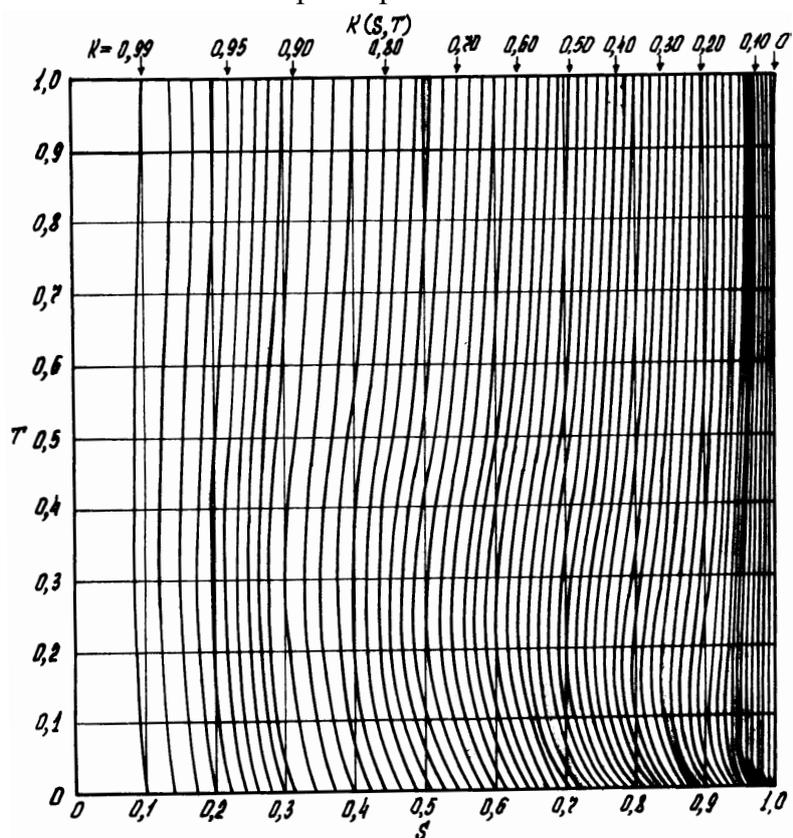


Рис. 3.12. Зависимость поправочного коэффициента K от параметров S и T

Для расчета множителя F_Z по формуле (3.100) необходимо получить коэффициент расхождения D с использованием рис. 3.13 в виде $D(S, T)$. Кроме того, можно использовать и другое выражение, учитывающее кривизну Земли [86],

$$F_Z = f_a(\varepsilon_t) \sqrt{1 + x^2 + 2x \cos\left(\varphi + \frac{2\pi\delta_0}{\lambda}\right)}, \quad (3.113)$$

где $x = \frac{r_g \rho_0 D f_a(\psi)}{f_a(\varepsilon_t)}$ – обобщенный коэффициент отражения.

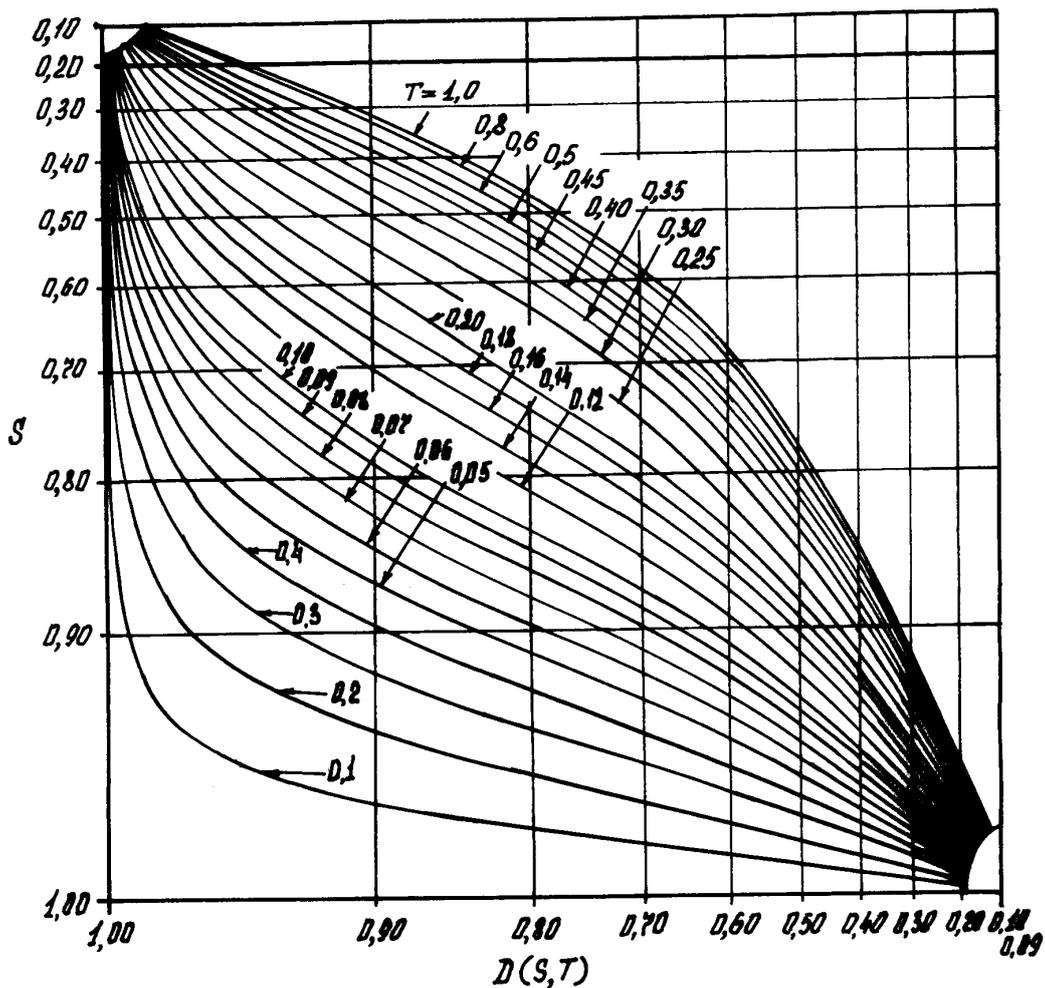


Рис. 3.13. Зависимость коэффициента расхождения D от параметров S и T

Необходимо отметить, что расчеты по выражениям (3.109)...(3.112) обычно проводятся только для очень малых углов места [86]. Поэтому с пренебрежимо малой погрешностью наклонную r_t и горизонтальную R_G дальности можно считать одинаковыми. Кроме того, в соответствии с условием (3.108) можно использовать формулы для плоской земной поверхности и при больших углах места с незначительной ошибкой, если высота h_a не слишком велика [86].

Также формулы для плоской земной поверхности можно использовать и в случае, когда h_a велико, а h_t мало (случай расположения РЛС на возвышенности, например, на берегу моря, и локации низколетящих целей над водной поверхностью). При этом в формуле (3.108) необходимо подставлять h_t вместо h_a , а угол ε_t интерпретировать как угол места РЛС, наблюдаемой со стороны цели.

При определении максимальной дальности действия РЛС r_{\max} с учетом интерференционного множителя Земли нет прямого решения, так как F_Z также зависит от r_{\max} . Получаемое при этом трансцендентное уравнение легко решается графически, что показано на рис. 3.14, на котором представлена зависимость F_Z от нормированной величины дальности в прямоугольных координатах (причем $R_G \cong r_t$) [86].

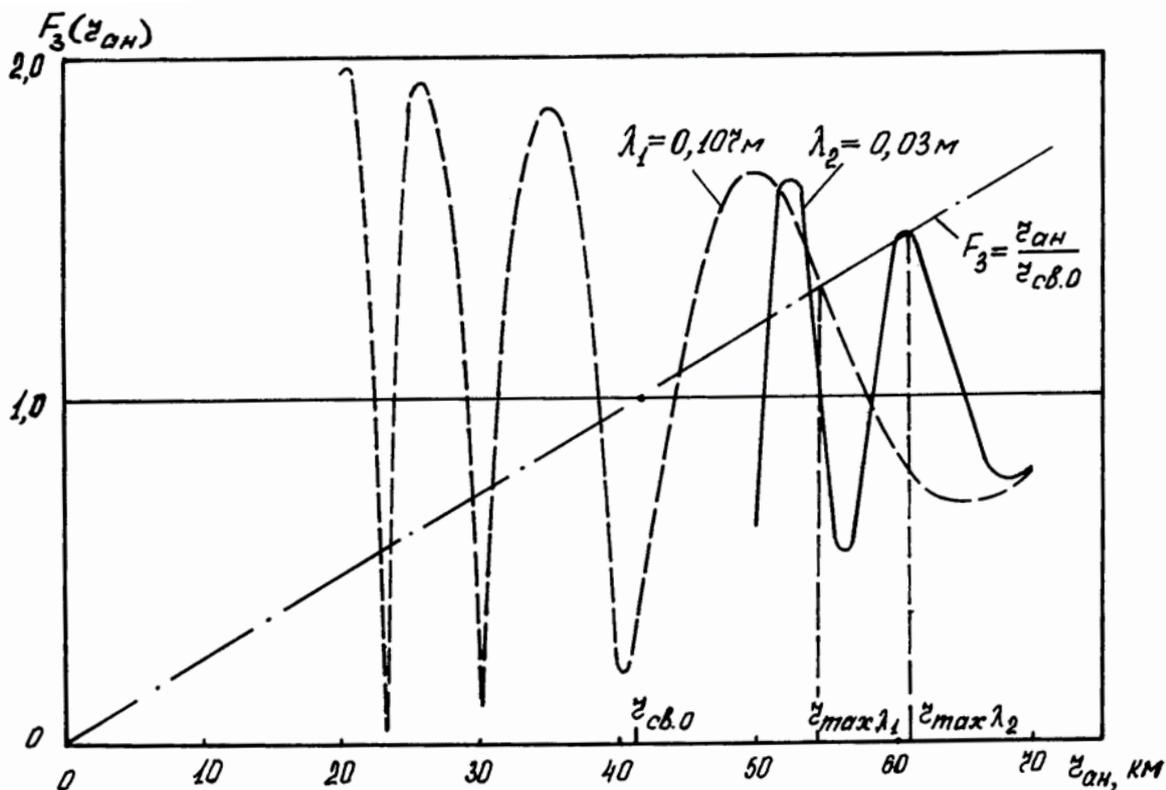


Рис. 3.14. Пример графического определения максимальной дальности обнаружения

Прямая линия представляет уравнение $F_Z = r / r_0$, где $r_0 = r_{cb.0}$ — дальность действия (обнаружения) РЛС в свободном пространстве без учета F_Z , которая рассчитывается в предположении $f_a(\varepsilon_t) = 1$, $F_Z = 1$. Наибольшая дальность, определяемая точкой пересечения рассчитываемого графика $F_Z(r)$ и этой прямой, является максимальной дальностью r_{\max} действия РЛС с учетом влияния Земли для определенных и зафиксированных высоты полета и ЭОП цели. Пересечения на меньших дальностях разграничивают зоны интерференционного замирания суммарного отраженного сигнала.

Необходимо отметить, что существует также промежуточная область, когда цель находится вблизи радиогоризонта [86]. При этом методы геометрической оптики, использующие понятие интерференции, неприменимы, и существенную роль начинают играть дифракционные явления.

Рефракция и диаграммы зон видимости. Как правило, вычисление множителя F_Z обусловлено необходимостью построения зависимости максимальной дальности обнаружения РЛС от угла места ε_t или высоты полета h_t цели. Причем для цели на больших дальностях можно вычислить F_Z как функцию ε_t , а для целей, высота полета которых удовлетворяет условию (3.108), можно использовать выражение для плоской поверхности. Причем даже если условие (3.108) выполняется, высоту полета цели необходимо вычислять с учетом кривизны Земли и рефракции волн в атмосфере [86].

Рефракцию для небольших высот (до 3 км) можно приближенно учесть методом «эквивалентного (эффективного) радиуса Земли» [86]. При этом полагается линейное убывание коэффициента преломления n_p с увеличением высоты,

то есть $\frac{dn_p}{dh} = C_p$, где C_p – отрицательная константа. В этом случае эквивалентный радиус Земли $R_{Z.Ekv} = \frac{4}{3} R_Z = 8500$ км на $\frac{1}{3}$ больше постоянного радиуса

R_Z . Реально искривляющиеся вверх лучи по мере удаления от РЛС после пересчета в новую систему координат с использованием эквивалентного радиуса Земли при нормальной рефракции выглядят прямыми линиями с истинной высотой точек над эквивалентной поверхностью. Это показано на рис. 3.15, где $h_{t.izm}$ – измеренное значение высоты цели; h_t – истинное значение высоты цели от поверхности Земли.

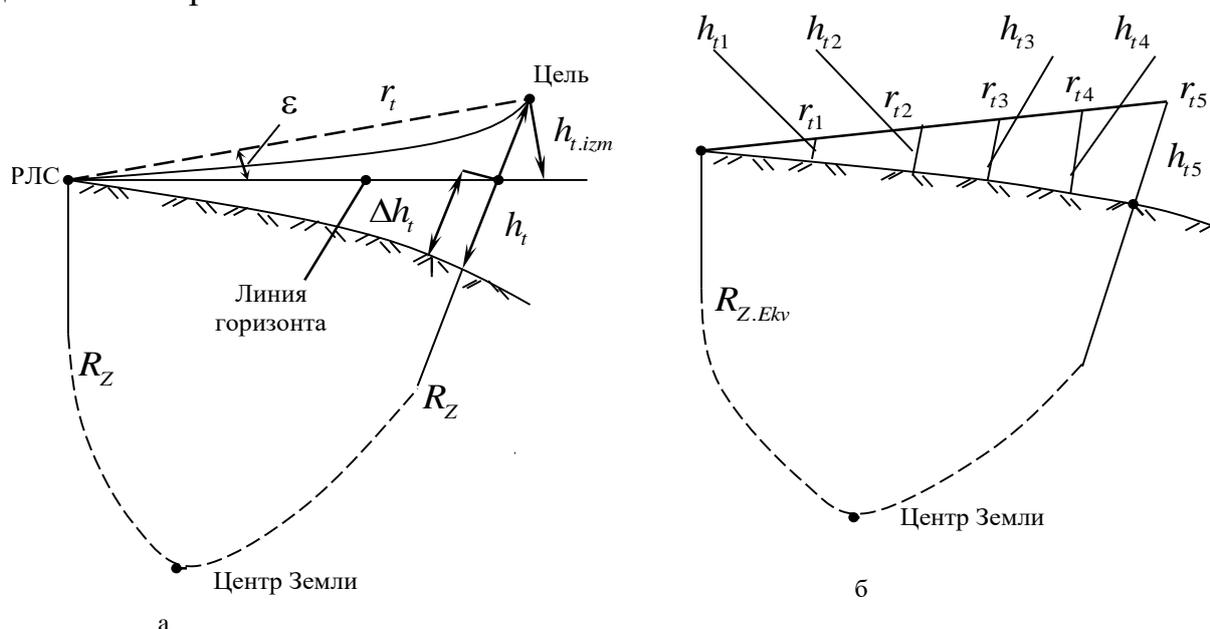


Рис. 3.15. К пояснению рефракции

При этом взаимосвязи r_t, h_t и ε_t описываются выражением [86]

$$h_t = \frac{r_t^2 \cos^2 \varepsilon_t}{\frac{8}{3} R_Z} + r_t \sin \varepsilon_t + h_a = \frac{r_t^2 \cos^2 \varepsilon_t}{2R_{Z.Ekv}} + r_t \sin \varepsilon_t + h_a. \quad (3.114)$$

Это выражение может быть использовано для построения диаграммы «дальность – высота – угол места», на котором лучи (с учетом их нормальной рефракции) изображаются прямыми линиями. Если дальность и высота имеют одинаковый масштаб, то линии одинаковой дальности представляют собой окружности с центром в начале координат, а при отличающихся масштабах – эллипсы [86].

На эту диаграмму можно нанести графики зависимости максимальной дальности обнаружения РЛС от угла места, которые называют диаграммами зон видимости [86]. С учетом интерференции диаграммы имеют многолепестковую структуру. Необходимо отметить, что ошибка за счет рефракции, несмотря на ее компенсацию путем использования эквивалентного радиуса Земли, постепенно возрастает на больших высотах (более 3 км) и для положения ДНА под небольшим углом места при обнаружении целей на большой дальности становится значительной на высотах полета цели около 10 км и более [86]. Учет рефракции на больших высотах сравнительно сложен, но возможен [86].

4. ВЫБОР СПОСОБОВ И СТРУКТУР УСТРОЙСТВ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

Для просмотра всей зоны действия РЛС проводится *радиолокационный обзор*, задачами которого являются:

- обнаружение целей в зоне действия РЛС;
- оценка координат и параметров движения обнаруженных целей с приемлемой для потребителя точностью;
- распознавание класса или типа обнаруженных целей.

Решение каждой задачи характеризуется соответствующими показателями качества.

4.1. Закономерности радиолокационного обзора

Зона обзора (действия) РЛС ограничивается *интервалами обзора*:

- по дальности $r_{obz} = r_{max} - r_{min}$;
- по азимуту $\beta_{obz} = \beta_{max} - \beta_{min}$;
- по углу места $\varepsilon_{obz} = \varepsilon_{max} - \varepsilon_{min}$;
- по радиальной скорости $V_{obz} = V_{max} - V_{min}$,

которые содержат соответствующее *минимальное количество элементов разрешения*:

$$m_r = \frac{r_{obz}}{\Delta r} , m_\beta = \frac{\beta_{obz}}{\Delta \beta} , m_\varepsilon = \frac{\varepsilon_{obz}}{\Delta \varepsilon} , m_v = \frac{V_{obz}}{\Delta V} . \quad (4.1)$$

Причем обзор по дальности и радиальной скорости осуществляется в интервалах однозначного измерения:

$$r_{obz} \cong r_{odn} = \frac{cT_r}{2} , \quad V_{obz} = \frac{\lambda}{2} F_r . \quad (4.2)$$

Необходимо отметить, что решение вопроса о *выборе числа просматриваемых элементов в зоне обзора* имеет особенности, обусловленные следующими факторами:

- необходимость исключения пропуска цели при попадании отраженного сигнала между стыками опорных сигналов корреляторов или стробов выходного сигнала фильтрового устройства обработки, когда происходит уменьшение отношения сигнал/помеха в результате деления отраженного сигнала между анализируемыми элементами разрешения;
- необходимость воспроизведения формы отраженного сигнала для повышения точности определения положения его центра, что обеспечивает малые ошибки разовых измерений.

Обратим внимание на второй фактор. Действительно, при реализации в РЛС дискретных этапов накопления сигнала с принятием решения о наличии

цели в каждом анализируемом элементе при условии проведения обзора происходит искажение формы отраженного сигнала по оцениваемой координате. Причем максимальная величина дискреты имеет величину, равную разрешающей способности по оцениваемой координате, а минимальная величина дискреты ограничивается допустимым объемом аппаратных затрат на устройство обнаружения – оценивания. Например, при оценке азимута и дальности цели оператором по экрану индикатора кругового обзора «азимут – дальность» с некогерентным накоплением в системе «оператор – индикатор» ошибки измерения при высоком отношении сигнал/помеха будут находиться в интервале одной десятой от соответствующей разрешающей способности. В то же время при реализации в РЛС когерентного накопления с длительностью, равной половине длительности азимутальной пачки отраженных сигналов $T_{KN} = 0,5T_{a0}$, ошибки измерения азимута будут находиться в интервале около половины ширины главного лепестка ДНА по азимуту. Следовательно, увеличение дискретности в обработке отраженного сигнала приводит к увеличению ошибок оценивания параметра, заключенного в отраженном сигнале. Таким образом, для снижения ошибок оценки координаты необходимо уменьшать величину дискреты параметра и, соответственно, увеличивать число анализируемых элементов. Минимальная величина дискреты по параметру α может быть выбрана равной одной десятой от разрешающей способности $(0,1 \cdot \Delta\alpha)$. Соответственно, максимальное число анализируемых элементов по параметру в зоне обзора составляет $m_{\alpha, \max} = \frac{\alpha_{obz}}{0,1\Delta\alpha}$ и является большим. На практике необходимо найти *компромиссное решение между необходимыми ошибками и числом анализируемых элементов*. Необходимо отметить, что для устранения пропуска цели на стыках опорных сигналов или стробов необходимо опорные сигналы или стробы располагать с перекрытием не менее 0,5 от разрешающей способности по параметру α . При этом число анализируемых элементов будет равно

$$m_{\alpha} = \frac{\alpha_{obz}}{0,5\Delta\alpha} - 1 = 2m_{\alpha, \min} - 1. \quad (4.3)$$

Вернемся к рассмотрению закономерностей радиолокационного обзора. Необходимость проведения обзора по угловым координатам предъявляет требования к *виду антенной системы*. Для получения на выходе антенной системы сигналов, отраженных от целей с различных угловых направлений, необходима:

- либо многоканальная антенная система, реализующая одновременный обзор по угловым координатам путем формирования одновременно $m_{\varepsilon} \times m_{\beta}$ угловых каналов (диаграмм направленности с шириной $\Delta\beta$ и $\Delta\varepsilon$);
- либо одноканальная антенная система, осуществляющая последовательный обзор по угловым координатам путем последовательного перемещения одной диаграммы направленности по $m_{\varepsilon} \times m_{\beta}$ элементам разрешения;

▪ либо комбинированная антенная система, сочетающая одновременный обзор по одной координате (например, по углу места) с последовательным обзором по другой угловой координате.

Длительность интервала последовательного обзора сектора обзора по угловым координатам $T_{obz\theta}^{posl}$ оказывается в $m_\epsilon \times m_\beta$ раз больше времени одновременного обзора $T_{obz\theta}^{odn}$ при одинаковом времени наблюдения в каждом угловом направлении.

Как в первом, так и во втором варианте *каждый угловой канал обслуживается обнаружителем*, в котором производится временная обработка принятого сигнала с учетом времени запаздывания t_r (дальности до цели) и доплеровской частоты f_{ds} отраженного сигнала (радиальной скорости цели). Такой обнаружитель может быть:

▪ либо *многоканальным*, имеющим $m_r \times m_v$ каналов обнаружения и осуществляющим одновременный обзор по дальности r и скорости V_r ;

▪ либо *одноканальным*, осуществляющим последовательный просмотр каждого из $m_r \times m_v$ элементов разрешения;

▪ либо *комбинированным*, сочетающим одновременный и последовательный обзоры по дальности и скорости (например, одновременный по скорости и последовательный по дальности).

▪ При одновременном обзоре по дальности – скорости время наблюдения обеспечивается в $m_r \times m_v$ раз больше, чем при последовательном обзоре в случае одинакового времени обзора T_{obz} .

Качество радиолокационного обзора определяется:

▪ качеством обнаружения целей – вероятностью правильного обнаружения цели D , а также вероятностью ложной тревоги F_m в зоне обзора за один цикл обзора или числом ложных отметок в зоне обзора за один обзор;

▪ качеством оценки координат и радиальной скорости – ошибками оценки.

Примечание. Целесообразно напомнить, что первичные (разовые) оценки координат и параметров движения целей в процессе обзора осуществляются с ошибками, укладывающимися в размеры соответствующих элементов разрешения;

▪ качеством распознавания целей – вероятностями правильного и ложного распознавания целей различных классов (типов), а также временем распознавания, которое может составлять от одного до нескольких периодов обзора;

▪ временем обзора T_{obz} , которое определяет ошибки следящего измерения и, соответственно, размеры строба сопровождения на проходе (чем больше T_{obz} , тем больше ошибки следящих измерителей и размеры строба сопровождения).

Вначале рассмотрим отдельно обзоры по угловым координатам, дальности, скорости, а затем особенности совмещения этих обзоров.

4.2. Методы и устройства обзора по угловым координатам

Необходимо отметить, что в типовом случае обзор по азимуту осуществляется последовательно. Поэтому основное внимание при рассмотрении этого вопроса уделим рассмотрению *методов обзора по углу места*. При обзоре по углу места измеряется высота полета цели. Радиолокационное измерение высоты полета цели с наземной позиции является косвенным, а не прямым измерением, так как основными параметрами в этом случае являются дальность и угол места цели над видимым горизонтом. Определение высоты цели осуществляется расчетным методом.

Измерение высоты полета цели может быть главной функцией РЛС (радиовысотомер) или дополнительной функцией (трехкоординатные РЛС). Истинная высота цели определяется выражением, точность которого повышается при уменьшении угла места цели [86]:

$$h_t \cong h_{t,G} + h_{\text{popr.Z}}, \quad (4.4)$$

где $h_{t,G}$ – высота цели над линией радиогоризонта; $h_{\text{popr.Z}} = \frac{r_t^2}{2R_{Z.Ekv}}$ – поправка

высоты цели на кривизну Земли, где r_t является радиальной дальностью до цели, а $R_{Z.Ekv} = 8500$ км – эквивалентным (эффе́ктивным) радиусом Земли, учитывающим нормальную рефракцию радиоволн.

В РЛС, измеряющей высоту, определяется радиальная дальность и угол места цели. Это позволяет вычислить поправку высоты $h_{\text{popr.Z}}$ и высоту цели над линией радиогоризонта $h_{t,G}$ в соответствии с выражением

$$h_{t,G} \cong r_t \sin \varepsilon_t, \quad (4.5)$$

где r_t , ε_t – радиальная дальность и угол места цели.

Таким образом, в основе определения высоты цели лежит оценка угла места цели, формируемая в процессе ведения обзора по углу места. Кратко рассмотрим методы обзора по углу места.

4.2.1. Метод линейного сканирования диаграммой направленности по углу места

Метод линейного сканирования ДНА по углу места реализуется, как правило, путем непрерывного механического качания всей антенной системой в вертикальной плоскости. Метод широко используется в радиовысотомерах, которые ориентируются по азимуту на выбранную цель путем выдачи целеуказания с двухкоординатной РЛС обзора. Антенная система такого радиовысотомера имеет узкий главный лепесток ДНА по углу места и сравнительно широкий главный лепесток ДНА по азимуту. Величина ширины главного лепестка ДНА по азимуту выбирается с учетом поглощения ею возможных ошибок ориентирова-

ния радиовысотомера по азимуту, а также с учетом требования уменьшения размера апертуры и массы антенны. Отраженные от цели сигналы, возникающие при сканировании в результате пересечения цели главным лепестком ДНА, отображаются на индикаторе «дальность – высота». Сущность метода показана на рис. 4.1.

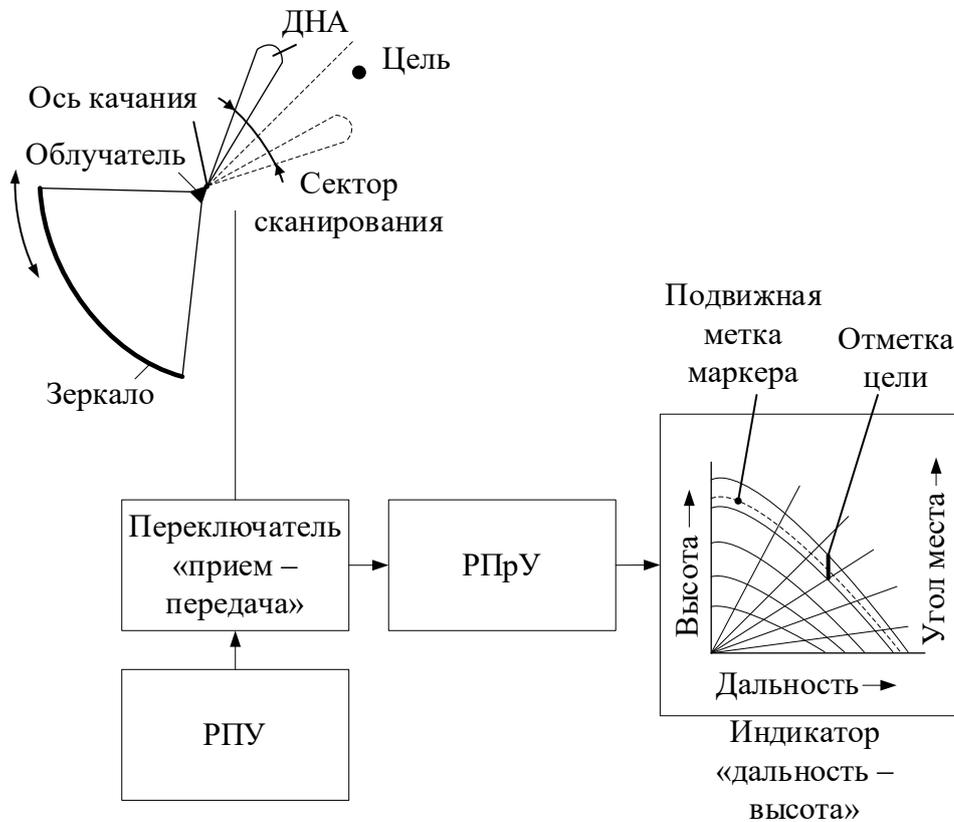


Рис. 4.1. Пояснение метода линейного сканирования ДНА по углу места

РЛС измерения высоты (радиовысотомеры), использующие метод линейного сканирования, рассчитаны, как правило, на выполнение одной операции – определение высоты. Это обуславливает их низкие поисковые возможности по азимуту, и поэтому такие РЛС работают совместно с двухкоординатными РЛС обнаружения. При этом оператор, используя индикатор кругового обзора двухкоординатной РЛС обнаружения, ориентирует радиовысотомер по азимуту на обнаруженную цель и измеряет ее высоту.

Недостатком метода является сравнительно большое время измерения высоты и переориентирования РЛС на другую цель. Поэтому такой метод малопригоден в тех случаях, когда требуется быстрое определение высоты большого числа целей, находящихся на разных азимутах.

Измерение высоты может осуществляться неавтоматизированно или автоматизированно. При неавтоматизированном измерении высоты оператор РЛС совмещает на индикаторе «дальность – высота» маркерную линию высоты устройства считывания высоты с серединой метки цели, и значение высоты в

виде напряжения или кода в соответствии с положением маркерной линии формируется на выходе устройства считывания.

Точность измерения высоты при использовании этого метода в случае неавтоматизированного измерения в большой мере зависит от тренированности оператора высотомера в определении центра отметки цели. Среднеквадратическая ошибка определения центра метки опытным оператором составляет $(0,067...0,1)\Delta\epsilon$, где $\Delta\epsilon$ – ширина главного лепестка ДНА в вертикальной плоскости.

При автоматизированном измерении высоты измеритель строится по известным схемам измерителей угловых координат методом линейного сканирования, а ошибки измерения рассчитываются в соответствии с известными выражениями для метода линейного сканирования [77].

В качестве примера радиовысотомера, использующего рассмотренный метод, можно привести ПРВ-13, ПРВ-16, ПРВ-17, которые во многом схожи по построению и характеристикам и работают в дециметровом диапазоне длин волн.

4.2.2. Метод линейного сканирования V-образной диаграммой направленности по азимуту

Этот метод может использоваться в трехкоординатных РЛС обнаружения, где необходимо осуществлять измерение дальности, азимута и угла места (или высоты). В такой РЛС антенная система формирует два веерных луча (ДНА), один из которых ориентирован вертикально, а другой располагается под наклоном 45° относительно вертикального луча (рис. 4.2).

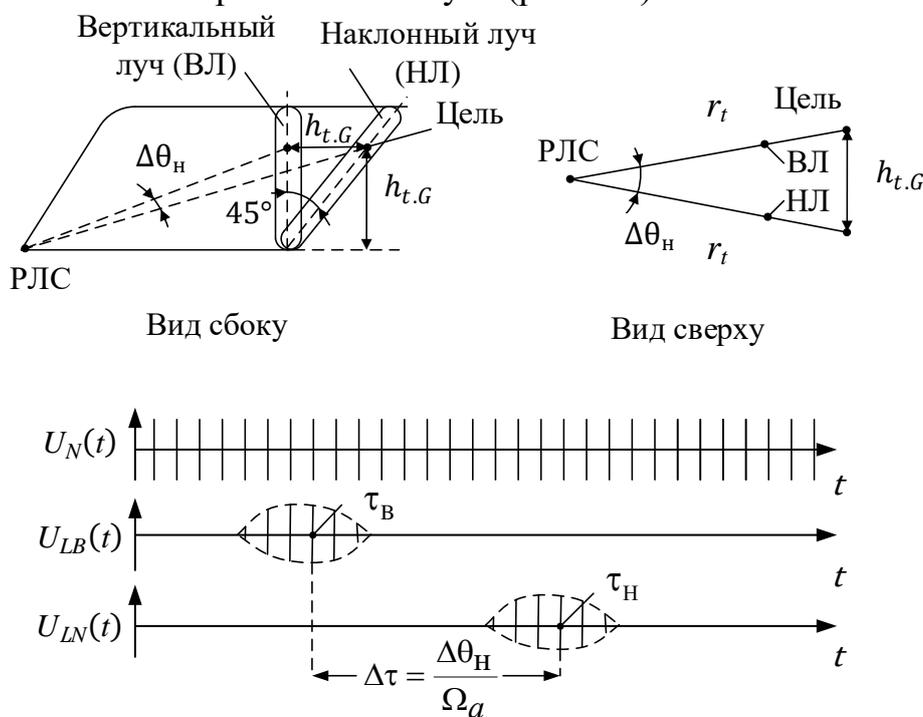


Рис. 4.2. Пояснение метода линейного сканирования V-образной ДНА по азимуту

Оба луча ДНА перемещаются одновременно в горизонтальной плоскости, запитываются зондирующим сигналом от одного или синхронно от двух передатчиков, работающих на разных несущих частотах, и каждому лучу соответствует отдельный приемник. Разность во времени запаздывания центров азимутальных пачек отраженных сигналов в приемниках вертикального и наклонного лучей определяется высотой цели:

$$\Delta\tau = \tau_{\text{H}} - \tau_{\text{B}} = \frac{\Delta\theta_{\text{H}}}{\Omega_a}, \quad (4.6)$$

где $\Delta\theta_{\text{H}} = 2\arcsin \frac{h_{t,G}}{2r_t}$ – разность угловых положений вертикального и наклонного лучей в момент повторного обнаружения цели наклонным лучом; Ω_a – угловая скорость вращения антенны по азимуту.

Следовательно, высота цели над линией радиогоризонта может быть получена путем пересчета в соответствии с выражением

$$h_{t,G} = 2r_t \sin\left(\frac{1}{2}\Delta\tau \Omega_a\right). \quad (4.7)$$

Значение $\Delta\tau$ или $\Delta\theta_{\text{H}}$ может быть измерено вручную или автоматически. Формирование V-образной диаграммы направленности является сравнительно простой задачей, однако требует двух передающих и двух приемных устройств, а также двух взаимосвязанных измерителей азимута.

Точность измерения высоты определяется точностью двух независимых измерений азимута цели (центра азимутальной пачки отраженных сигналов) путем линейного сканирования ДНА при обнаружении вертикальным и наклонным лучами, а также точностью измерения радиальной дальности до цели.

Этот метод может использоваться в случае небольших плотностей целей в налете. Для улучшения работы РЛС, использующей этот метод, необходимо увеличивать селективные способности РЛС путем повышения разрешающей способности РЛС по дальности и, если это возможно, путем обеспечения разрешения целей по скорости. Разрешение по скорости реализовать в этом случае сложно из-за необходимости решения проблемы «слепых» скоростей при однозначном измерении дальности и возможной работе вертикального и наклонного приемо-передающих каналов на разных частотах для обеспечения развязки, что приводит к разным доплеровским частотам сигналов, отраженных от цели в вертикальном и наклонном каналах.

В качестве примера РЛС, использующей метод линейного сканирования V-образной диаграммой направленности по азимуту, можно привести трехкоординатную РЛС обнаружения и наведения П-30, которая работает в дециметровом диапазоне длин волн.

4.2.3. Метод многолучевой диаграммы направленности антенны

Этот метод используется в трехкоординатных РЛС, где с помощью многолучевой ДНА в вертикальной плоскости осуществляется одновременный обзор пространства по углу места. Многолучевая антенна представляет собой зеркальный отражатель (вырезка из параболоида) и набор из m_{ε} облучателей, которые обеспечивают формирование набора диаграмм направленности, рассовмещенных по углу места и перекрывающих сектор обзора по углу места ε_{obz} . Достоинством метода является обеспечение большого времени наблюдения цели. Метод многолучевой ДНА поясняется рис. 4.3. По азимуту осуществляется механическое линейное сканирование антенной системой, что обеспечивает обзор пространства в азимутальной плоскости.

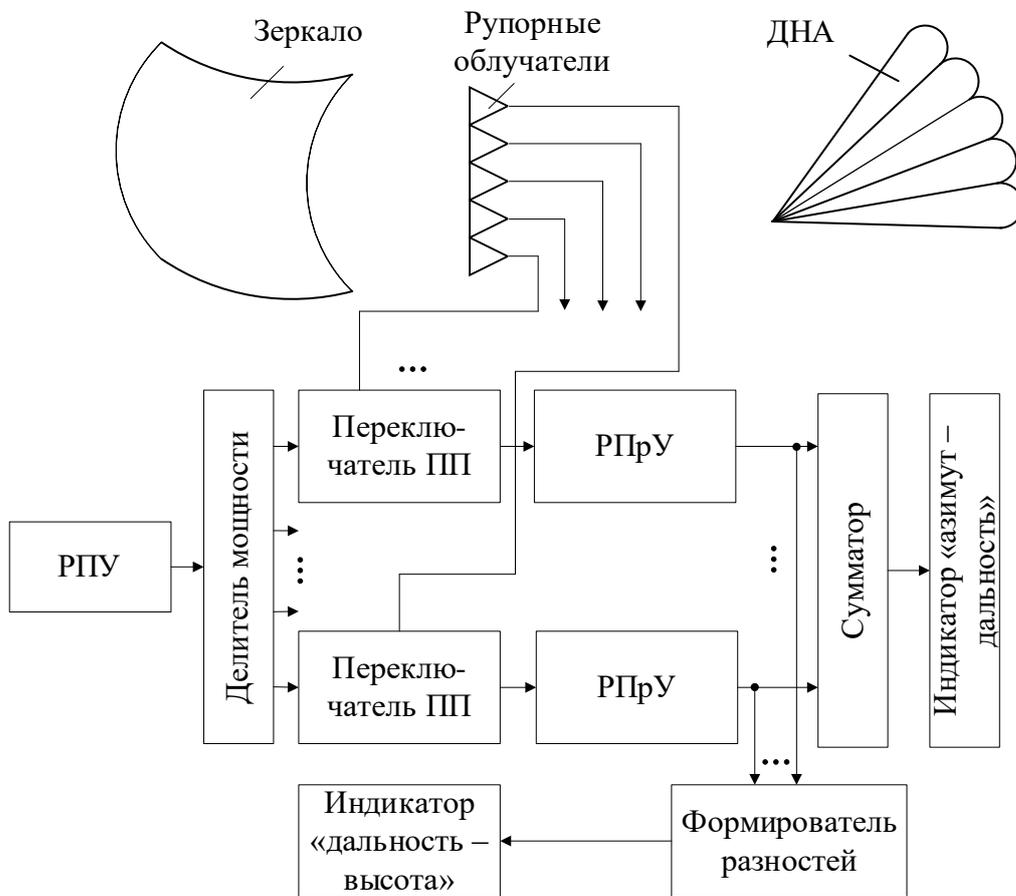


Рис. 4.3. Пояснение метода многолучевой ДНА

Необходимо отметить, что главные лепестки (лучи) ДНА могут быть реализованы физически с помощью набора облучателей и приемо-передающих каналов (как, например, в одном из режимов низковысотного обнаружителя РЛС 5Н66М) или алгоритмически путем дискретного преобразования Фурье от дискретных отсчетов сигналов, принятых приемными элементами в составе антен-

ной решетки. Эти отсчеты можно получить, например, с набора элементов вертикальной антенной решетки (см. рис. 4.3), являющейся облучателем зеркальной антенны (примером является радиолокационный комплекс 22Ж6М).

Для повышения точности определения угла места цели в угловых интервалах между максимумами лучей может использоваться метод амплитудного мгновенного сравнения принятых сигналов. При этом крайне важно, чтобы диаграммы направленности были нормированы, точно известны и хранились в памяти спецвычислителя РЛС.

Предварительно можно предполагать, что в благоприятных условиях при большом отношении сигнал/помеха в многолучевой РЛС с тщательно сформированными диаграммами направленности антенны, при реализации метода мгновенного сравнения и отсутствии интерференционного влияния Земли среднеквадратическое значение ошибки определения угла места ε не будет превышать $0,1\Delta\varepsilon$.

Важно отметить, что использование метода многолучевой ДНА требует применения в m_ε раз более мощного радиопередающего устройства по сравнению с методами, использующими одну ДНА с последовательным сканированием по углу места. Однако есть и важнейшее достоинство – благодаря реализации одновременного обзора по углу места время наблюдения возрастает в m_ε раз, что позволяет реализовать когерентное накопление отраженного сигнала и, соответственно, снизить требуемую мощность зондирующего сигнала. Необходимо заметить, что наиболее эффективная реализация когерентного накопления возможна только в РЛС средней и малой дальности с более высокой частотой повторения зондирующих сигналов по сравнению с РЛС большой дальности.

4.2.4. Метод частотного сканирования диаграммой направленности по углу места

Метод частотного сканирования является одним из основных методов безынерционного управления положением главного лепестка диаграммы направленности. Этот метод используется в трехкоординатных РЛС обнаружения. В реализующих этот метод устройствах частотного сканирования ДНА используется зависимость фазового сдвига сигнала от частоты на выходе коаксиального или волноводного отрезка. При этом волновод в виде змейки образует линейную фазированную антенную решетку, обеспечивающую точную зависимость между отклонением главного лепестка ДНА (фазовым распределением на излучателях решетки) и частотой зондирующего (принятого) сигнала. Такая антенная решетка обладает углочастотной чувствительностью.

В зависимости от необходимости дискретного или непрерывного перемещения главного лепестка ДНА частота зондирующего сигнала может меняться

дискретно с использованием ряда фиксированных частот или непрерывно по линейному закону в соответствии с линейным изменением положения ДНА по углу места.

При дискретном обзоре угла места используется ряд **фиксированных частот**, которым соответствуют строго определенные положения главного лепестка ДНА по углу места. Для обеспечения *одновременного обзора по углу места* одиночный зондирующий импульс может представлять собой набор примыкающих друг к другу дискрет-импульсов на разных несущих частотах, благодаря чему весь соответствующий сектор обзора по углу места облучается практически одновременно необходимым количеством фиксированных лучей с заданным угловым рассогласованием между ними. На рис. 4.4 представлен пример структуры, реализующей метод частотного сканирования.

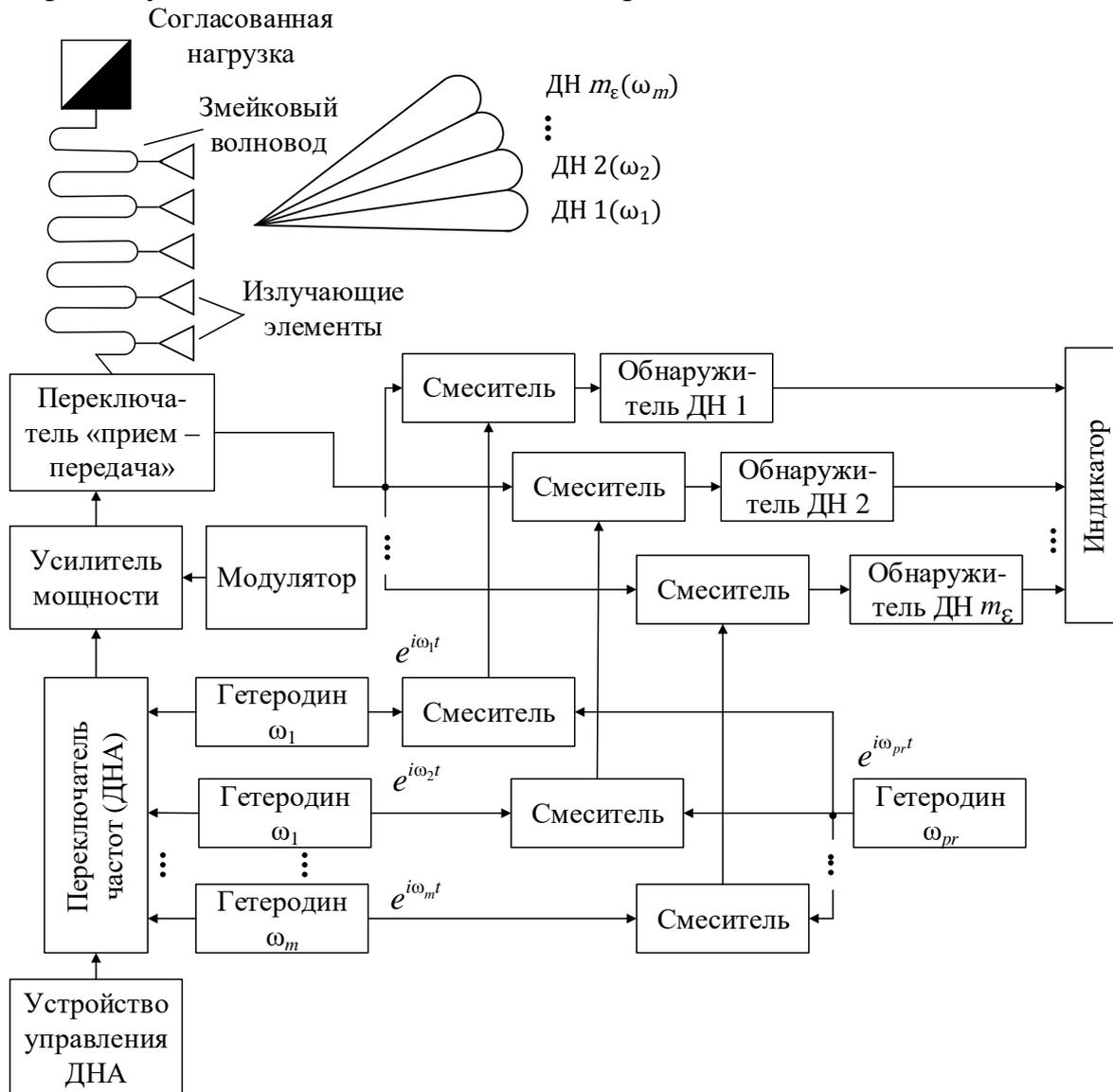


Рис. 4.4. Пояснение метода частотного сканирования ДНА

Прием и обнаружение сигналов осуществляется с помощью отдельных приемников-обнаружителей в отдельных лучах. Эти лучи существуют на опре-

деленных несущих частотах благодаря соответствующему фазовому распределению на частотно-зависимой решетке, реализуемой на частотно-зависимом волноводе с излучателями. Смесители-преобразователи, стоящие перед приемниками и имеющие частотную избирательность, позволяют осуществить частотное разделение угломестных каналов приема.

В тех случаях, когда к РЛС предъявляют требование одновременного обеспечения высокой разрешающей способности по дальности и малого интервала обзора $T_{обз}$ пространства, можно использовать «внутриимпульсное» частотное сканирование. При использовании *линейно изменяющегося по частоте импульсного зондирующего сигнала* высота цели определяется с помощью частотных дискриминаторов в приемниках для каждого из положений луча по углу места.

Преимущества частотного сканирования перед механическим заключаются в следующем:

- хорошее постоянство формы ДНА в большом диапазоне углов отклонений (превышающем 100°);
- высокий темп обзора пространства благодаря реализации одновременного обзора по углу места;
- возможность адаптивного распределения энергетике зондирующих сигналов по углу места путем управления угловым положением и временем остановки ДНА с помощью спецвычислителя по заданной программе, что позволяет вести адаптивный обзор пространства по углу места, концентрируя пачки зондирующих импульсов в определенных направлениях по углу места.

Точность определения угла места в РЛС, реализующих метод частотного сканирования, имеет примерно тот же порядок (среднеквадратическое значение ошибки может составлять $0,1\Delta\varepsilon$), что и в РЛС с многолучевой ДНА при условиях, сформулированных в подразд. 3.2.3.

При использовании метода частотного сканирования ДНА длительность импульса зондирующего сигнала увеличивается в m_ε раз по сравнению со случаем последовательного обзора по углу места, что требует увеличения в m_ε раз *средней* мощности радиопередающего устройства. В то же время необходимо учитывать, что благодаря реализации одновременного (квазиодновременного) обзора по углу места время наблюдения также возрастает в m_ε раз. Это позволяет реализовать когерентное накопление отраженного сигнала и, снизив импульсную мощность, одновременно снизить и среднюю мощность зондирующего сигнала. Естественно, что наиболее эффективная реализация когерентного накопления возможна только в РЛС средней и малой дальности со сравнительно высокой частотой повторения зондирующих сигналов.

Недостатком метода частотного сканирования, который является недопустимым в критически важных приложениях (оборона, охрана границ и пр.), является *строгая ограниченность и неизменность ширины спектра и значений несущих частот зондирующего сигнала*, которые определяются параметрами частотно-чувствительной антенной решетки.

4.2.5. Метод фазового сканирования диаграммой направленности по угловым координатам

Известно, что электромагнитная волна распространяется в направлении, перпендикулярном ее фазовому фронту. Следовательно, если антенная система представляет собой фазированную антенную решетку (ФАР) в виде совокупности излучателей с управляемыми фазовращателями, то существует возможность отклонения луча диаграммы направленности посредством соответствующего изменения фазового распределения на раскрытие антенны. Этот метод поясняется с помощью рис. 4.5.

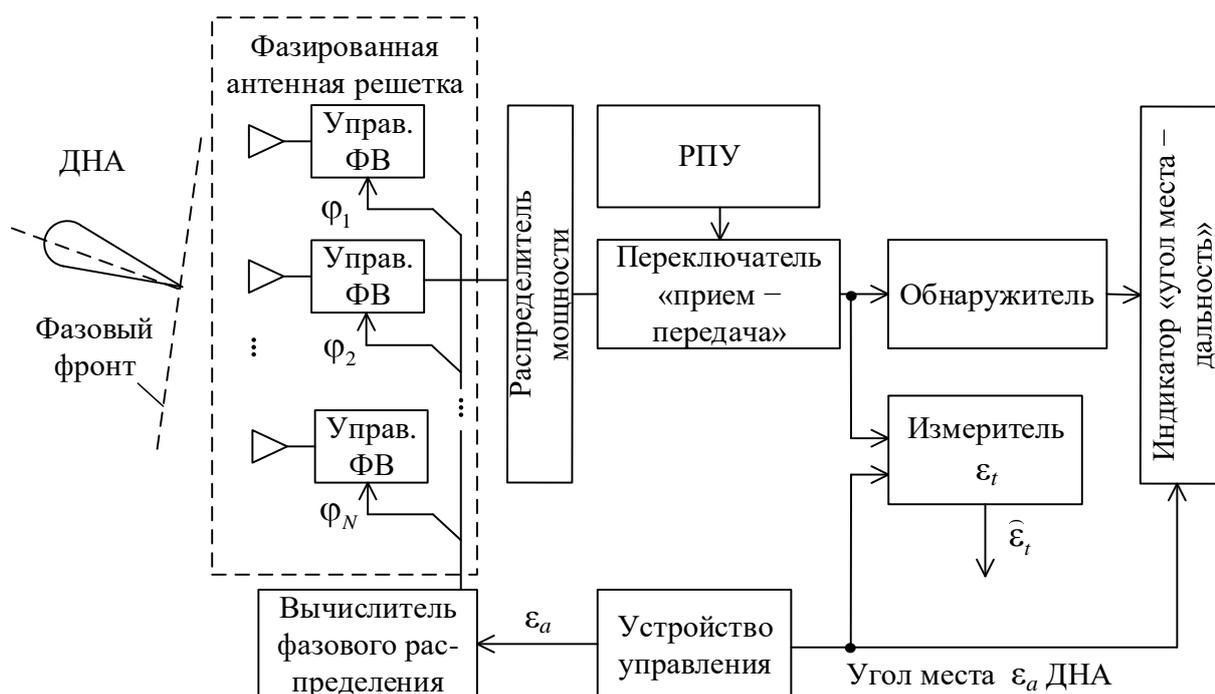


Рис. 4.5. Пояснение метода фазового сканирования ДНА

Достоинствами применения ФАР являются:

- возможность использования широкополосных зондирующих сигналов с изменяющейся несущей частотой f_0 в сравнительно широких пределах (сотни мегагерц), что весьма важно для обеспечения скрытности работы и помехоустойчивости РЛС в условиях интенсивного радиоэлектронного подавления;
- возможность проведения последовательного обзора пространства по любому варианту, который выполняет вычислитель фазового распределения;
- возможность проведения адаптивного обзора пространства, обеспечивающего оптимальное распределение времени обзора и мощности зондирующего сигнала между элементами разрешения.

Основным *недостатком* ФАР является ее высокая стоимость. Однако этот недостаток теряет свою актуальность по мере развития технологий создания элементов ФАР.

Примером РЛС, в которой реализован этот метод, является РЛС 5Н64К, которая была разработана в 60-х годах прошлого столетия.

4.3. Обзор по дальности. Выбор способа и структуры устройства временной обработки принятого сигнала

Выбор *вида и способа реализации обзора по дальности* в основном зависит от типа зондирующего сигнала, выбранного в соответствии с назначением и требуемыми тактико-техническими характеристиками РЛС. Тип зондирующего сигнала определяет объем аппаратных затрат на реализацию обзора по дальности. *Способ обработки принятого сигнала* также зависит от типа зондирующего сигнала.

При использовании *импульсного зондирующего сигнала* число элементов разрешения в интервале однозначного измерения дальности сравнительно велико, что обуславливает целесообразность применения фильтровой или узкополосно-фильтровой обработки принятого сигнала. Целесообразность использования узкополосно-фильтровой обработки, неинвариантной к дальности и, соответственно, требующей существенных аппаратных затрат на реализацию устройств междупериодной обработки, обусловлена следующим:

- обеспечивается сравнительно простая реализация с высоким качеством требуемой амплитудно-частотной характеристики устройства КК МО, что обеспечивает лучшее подавление и большую зону «прозрачности» по сравнению с устройством ЧПВ;

- имеется и реализуется возможность повышения отношения сигнал/помеха на выходе устройства когерентной обработки благодаря введению устройства междупериодного когерентного накопления, которое наиболее рационально реализуется на основе прямого дискретного (быстрого) преобразования Фурье. Цифровая реализация этого устройства позволяет существенно уменьшить объем аппаратных затрат.

Необходимо отметить, что узкополосно-фильтровую обработку целесообразно использовать как при постоянном, так и переменном периоде повторения зондирующих сигналов. Заметим, что переменный период повторения, используемый для исключения «слепых» скоростей, порождает в междупериодном спектре дополнительные спектральные составляющие, которые могут играть как положительную (отраженный сигнал), так и отрицательную роль (мешающие отражения) [37]. Поэтому в любом случае междупериодное когерентное накопление в ходе узкополосно-фильтровой обработки является положительным техническим решением, а компенсация мешающих отражений (от местных предметов и облаков отражателей) может решаться по-разному.

Если для применения выбран *квазинепрерывный* или *непрерывный зондирующий сигнал*, то в связи с небольшим числом элементов разрешения в интервале однозначного измерения дальности целесообразно использовать корреляционную обработку принятого сигнала. Корреляционная обработка позволяет:

- проще реализовать требуемые амплитудно-частотные характеристики устройств внутрипериодной и междупериодной обработки;
- обеспечивать обработку принятых сигналов при быстрой смене параметров амплитудно-фазовой модуляции зондирующего сигнала практически без изменения структуры и параметров тракта обработки путем изменения параметров опорного сигнала коррелятора, а также полосы пропускания фильтра грубой селекции при изменении частоты повторения.

В некоторых специфических случаях возможно использование *корреляционно-фильтровой обработки* при применении **частотно-модулированного зондирующего сигнала с большой шириной спектра**. Необходимость использования такой обработки возникает в случае обеспечения требуемого сверхразрешения по дальности для получения дальномерного портрета одной конкретной цели при сравнительно несложной реализации устройства фильтровой обработки и исключении большого набора корреляторов для всех элементов разрешения цели по дальности. При этом на первичном этапе корреляционной обработки осуществляется частичная демодуляция отраженного сигнала в одном корреляторе, а далее осуществляется сжатие частично демодулированного сигнала во времени путем фильтровой обработки в сравнительно несложном фильтре одиночного частично демодулированного сигнала. В этом случае обработка инвариантна к дальности только в пределах длительности зондирующего импульса.

4.3.1. Реализация обзора по дальности при фильтровой и узкополосно-фильтровой обработке принятого сигнала

Структура устройства обработки, в котором осуществляется обзор по дальности, во многом зависит от вида зондирующего сигнала и способа обработки принятого сигнала. *Фильтровая обработка*, как правило, применяется при импульсном зондирующем сигнале и обладает важным достоинством – инвариантностью к времени задержки t_r отраженного сигнала.

Пример устройства *фильтровой обработки* изображен на рис. 4.6. Устройство осуществляет совместную обработку отраженных сигналов от всех целей, расположенных вдоль радиальной протяженности зоны, селективируемой главным лепестком ДНА РЛС.

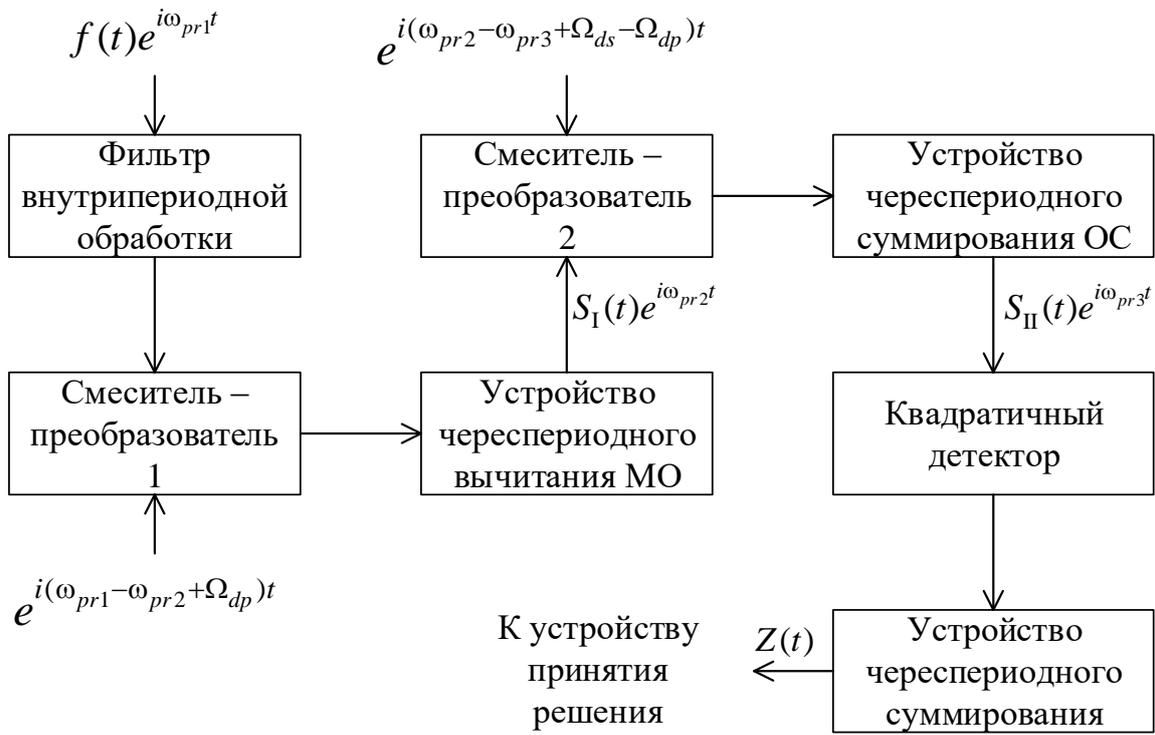


Рис. 4.6. Пример структуры устройства фильтровой обработки

Выходной сигнал $Z(t)$ устройства череспериодного суммирования, установленного после квадратичного детектора и выполняющее роль некогерентного накопителя, характеризует распределение целей по дальности.

Особенностью данного устройства фильтровой обработки является его *неинвариантность к доплеровской частоте объемно распределенных мешающих отражений* $\Omega_{dp} = 2\pi f_{dp}$ и *отраженного сигнала* $\Omega_{ds} = 2\pi f_{ds}$, которые в данном случае компенсируются соответственно в смесителях-преобразователях 1 и 2.

Для обеспечения *одновременного обзора по доплеровской частоте* необходим набор m_v устройств череспериодного суммирования отраженного сигнала, каждое из которых настроено на определенную частоту коррекции $\Omega_K(m)$, $m = \overline{1, m_v}$ в диапазоне $\left[-\pi \frac{\lambda}{2} F_r; \pi \frac{\lambda}{2} F_r\right]$ с интервалом расстройки, обратно пропорциональном времени когерентного накопления. Заметим, однако, что реализация КН принятого сигнала в таком виде громоздка.

Минимальное число просматриваемых элементов разрешения по дальности $m_{r.min}$ соответствует интервалу однозначного измерения дальности

$$r_{odn} = \frac{cT_r}{2} \text{ и разрешающей способности по дальности } \Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0} :$$

$$m_{r.min} = \frac{r_{odn}}{\Delta r} = T_r \Delta f_0 . \quad (4.8)$$

Решение о наличии цели принимается автоматически в устройстве принятия решения или оператором РЛС на основе анализа отметок на экране индикатора.

На рис. 4.7 изображен пример структуры устройства, реализующего обзор по дальности при узкополосно-фильтровой обработке принятого сигнала. В данном примере инвариантностью к дальности обладает лишь устройство внутрипериодной обработки – фильтр внутрипериодной обработки (ВПО). Поэтому для обеспечения обзора по дальности при высоком качестве междупериодной обработки, предполагающем узкополосно-фильтровую обработку, в устройстве имеется набор из m_r каналов дальности. В каждом из каналов реализуется узкополосная междупериодная обработка – когерентная компенсация мешающих отражений и когерентное накопление отраженного сигнала.

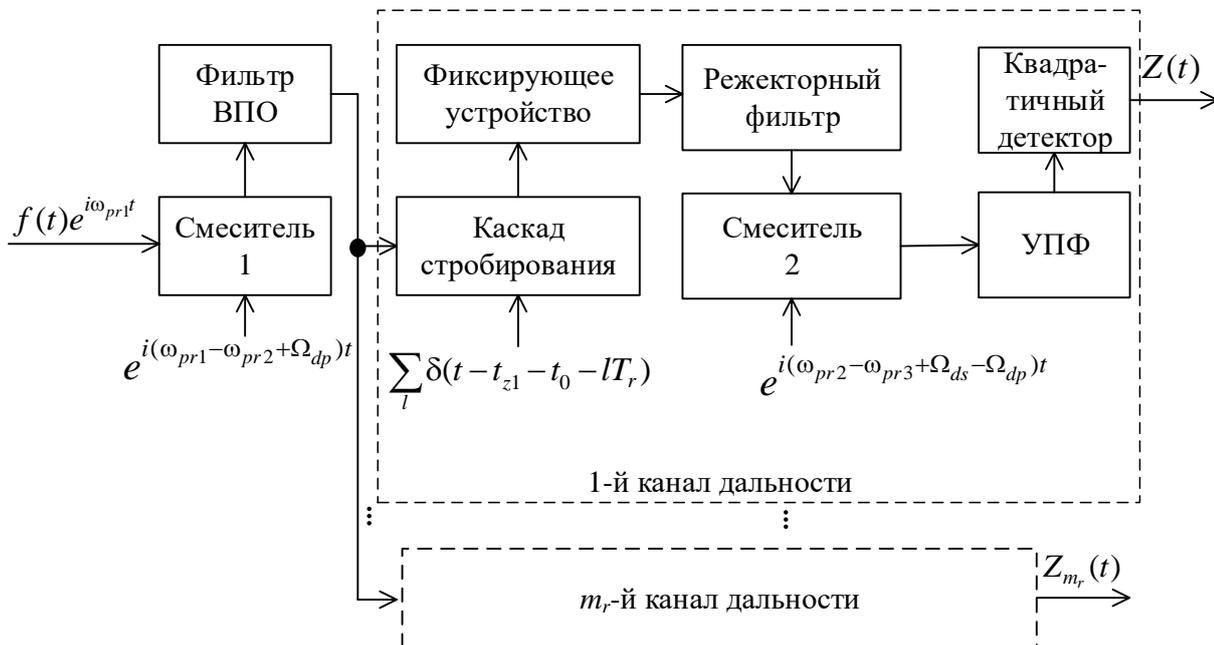


Рис. 4.7. Пример структуры устройства узкополосно-фильтровой обработки

При компенсации МО от объемно распределенных отражателей (гидрометеоров и дипольных отражателей) на первом смесителе-преобразователе осуществляется компенсация доплеровской частоты мешающих отражений $\Omega_{dp} = 2\pi f_{dp}$, а для КН ОС в одном узкополосном фильтре (УПФ) на втором смесителе-преобразователе восстанавливается сдвиг отраженного сигнала по частоте на величину Ω_{dp} и компенсируется доплеровская частота отраженного сигнала $\Omega_{ds} = 2\pi f_{ds}$.

Если требуется одновременная компенсация МО как от подстилающей поверхности, так и от объемно распределенных отражателей, то схема несколько усложнится: после фиксирующего устройства потребуется еще один режекторный фильтр, в выходной сигнал которого вносится компенсация Ω_{dp} с последующей режекцией мешающих отражений от объемно распределенных отражателей. После этого принятый сигнал может быть возвращен на исходную частоту.

Необходимо отметить, что ранее с учетом существенных аппаратных затрат данное устройство сложно было использовать в любой РЛС. Примерами использования являются РЛС с небольшим числом просматриваемых элементов разрешения по дальности: например, в РЛС сопровождения (точного измерения координат) малой дальности. В то же время современные аппаратные средства уже позволяют сравнительно легко реализовать в цифровом виде как режекторные фильтры с требуемой АЧХ, так и прямое преобразование Фурье, которые лежат в основе узкополосной междупериодной обработки.

Заметим, что часто у разработчиков возникает желание при наличии достаточно большого динамического диапазона воспользоваться *свойством перестановки линейных процедур обработки* – вначале выполнить когерентное междупериодное накопление (прямое ДПФ), а затем реализовать КК МО, например, в виде взвешивания выходных сигналов фильтров ДПФ возле доплеровской частоты МО. Такое было бы возможно при отсутствии в АЧХ фильтров ДПФ боковых лепестков, что на практике полностью обеспечить невозможно. Более детально этот вопрос рассматривается в подразд. 5.2.

4.3.2. Реализация обзора по дальности при корреляционной и корреляционно-фильтровой обработке принятого сигнала

Корреляционная обработка неинвариантна к дальности и, как правило, используется при квазинепрерывном или непрерывном зондирующих сигналах. Однако в настоящее время высокий уровень технологии в изготовлении малогабаритных устройств обработки позволяет применять корреляционную обработку и при импульсном зондирующем сигнале. Пример *одноканального по дальности устройства корреляционной обработки* представлен на рис. 4.8.

Устройство обеспечивает выделение ОС с временем задержки t_r , равным времени задержки опорного сигнала t_z , то есть сигнала от цели на дальности

$r_t = \frac{ct_t}{2}$. Для реализации одновременного обзора по дальности в интервале одно-

значного измерения $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$ необходимо иметь m_r таких устройств обработки, отличающихся временем задержки опорного сигнала t_z .

Особенностью данного устройства является отсутствие компенсации доплеровской частоты мешающих отражений, что упрощает структуру устройства. Это становится возможным благодаря расширению зоны режекции Δf_{reg} режекторного фильтра до величины, учитывающей ширину спектра флуктуаций ΔF_{LP} и максимальную доплеровскую частоту МО от движущегося с максимальной скоростью ветра облака дипольных отражателей.

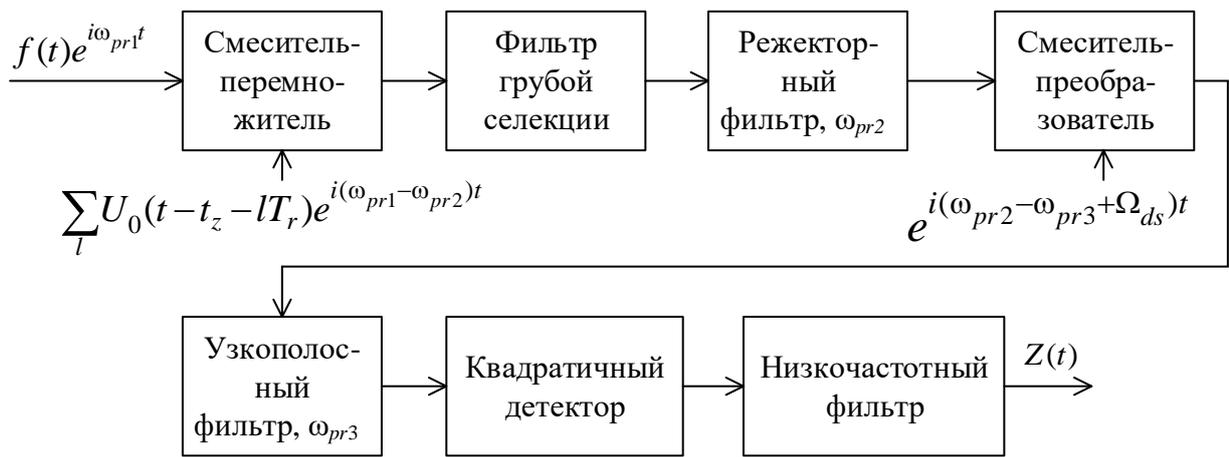


Рис. 4.8. Пример структуры устройства корреляционной обработки

Решение о наличии цели может приниматься автоматически или в системе «оператор – индикатор».

На рис 4.9. представлен пример структуры устройства корреляционно-фильтровой обработки принятого сигнала. Устройство является инвариантным к дальности только в пределах длительности T_0 зондирующего импульса. На смесителе-перемножителе осуществляется частичная демодуляция отраженного сигнала путем его корреляционной свертки с законом внутриимпульсной модуляции $U_{01}(t)$. Импульсная характеристика фильтра внутрипериодной обработки соответствует закону остаточной внутриимпульсной модуляции отраженного сигнала после корреляционной свертки.

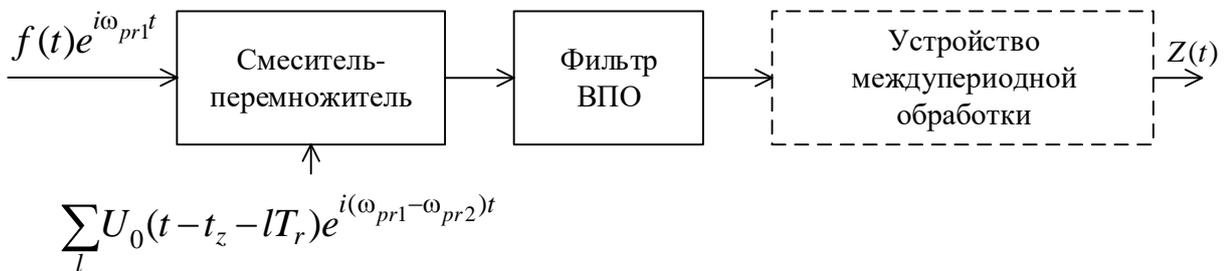


Рис. 4.9. Пример структуры устройства корреляционно-фильтровой обработки

4.4. Обзор по радиальной скорости

Радиальная скорость цели V_r закодирована в доплеровской частоте отраженного сигнала Ω_{ds} , которая оценивается путем измерения смещения по частоте энергетического спектра ОС относительно частоты зондирующего сигнала.

4.4.1. Реализация одновременного обзора по радиальной скорости

Одноканальное устройство фильтровой или корреляционной междупериодной обработки принятого сигнала, реализующее КН сигнала на фиксированной доплеровской частоте, обеспечивает выделение из смеси с фоном сигнала, отраженного от цели. Частота настройки этого устройства должна соответствовать доплеровской частоте, которая определяется скоростью цели V_r . Точность настройки определяется шириной зубца АЧХ когерентного накопителя ΔF_{II} и, соответственно, возможным временем КН.

Изменение частоты настройки корреляционного устройства обработки осуществляется путем изменения частоты коррекции $\Omega_K = \Omega_{ds}$ опорного сигнала смесителя-преобразователя, стоящего перед узкополосным фильтром (см. рис. 4.8), или путем изменения частоты настройки узкополосного фильтра коррелятора.

Перестройка по частоте фильтрового или узкополосно-фильтрового устройства обработки производится в основном за счет изменения частоты коррекции Ω_K опорного сигнала смесителя-преобразователя (см. рис. 4.6, 4.7) или фазовых детекторов.

Для осуществления одновременного обзора по V_r в пределах интервала однозначного измерения скорости (доплеровской частоты) необходимо иметь m_v устройств обработки принятого сигнала, расстроенных по частоте на ширину зубца ΔF_{II} АЧХ когерентного накопителя. Одновременный обзор обычно реализуется в РЛС с непрерывным или квазинепрерывным зондирующим сигналом, в которых, как правило, осуществляется корреляционная обработка принятого сигнала и радиальная скорость измеряется однозначно. Пример *структуры устройства корреляционной обработки с одновременным обзором по скорости в одном элементе разрешения по дальности*, использующегося как в непрерывных, так и квазинепрерывных РЛС, показан на рис. 4.10.

Резонансные частоты $\omega_{pi}, i = \overline{1, m_v}$ узкополосных фильтров (УПФ) расставлены по частоте с интервалом, равным ширине зубца АЧХ когерентного накопителя $\Delta F_{II} = \Delta f_F + \frac{1}{T_H}$, где Δf_F – статическая полоса пропускания фильтра (измеряется в лабораторных условиях с использованием монохроматического сигнала). В данном примере не производится компенсация доплеровской частоты скорости ветра, а соответственно, расширяется зона режекции режекторного фильтра до величины, в два раза превышающей максимально возможную доплеровскую частоту $f_{dp, \max} = \frac{2V_{v, \max}}{\lambda}$, где $V_{v, \max}$ – максимально возможная скорость ветра во всем диапазоне высот зоны обнаружения.

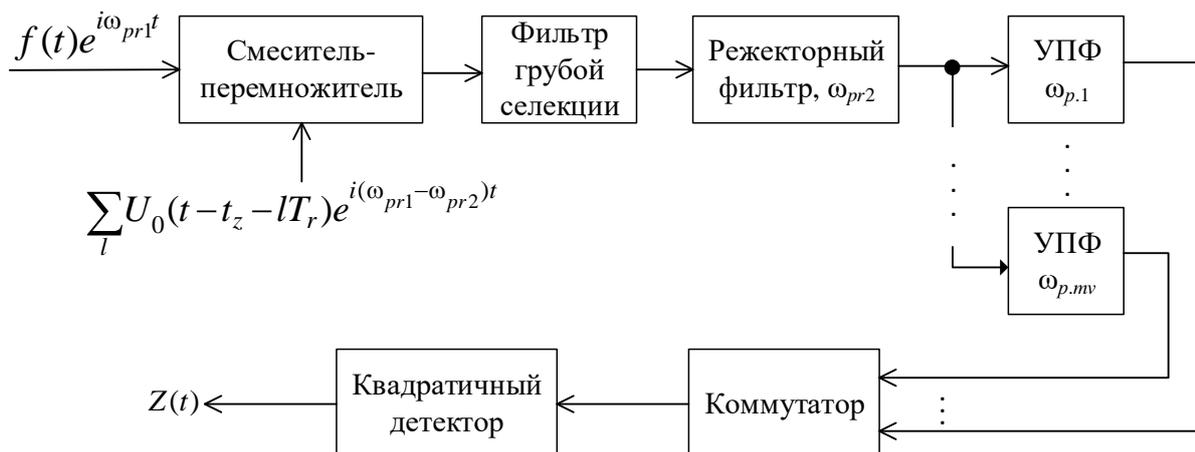


Рис. 4.10. Пример структуры устройства корреляционной обработки с одновременным обзором по скорости

4.4.2. Реализация последовательного обзора по радиальной скорости

Последовательный обзор по радиальной скорости может осуществляться с использованием одноканального устройства обработки, частота настройки которого изменяется во времени последовательно от $-\frac{F_r}{2}$ до $\frac{F_r}{2}$ с учетом ширины зоны режекции Δf_{reg} устройства КК МО. Пример *структуры устройства корреляционной обработки с последовательным обзором по скорости* показан на рис. 4.11.

Частота настройки когерентного накопителя (узкополосного фильтра) меняется по пилообразному закону в оговоренных выше пределах в результате действия на управляемый генератор напряжения, вырабатываемого генератором пилообразного напряжения.

В требуемом диапазоне просматриваемых доплеровских частот управляющее напряжение изменяет по пилообразному закону частоту коррекции Ω_K опорного сигнала смесителя-преобразователя. Это приводит к эквивалентному перемещению узкополосного фильтра когерентного накопления по частоте.

При одинаковом времени наблюдения (когерентного накопления) время последовательного обзора по скорости в m_v раз больше, чем время одновременного обзора.

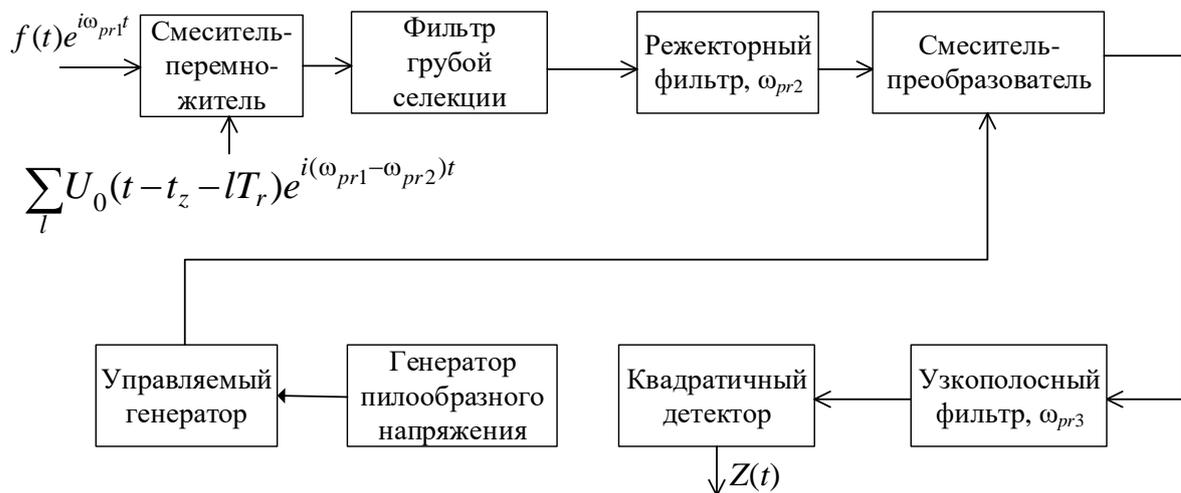


Рис. 4.11. Пример структуры устройства корреляционной обработки с последовательным обзором по скорости

4.5. Совместный обзор по дальности и радиальной скорости

Совместный обзор по радиальной дальности r и радиальной скорости V_r в интервалах однозначной оценки $r_{odn} = \frac{cT_r}{2}$; $V_{r\ odn} = \pm \frac{\lambda F_r}{4}$ может производиться одновременно, последовательно, путем комбинации одновременного и последовательного обзоров.

При корреляционной обработке принятого сигнала совместный обзор может производиться:

- *одновременно* в устройстве, имеющем $m_r \times m_v$ корреляторов, рассовмещенных по времени задержки t_z и частоте коррекции Ω_K опорного сигнала;
- *последовательно* с помощью одноканального устройства путем последовательного изменения параметров t_z и Ω_K .

Пример структуры устройства обработки в РЛС с одновременным обзором по дальности и радиальной скорости при квазинепрерывном зондирующем сигнале представлен на рис. 4.12.

В данной структуре для реализации одновременного обзора по дальности используется набор из m_r смесителей-перемножителей, на первые входы которых подается принятый сигнал с выхода высокочастотной части приемника, а на вторые входы – соответствующие опорные сигналы с набора генераторов опорных сигналов (ГОС):

$$U_{Li}(t - i\Delta t)e^{i(\omega_0 - \omega_{pr})t}, \quad i = \overline{1, m_r}. \quad (4.9)$$

Генераторы опорных сигналов запускаются соответствующими импульсами запуска с многоотводной линии задержки. Результат внутрипериодной свертки отраженного сигнала в каждом элементе разрешения по дальности выделяется соответствующим фильтром грубой селекции (ФГС).

КК МО осуществляется в режекторных фильтрах, число которых соответствует количеству просматриваемых элементов разрешения по дальности m_r . Затем осуществляется преобразование сигналов на вторую промежуточную частоту ω_{pr2} , на которой реализуется набор когерентных накопителей в виде набора из m_v узкополосных фильтров в каждом из просматриваемых элементов разрешения по дальности.

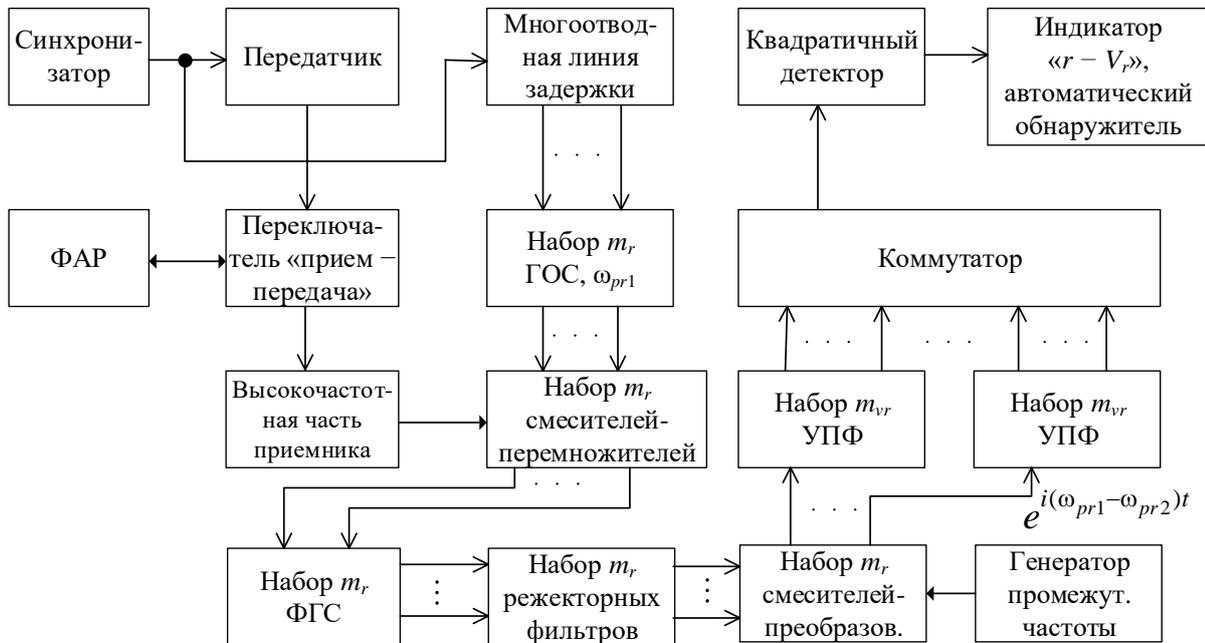


Рис. 4.12. Пример структуры устройства обработки в РЛС с одновременным обзором по дальности и радиальной скорости при квазинепрерывном зондирующем сигнале

Опрос узкополосных фильтров осуществляется коммутатором, с общего выхода которого выходные сигналы УПФ подаются через квадратичный детектор на двумерный индикатор «дальность r (номер элемента разрешения по дальности) – скорость V_r (номер элемента разрешения по доплеровской частоте)» и на автоматический обнаружитель. Для привязки результатов опроса к соответствующим элементам разрешения по дальности и скорости на индикатор и обнаружитель подаются синхроимпульсы опроса с коммутатора.

На рис. 4.13 представлен пример структуры устройства обработки в РЛС с последовательным обзором по дальности и одновременным обзором по скорости при непрерывном зондирующем сигнале, в котором осуществляется корреляционная обработка принятого сигнала. Время задержки t_z опорного сигнала, формируемого управляемым генератором опорного сигнала (ГОС), изменяется по пилообразному закону в соответствии с управляющим сигналом генератора пилообразного напряжения (ГПН). Скорость изменения t_z обеспечивает соответствующее время когерентного накопления в УПФ.

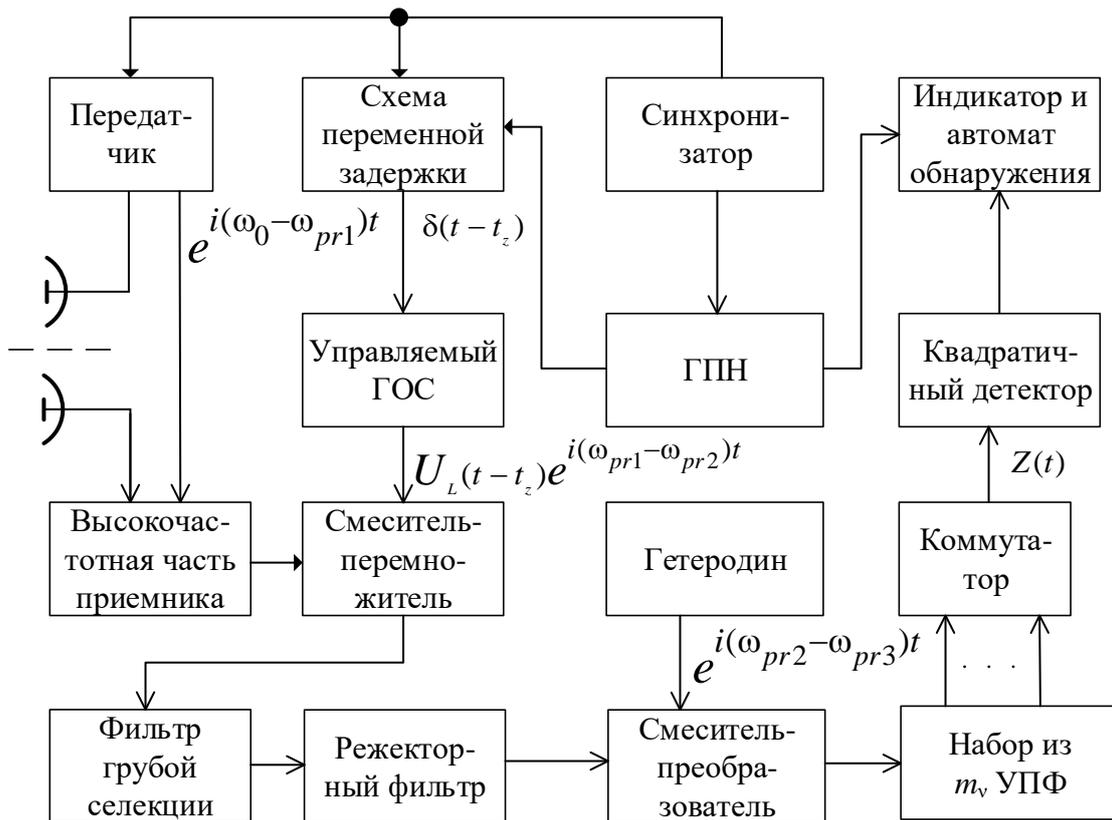


Рис. 4.13. Пример структуры устройства обработки в составе РЛС с последовательным обзором по дальности и одновременным обзором по скорости при непрерывном ЗС

На рис. 4.14 представлен пример структуры устройства обработки в РЛС с одновременным обзором по дальности и скорости при импульсном зондирующем сигнале, в котором используется узкополосно-фильтровая обработка принятого сигнала со стробированием в каналах дальности.

В каждом канале дальности осуществляется одновременный обзор по доплеровской частоте (по радиальной скорости) с помощью набора из m_v узкополосных фильтров. Необходимо отметить, что наиболее просто между периодическое когерентное накопление принятого сигнала в этом случае может быть реализовано в цифровом виде на основе прямого дискретного преобразования Фурье.



Рис. 4.14. Пример структуры устройства обработки в составе РЛС с одновременным обзором по дальности и скорости при импульсном ЗС

4.6. Совместный обзор по дальности и радиальной скорости при использовании комбинированных зондирующих сигналов

Необходимость использования комбинированных ЗС продиктована требованием однозначного измерения дальности и скорости в процессе обзора при условии обеспечения высокой помехозащищенности РЛС.

Очевидно, что требование высокой помехозащищенности обуславливает использование на начальном *первом этапе (этапе обнаружения)* непрерывного или квазинепрерывного зондирующих сигналов, обеспечивающих высокую защищенность от мешающих отражений и активных заградительных шумовых помех. При этом с высоким качеством обеспечивается обнаружение цели и одновременно однозначно определяется радиальная скорость цели, но не обеспечивается однозначное измерение дальности. Поэтому на *втором этапе (этапе измерения дальности)* используется ЗС, обеспечивающий однозначное измерение дальности. Рассмотрим несколько примеров использования комбинированных сигналов.

4.6.1. Комбинирование непрерывного монохроматического и линейно-частотно-модулированного зондирующих сигналов

На этапе обнаружения можно использовать монохроматический сигнал, а для измерения дальности – линейно-частотно-модулированный зондирующий сигнал, обеспечивающий реализацию частотного метода измерения дальности. При использовании этого метода осуществляется корреляционная обработка

принятого сигнала. Сущность частотного метода поясняется с помощью рис. 4.15, где представлены временные диаграммы изменения частот зондирующего $f_0(t) = f_{zs}(t)$ и отраженного f_{ds} сигналов, а также их разности $f_{zs}(t) - f_{ds}$.

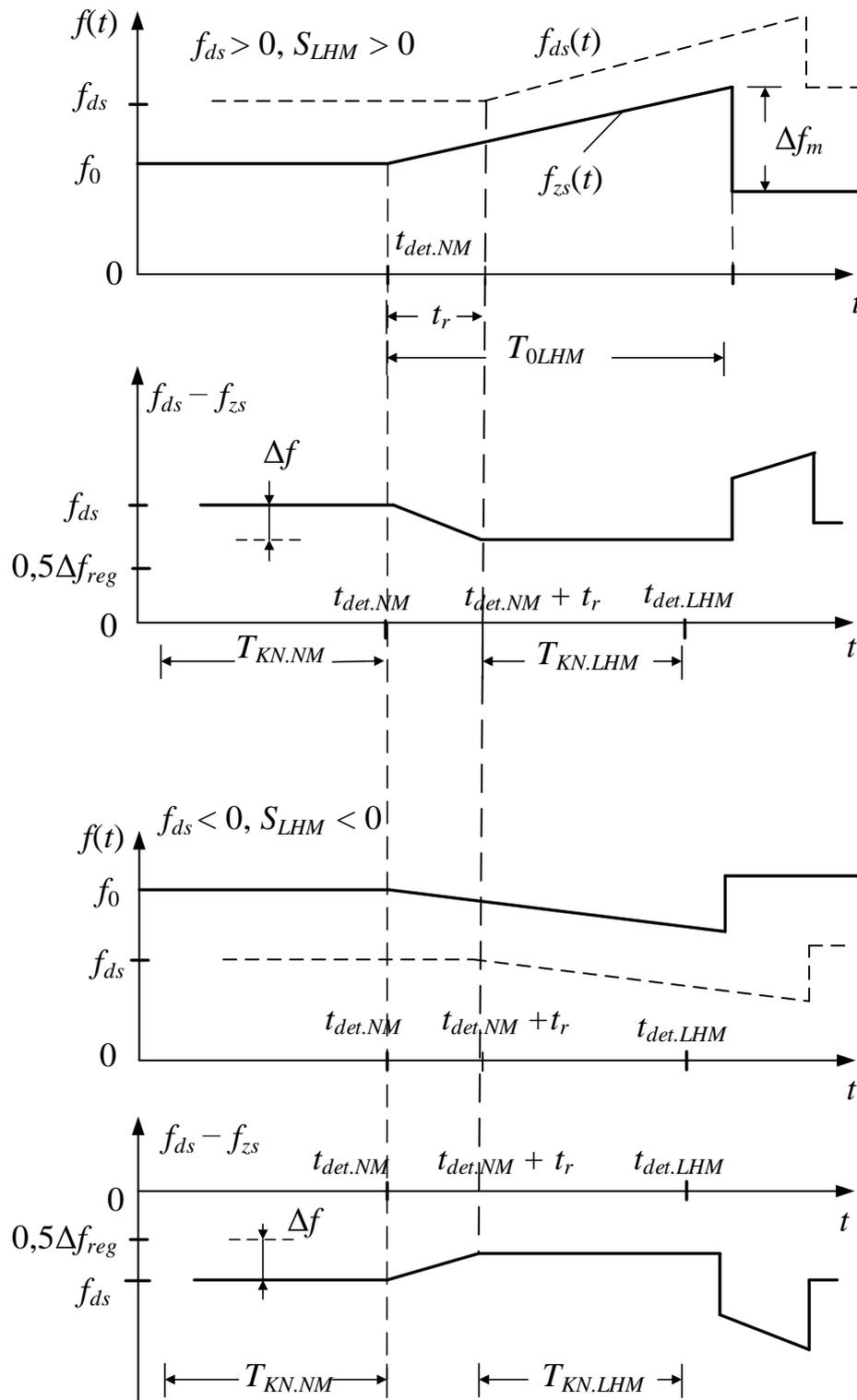


Рис. 4.15. Пояснение частотного метода измерения дальности при комбинировании монохроматического и ЛЧМ зондирующих сигналов

На двух верхних временных диаграммах рис. 4.15 изображен случай обнаружения приближающейся цели (доплеровская частота $f_{ds} \geq 0$, крутизна частотной модуляции $S_{LHM} = \frac{f_{zs}(T_{0.LHM}) - f_{zs}(0)}{T_{0.LHM}} > 0$, а на двух нижних – случай обнаружения удаляющейся цели $f_{ds} < 0$, $S_{LHM} < 0$, где $T_{0.LHM}$ – длительность ЛЧМ зондирующего сигнала. Знак наклона частотной модуляции, и соответственно, знак крутизны S_{LHM} определяется знаком доплеровской частоты f_{ds} , а величина крутизны $|S_{LHM}|$ – величиной f_{ds} и шириной зоны режекции Δf_{reg} режекторного фильтра КК МО.

Структура устройства обработки в РЛС с одновременным обзором по скорости и дальности при комбинировании монохроматического и ЛЧМ зондирующих сигналов показана на рис. 4.16.

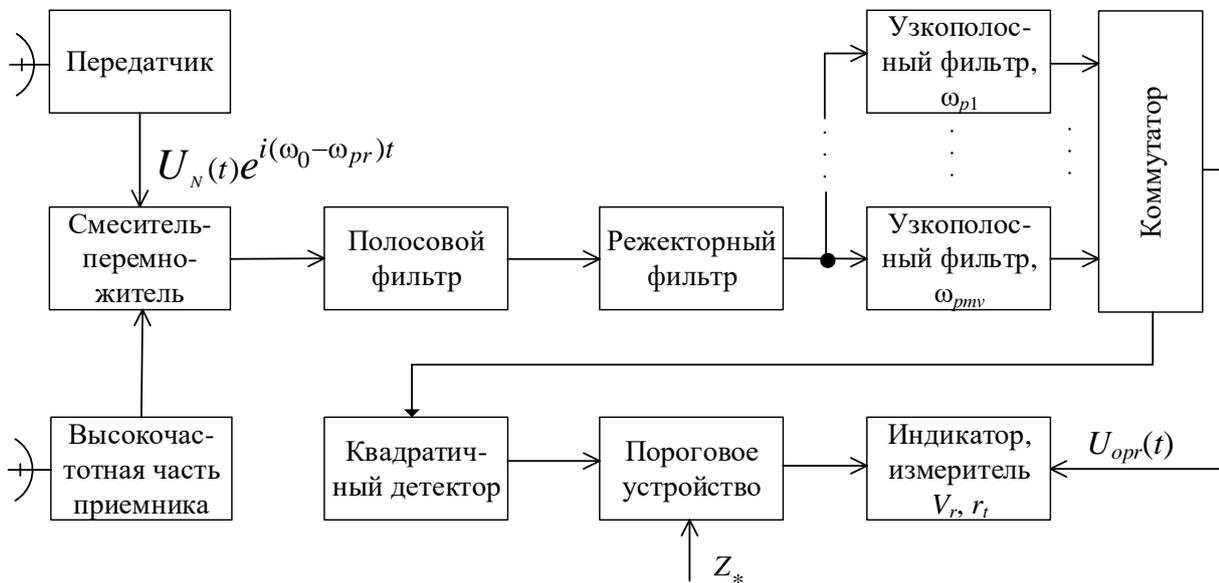


Рис. 4.16. Структура устройства обработки в РЛС с одновременным обзором по скорости и дальности при комбинировании монохроматического и ЛЧМ зондирующих сигналов

В РЛС используется корреляционная обработка принятого сигнала и одновременный обзор по доплеровской частоте. Монохроматический зондирующий (немодулированный) сигнал излучается до момента обнаружения цели $t_{det.NM}$. При этом время КН отраженного сигнала $T_{KN.NM}$ при монохроматическом зондирующем сигнале определяется временем пребывания цели в главном лепестке ДНА до момента обнаружения. Момент обнаружения цели при прохождении по ней главного лепестка ДНА зависит от мощности ОС, которая определяется, как минимум, дальностью и высотой полета цели, ее эффективной отражающей поверхностью, помеховой обстановкой и уровнем порога автоматического обнаружения. С момента обнаружения цели начинает излучаться ЛЧМ зондирующий сигнал с длительностью $T_{0.LHM}$ и девиацией частоты Δf_M . Отраженный от цели

сигнал приходит с временной задержкой t_r и когерентно накапливается в течение времени $T_{KN.LHM}$ до момента опроса когерентных накопителей для повторного обнаружения. Дальность до цели определяется по величине частотного сдвига Δf отраженного сигнала при ЛЧМ зондирующем сигнале по сравнению с обнаружением в режиме монохроматического сигнала. Взаимосвязь модуля частотного сдвига $|\Delta f|$ с дальностью до цели r_t описывается выражением

$$|\Delta f| = t_r |S_{LHM}| = t_r \frac{\Delta f_M}{T_{0.LHM}} = \frac{2r_t \Delta f_M}{c T_{0.LHM}} . \quad (4.10)$$

Соответственно, дальность до цели определяется измеряемой величиной – частотным сдвигом Δf отраженного сигнала при обнаружении с ЛЧМ зондирующим сигналом по отношению к первичному обнаружению с монохроматическим зондирующим сигналом

$$r_t = \frac{c |\Delta f|}{2 |S_{LHM}|} = c \frac{T_{0.LHM}}{2} \frac{|\Delta f|}{\Delta f_M} . \quad (4.11)$$

Разрешающая способность по дальности при этом методе определяется шириной зубца АЧХ $\Delta F_{II} = \Delta f_F + \frac{1}{T_{KN}}$ когерентного накопителя и модулем кру-

тизны ЛЧМ-сигнала $|S_{LHM}| = \frac{\Delta f_M}{T_{0.LHM}}$ и вытекает из выражения (4.11):

$$\Delta r = \frac{c T_{0.LHM}}{2} \frac{\Delta F_{II}}{\Delta f_M} = \frac{c}{2 |S_{LHM}|} \Delta F_{II} . \quad (4.12)$$

Обратим внимание на особенность частотного метода, ограничивающую максимальное значение дальности обнаружения: цель будет обнаружена только в том случае, если *абсолютное значение разности частот $|f_{ds} - \Delta f|$ на выходе смесителя-перемножителя больше половины ширины зоны режекции Δf_{reg} режекторного фильтра:*

$$|f_{ds} - \Delta f| \geq \frac{1}{2} \Delta f_{reg} . \quad (4.13)$$

В этом случае сигнал, отраженный от цели, не попадает в зону режекции. Из последнего неравенства может быть получено *максимальное значение $|\Delta f_{max}|$ смещения частоты*, при котором цель наблюдается и обнаруживается:

$$|\Delta f_{max}| \leq |f_{ds}| - \frac{1}{2} \Delta f_{reg} . \quad (4.14)$$

Выполнение неравенства заключается в подборе абсолютного значения крутизны $|S_{LHM}|$ в соответствии с оцененной при излучении монохроматического сигнала доплеровской частотой f_{ds} и требуемой дальностью обнаружения – измерения r_{tr} . Условие (4.14) выполняется при выполнении неравенства

$$|\Delta f_{\max}| = \frac{2r_{tr}}{c} \frac{\Delta f_M}{T_{0.LHM}} \leq \left(|f_{ds}| - \frac{1}{2} \Delta f_{reg} \right), \quad (4.15)$$

из которого следует, что значение крутизны $|S_{LHM}|$ выбирается по результатам оценки доплеровской частоты при первичном обнаружении из условия

$$|S_{LHM}| \leq \frac{|f_{ds}| - 0,5\Delta f_{reg}}{t_{r.tr}} = \frac{c \left(|f_{ds}| - 0,5\Delta f_{reg} \right)}{2r_{tr}}. \quad (4.16)$$

При этом необходимо помнить, что с изменением крутизны $|S_{LHM}|$ изменяется и разрешающая способность по дальности.

Типовой пример. Пусть требуемая дальность $r_{tr} = 150$ км, $\Delta f_{reg} = 5$ кГц, а доплеровская частота отраженного сигнала при $\lambda = 0,03$ м и радиальной скорости $V_r = 100$ м/с имеет величину $f_{ds} \cong 6,7$ кГц. Ширина зубца АЧХ КН равна $\Delta F_{II} = 250$ Гц.

При этих исходных данных крутизна ЛЧМ зондирующего сигнала выбирается равной $|S_{LHM}|_{\max} = \frac{c \left(|f_{ds}| - 0,5\Delta f_{reg} \right)}{2r_{tr}} = 4,2$ МГц/с. Разрешающая способность по дальности

$$\Delta r = \frac{c}{2|S_{LHM}|_{\max}} \Delta F_{II} = 8,9 \text{ км}.$$

Если при тех же исходных условиях радиальная скорость цели была бы равна $V_r = 700$ м/с, то $f_{ds} \cong 46,7$ кГц и крутизна ЛЧМ-сигнала должна быть выбрана равной $|S_{LHM}|_{\max} = 44,2$ МГц/с, а соответствующее значение разрешающей способности было бы равно $\Delta r = 848$ м.

Следовательно, чем больше радиальная скорость цели и, соответственно, абсолютное значение доплеровской частоты $|f_{ds}|$, тем большее значение крутизны ЛЧМ-сигнала $|S_{LHM}|$ может быть выбрано для обнаружения цели в пределах дальностей до r_{tr} и тем выше будет обеспечиваемая при этом разрешающая способность РЛС по дальности Δr . Требуемое значение длительности $T_{0.LHM}$ и девиации частоты ЛЧМ-сигнала рассчитываются в соответствии с выражениями

$$T_{0.LHM} = t_{r.\max} + T_{KN.LHM} = t_{r.\max} + \frac{1}{\Delta F_{II}} = \frac{2r_{tr}}{c} + \frac{1}{\Delta F_{II}}, \quad (4.17)$$

$$\Delta f_M = T_{0.LHM} |S_{LHM}| = T_{0.LHM} \frac{c \left(|f_{ds}| - \frac{1}{2} \Delta f_{reg} \right)}{2r_{tr}}. \quad (4.18)$$

4.6.2. Комбинирование квазинепрерывного и импульсного зондирующих сигналов

Для упрощения антенной системы РЛС при использовании комбинированного зондирующего сигнала предпочтительно воспользоваться комбинацией

квазинепрерывного сигнала с высокой частотой повторения, обеспечивающей однозначное измерение скорости цели, и импульсного сигнала, обеспечивающего однозначное измерение дальности цели. Платой за использование комбинированного ЗС для обеспечения необходимого времени наблюдения может быть введение одновременного обзора в нескольких (или всех) элементах разрешения по углу места. На рис. 4.17 представлены временные диаграммы зондирующего и отраженного сигналов.

Первичное обнаружение цели производится при квазинепрерывном ЗС, который обеспечивает высокую помехозащищенность от МО и однозначное измерение доплеровской частоты отраженного сигнала f_{ds} (радиальной скорости цели). Сразу же после обнаружения цели начинается этап однозначного измерения дальности с включением импульсного зондирующего сигнала.

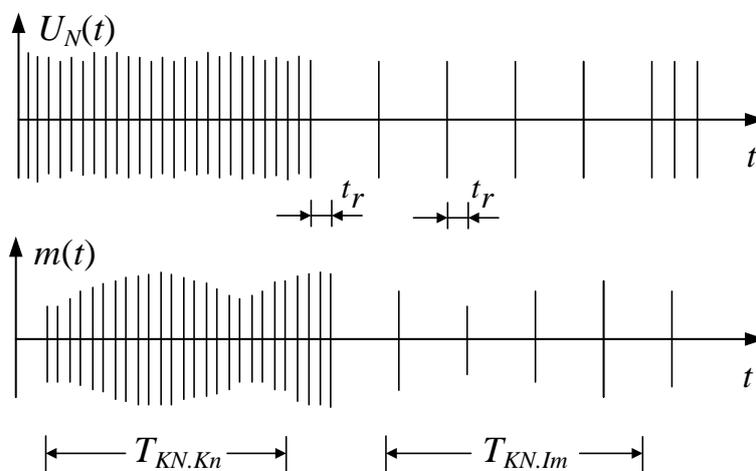


Рис. 4.17. Временные диаграммы зондирующего и отраженного сигналов при комбинировании квазинепрерывного и импульсного зондирующих сигналов

Соответствующая структура устройства обработки в составе РЛС представлена на рис. 4.18. В обнаружителе этой РЛС, состоящем из двух обнаружителей в соответствии с типами ЗС, осуществляется корреляционная обработка принятого сигнала. При квазинепрерывном сигнале реализован одновременный обзор по дальности и скорости. Резонансная частота узкополосного фильтра когерентного накопителя $\omega_{p,n}$, $n = \overline{1, m_{vr}}$, в котором обнаружен отраженный сигнал, однозначно соответствует оценке доплеровской частоты отраженного от цели сигнала f_{ds} . Эта оценка поступает на индикатор и измеритель радиальной скорости V_r , а также на управляемый гетеродин обнаружителя при импульсном зондирующем сигнале для коррекции его несущей частоты $\omega_{pr2} = \omega_{pr3} + \Omega_{ds}$.

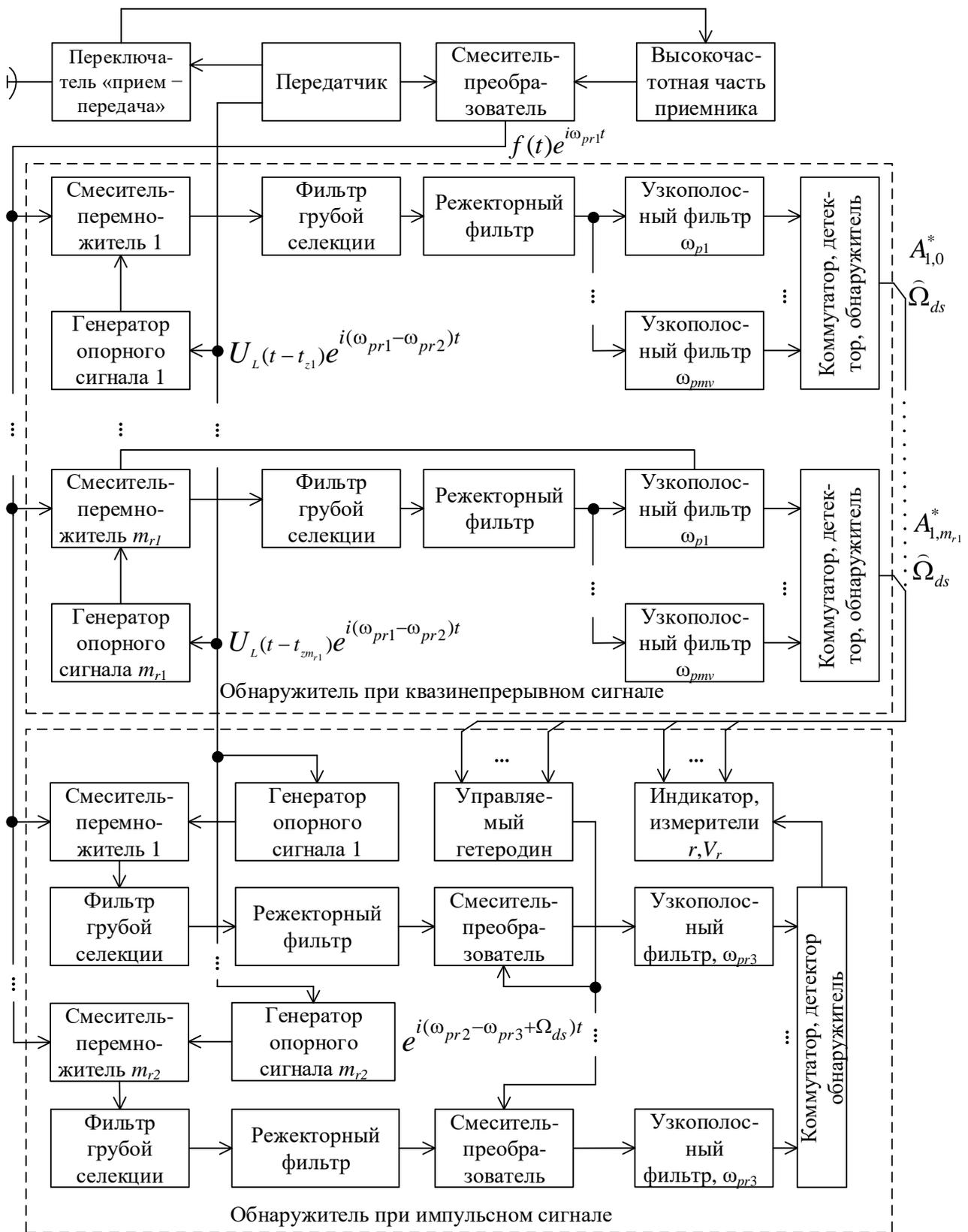


Рис. 4.18. Структура устройства обработки в составе РЛС с одновременным обзором по дальности и скорости при комбинировании квазинепрерывного и импульсного зондирующих сигналов

В устройстве обработки при импульсном сигнале реализуется одновременный обзор по дальности, а по доплеровской частоте (радиальной скорости) просматривается только один элемент разрешения с центральной частотой, соответствующей доплеровской частоте f_{ds} .

Крайне важно отметить, что существует **возможность получения высокой точности измерения радиальной дальности в сочетании с обеспечением сравнительного постоянства средней мощности зондирующих сигналов радиопередающего устройства** при квазинепрерывном и импульсном зондирующих сигналах.

Рассмотрим путь достижения этого. Необходимая точность измерения дальности обеспечивается при квазинепрерывном ЗС с использованием простых прямоугольных радиоимпульсов, малая длительность которых соответствует высокой разрешающей способности по дальности. Необходимо заметить, что использование коротких простых радиоимпульсов в противовес длинным сложным импульсам при квазинепрерывном режиме обусловлено необходимостью уменьшения «слепой» зоны, обеспечиваемой малой длительностью импульса, при одновременной необходимости однозначного измерения доплеровской частоты (скорости), обеспечиваемой высокой частотой повторения импульсов. При импульсном зондирующем сигнале для обеспечения необходимой энергетики в сочетании с низкой импульсной мощностью целесообразно использовать длительность импульса в несколько раз большую, чем при импульсном зондирующем сигнале. Полученная при импульсном сигнале однозначная дальность до цели уточняется с использованием точно измеренной неоднозначной дальности при квазинепрерывном зондирующем сигнале.

Необходимо отметить, что для обеспечения наилучшего соотношения сигнал/помеха желательнее в такой РЛС адаптивно выбирать частоту повторения импульсного ЗС в соответствии с величиной f_{ds} , так чтобы центральный зубец спектра отраженного от цели сигнала находился по центру между зубцами спектра мешающих отражений. Для этого при защите от мешающих отражений, создаваемых подстилающей поверхностью, частота повторения импульсного зондирующего сигнала должна удовлетворять условию

$$F_{r.k} = \frac{1}{k + 0,5} f_{ds}, \quad (4.19)$$

где k – целое число, соответствующее частоте повторения $F_{r.k}$ из перечня частот повторения $F_{r,i}, i = \overline{1, K}$, которая обеспечивает попадание спектральных составляющих отраженного сигнала при импульсном зондирующем сигнале по центру между зубцами спектра мешающих отражений. Важно также отметить, что платой за упрощение антенной системы при использовании комбинации квазинепрерывного и импульсного зондирующих сигналов является необходимость увеличения длительности азимутальной пачки для устранения «слепых» дальностей в режиме обнаружения при работе с квазинепрерывным зондирующим сигналом.

При использовании комбинации непрерывных зондирующих сигналов эта проблема не возникает благодаря использованию отдельных передающей и приемной антенн.

Типовой пример. Пусть требуемая дальность обнаружения целей $r_{tr} = 120$ км, максимальная скорость обнаруживаемых целей $V_{max} = 700$ м/с, длина волны выбрана равной $\lambda = 5$ см, скважность квазинепрерывного сигнала не менее $q_{Kn} = 15$, в каждом угломестном направлении импульсная и средняя мощности при любом сигнале одинаковы – $P_0 = 75$ кВт, $P_{sr.tr} = 5$ кВт. Должны быть обеспечены разрешающие способности по дальности и доплеровской частоте не менее $\Delta r = 200$ м, $\Delta F_{II} = 250$ Гц, период обзора кругового сектора по азимуту $T_{obz} = 10$ с.

Для этих исходных данных $f_{ds.max} = \frac{2V_{max}}{\lambda} = 28$ кГц. Следовательно, частота повторения квазинепрерывного зондирующего сигнала, обеспечивающая однозначное измерение скорости, должна удовлетворять условию

$$F_{r.Kn} \geq 2f_{ds.max} = 56 \text{ кГц}.$$

Кроме того, при такой частоте повторения существует проблема «слепых» дальностей, устранение которой обеспечивается зондированием на нескольких частотах повторения. Поэтому при квазинепрерывном сигнале используем две частоты повторения:

$$F_{r.Kn1} = 60 \text{ кГц}, F_{r.Kn2} = F_{r.Kn1} \frac{l}{l+1} = 58,775 \text{ кГц},$$

причем $l = \left[\frac{r_{tr}}{r_{odn.1}} \right] = 48$, так как $r_{odn.1} = \frac{cT_{r.Kn1}}{2} = 2,5$ км. С учетом требований к скважности длительность импульса равна $T_{0.Kn} = \frac{T_{r.Kn1}}{q_{Kn}} = 1,111$ мкс. При использовании простых прямоугольных радиоимпульсов разрешающая способность по дальности

$$\Delta r_{Kn} = \frac{cT_{0.Kn}}{2} = 166,7 \text{ м}.$$

Импульсный РС должен обеспечивать однозначное измерение дальности. Следовательно, его период повторения должен удовлетворять условию однозначного измерения дальности и при условии когерентности последовательности зондирующих сигналов

$T_{r.Im} = 1,1 \frac{2r_{tr}}{c} = 880$ мкс. Соответственно, интервал однозначного измерения дальности

$r_{odn.Im} = \frac{cT_{r.Im}}{2} = 132$ км. С учетом требования сохранения постоянной средней и импульсной мощности зондирующих сигналов длительность импульса импульсного ЗС выбирается равной

$T_{0.Im} = T_{0.Kn} \frac{T_{r.Im}}{T_{r.Kn1}} = 58,66$ мкс. При такой длительности импульса единственная «слепая» дальность составит примерно $r_{slip.min} \cong \frac{cT_{0.Im}}{2} = 4,4$ км.

Для обеспечения требуемой разрешающей способности по частоте $\Delta F_{II} = 250$ Гц необходимо обеспечить время когерентного накопления $T_{KN} = \frac{1}{\Delta F_{II}} = 4$ мс. Процедура обнаружения цели с учетом устранения «слепых» дальностей занимает три интервала когерентного накопления. Для исключения пропуска целей из-за работы в импульсном ЗС полагаем, что

цикл обнаружения – измерения должен занимать половину длительности азимутальной пачки T_{a0} . Следовательно, в течение азимутальной пачки T_{a0} требуется реализовать 4...6 циклов когерентного накопления.

Для 6 циклов $T_{a0} = 6T_{KN} = 24$ мс. С учетом этого эффективная ширина диаграммы направленности по азимуту при условии одновременного обзора по углу места должна быть *не менее* $\Delta\beta_{tr} = T_{a0}\Omega_{\beta} = T_{a0}\frac{\beta_{obz}}{T_{obz}} = 0,864^{\circ}$. Последняя величина с учетом выбранного амплитудного распределения определяет размер апертуры антенны.

5. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ СОСТАВНЫХ ЧАСТЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ И ИЗМЕРЕНИЯ ИХ ХАРАКТЕРИСТИК

5.1. Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте

5.1.1. Вводные положения

Задача повышения отношения сигнал/помеха по-прежнему остается в центре внимания разработчиков радиолокационной техники. Маскирующими помехами являются мешающие отражения, активные шумовые помехи и внутренние шумы радиоприемного устройства [39; 86]. МО, присутствующие в типовых случаях, в отличие от шумов имеют когерентную временную структуру [39; 88], что лежит в основе их когерентной компенсации.

Основные методы обработки отраженного от объекта сигнала на фоне маскирующих помех разработаны более полувека назад. Алгоритмы обработки разрабатываются для каждого радиолокатора индивидуально на основе предъявляемых к нему тактико-технических требований. Задача разработки алгоритмов с учетом существующего опыта решается успешно. Однако их практическая реализация вносит свои коррективы в качество выделения сигнала на фоне помех. Немаловажную роль в этом играет качество преобразования сигнала в цифровой вид [38].

Известно [62; 67], что преобразование сигнала в цифровой вид порождает шумы квантования. Влияние этих шумов на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте проявляется в следующем:

- во-первых, МО, амплитуды которых в сотни и тысячи раз больше амплитуды полезного сигнала, при преобразовании в цифровой вид будут порождать шумы квантования, которые не могут быть скомпенсированы, так как они теряют когерентность;
- во-вторых, часть мощности полезного (отраженного) сигнала также преобразуется в шумы квантования. Однако эти потери оказывают существенно меньшее влияние по сравнению с шумами квантования мешающих отражений.

Таким образом, для решения задачи определения влияния параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте необходимо использовать методический аппарат, который обеспечивает расчет спектральной плотности шумов квантования и ее учет в отношении сигнал/помеха. Такой аппарат был разработан в источнике [38]. Верификация получаемых с его использованием результатов выполняется на основе моделирования аналого-цифрового преобразования сигнала и спектрального анализа.

5.1.2. Влияние частоты сигнала, частоты дискретизации и весового окна на форму спектра сигнала

Перед детальным рассмотрением шумов дискретизации рассмотрим влияние частоты сигнала f_c , частоты дискретизации F_{dis} в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и весового окна на форму спектра выходного сигнала АЦП, который формируется путем дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Квантованный по уровню выходной сигнал АЦП имеет $N_{ADT} = 2^M$ уровней квантования, где M – разрядность АЦП, включая знаковый разряд.

При цифровой обработке спектр сигнала, как правило, формируется путем ДПФ, нормированного к количеству отсчетов сигнала. Заметим, что под количеством отсчетов сигнала в данном случае понимается количество отсчетов принятого сигнала, а не общее число при дополнении последовательности нулями для уменьшения интервала расстановки фильтров ДПФ.

Важное значение для понимания особенностей проявления боковых лепестков спектра сигнала в спектре, получаемом путем ДПФ, имеет шаг дискретизации спектра по частоте. На рис. 5.1 и 5.2 представлены энергетические спектры одного и того же временного фрагмента гармонического сигнала $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$ с амплитудой $E_c = 1$ В на сопротивлении нагрузки $R_H = 1$ Ом (применяется далее во всех расчетах), частотой $f_c = 201,0$ Гц и длительностью наблюдения $T_H = 1,0$ с. Частота дискретизации сигнала $F_{dis} = 1024$ Гц. Спектр, представленный на рис. 5.1, получен путем комплексного ДПФ с числом точек $N_{FFT} = 1024$ от 1024 отсчетов сигнала, а спектр на рис. 5.2 – путем комплексного ДПФ с числом точек $N_{FFT} = 8192$ от 1024 отсчетов сигнала, дополненных нулями до 8192 отсчетов.

Известно, что энергетический спектр такого сигнала имеет форму, соответствующую $\left| \frac{\sin x}{x} \right|^2$ (рис. 5.2).

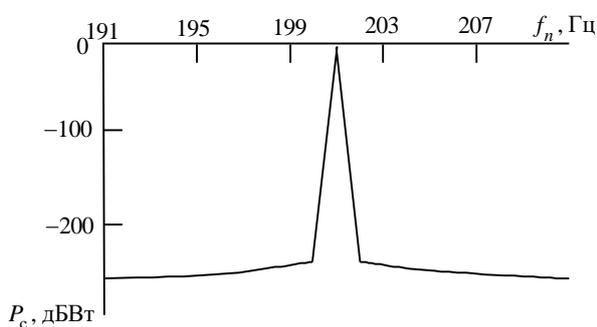


Рис. 5.1. Спектр гармонического сигнала длительностью 1 с, полученный путем ДПФ с числом точек 1024

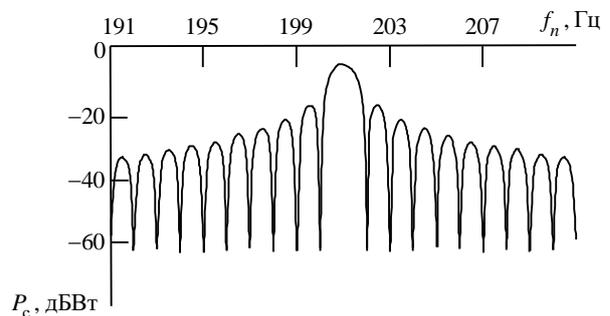


Рис. 5.2. Спектр гармонического сигнала длительностью 1 с, полученный путем ДПФ с числом точек 8192

Однако на рис. 5.1 боковые лепестки спектра, первые из которых должны быть на уровне -13 дБ относительно максимума (его значение $P_c(f)_{\max} = -3$ дБВт), отсутствуют. Это обусловлено тем, что центральные частоты фильтров ДПФ (кроме одного) при формировании спектра, представленного на рис. 5.1, точно попадают на нулевые значения (или «нули») энергетического спектра сигнала.

Таким образом, при исследовании шумов квантования целесообразно принимать меры к раздельному наблюдению боковых лепестков спектра закона модуляции сигнала (в приложении к радиолокации – междупериодной модуляции) и спектра шумов квантования. При моделировании анализ шумов квантования в простейшем случае можно провести с использованием разности входного и выходного сигналов АЦП.

При обработке реальных сигналов целесообразно применять следующие меры:

- при условии обеспечения максимальной разрешающей способности по частоте необходимо выполнять расстановку фильтров ДПФ в «нулях» боковых лепестков спектра сигнала.

Примечание. Это достигается использованием числа точек ДПФ, равного числу отсчетов принимаемого сигнала с прямоугольной огибающей;

- при возможном снижении требований к разрешающей способности по частоте необходимо применять весовое окно, снижающее уровень боковых лепестков спектра до величины, существенно меньшей уровня шумов квантования.

В приводимых ниже примерах (рис. 5.3–5.10) использованы условия, соответствующие условиям при получении спектра на рис. 5.1 (на сопротивлении нагрузки $R = 1$ Ом амплитуда $E_c = 1$ В и соответствует полной разрядной сетке АЦП; $F_{dis} = 1024$ Гц, $N_{FFT} = 1024$). Спектры сигналов, получаемые с использованием комплексного БПФ (ДПФ), формируются до АЦП и, соответственно, не содержат шумов квантования. Спектры сигналов после АЦП, содержащие шумы квантования, приведены для числа разрядов $M = 4$. Форма представления ре-

зультатов – в виде энергетических спектров $P_c(f) = 10 \lg \frac{|G_c(f)|^2}{2}$ дБВт, причем

$G_c(f)$ – значение амплитудно-фазочастотного спектра на частоте f .

Отличия в условиях формирования энергетических спектров следующие:

- на рис. 5.3 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,0$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -2,97$ дБВт. «Нули» боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, что создает впечатление низкого уровня боковых лепестков спектра сигнала (на уровне «шумов вычислений»). Подчеркнем, что рассматриваемый сигнал формируется до АЦП и не содержит шумов квантования;

▪ на рис. 5.4 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,0$ Гц без весового окна после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -2,97$ дБВт. «Нули» боковых лепестков спектра сигнала по-прежнему находятся на резонансных частотах фильтров БПФ (ДПФ), но сигнал после АЦП содержит шумы квантования, спектральные составляющие которых хорошо наблюдаются в спектре. Спектр шумов квантования является дискретным;

▪ на рис. 5.5 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,0$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0,16$) до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10,51$ дБВт. «Нули» боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, однако уровень боковых лепестков спектра сигнала несколько увеличился (на уровне «шумов вычислений») по сравнению с рис. 5.3 из-за уменьшения эффективной длительности сигнала;

▪ на рис. 5.6 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,0$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0,16$) после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10,51$ дБВт. «Нули» боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ, поэтому спектральные составляющие шумов квантования хорошо наблюдаются в спектре. Спектр шумов квантования по-прежнему (см. рис. 5.4) является дискретным, однако спектральные составляющие шумов квантования расширились и начали сливаться из-за уменьшения эффективной длительности сигнала при применении весового окна без изменения уровня относительно основной спектральной составляющей сигнала (см. рис. 5.4 и 5.6);

▪ на рис. 5.7 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,1$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -3,11$ дБВт. Уровень боковых лепестков спектра сигнала вырос по сравнению с рис. 5.3 из-за того, что «нули» боковых лепестков спектра сигнала сдвинулись относительно резонансных частот фильтров ДПФ;

▪ на рис. 5.8 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,1$ Гц без весового окна до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -3,11$ дБВт. Видно, что выросшие боковые лепестки спектра сигнала возле его центра смещают уровень шумов квантования. Изменение частоты сигнала привело к изменению частотного интервала следования максимумов шумов квантования (интервал увеличился по сравнению с интервалом на рис. 5.4);

▪ на рис. 5.9 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,1$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0,16$) до АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10,58$ дБВт. Видно, что применение весового окна при $f_c = 201,1$ Гц незначительно (примерно на 10 дБ по сравнению с рис. 5.7) снизило боковые лепестки спектра сигнала в районе его максимума;

▪ на рис. 5.10 – спектр сигнала с частотой $f_c = 201,1$ Гц с весовым окном Блэкмана ($\alpha = 0,16$) после АЦП. Максимальное значение $P_c(f_c) \cong -10,58$ дБВт. Шумы квантования отчетливо и практически без искажений наблюдаются на фоне спектра сигнала во всем частотном диапазоне ДПФ.

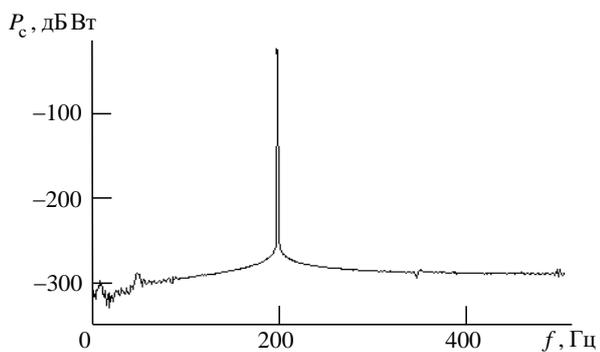


Рис. 5.3. Спектр сигнала с частотой 201,0 Гц на входе АЦП без весового окна

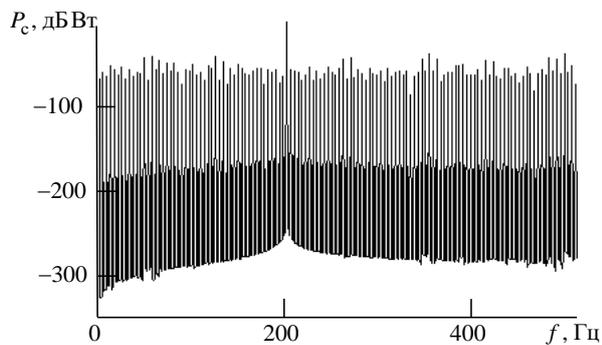


Рис. 5.4. Спектр сигнала с частотой 201,0 Гц на выходе АЦП без весового окна

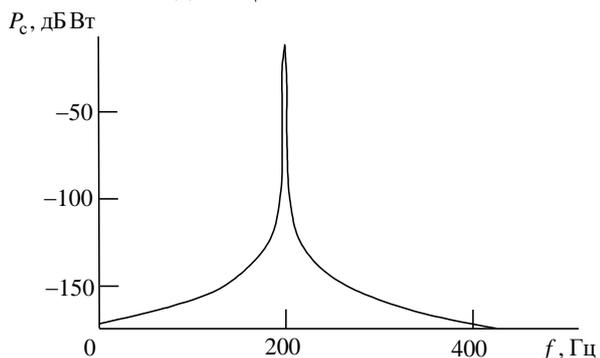


Рис. 5.5. Спектр сигнала с частотой 201,0 Гц на входе АЦП с весовым окном Блэкмана

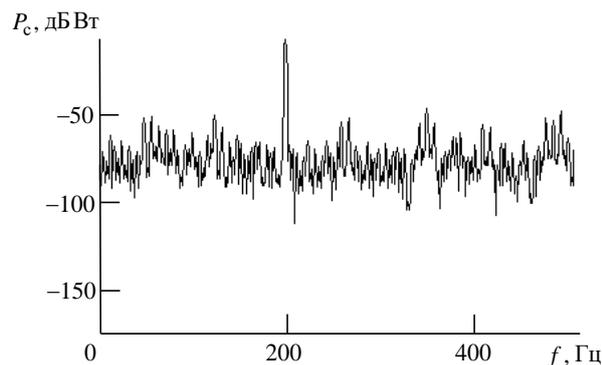


Рис. 5.6. Спектр сигнала с частотой 201,0 Гц на выходе АЦП с весовым окном Блэкмана

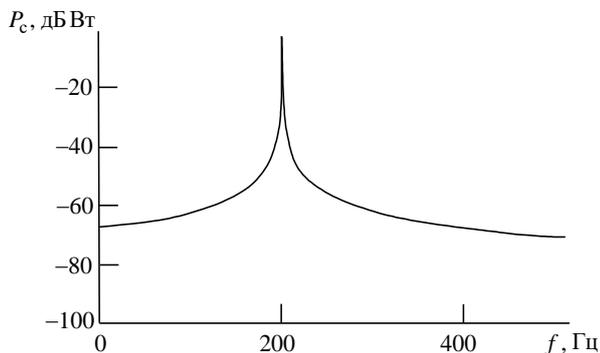


Рис. 5.7. Спектр сигнала с частотой 201,1 Гц на входе АЦП без весового окна

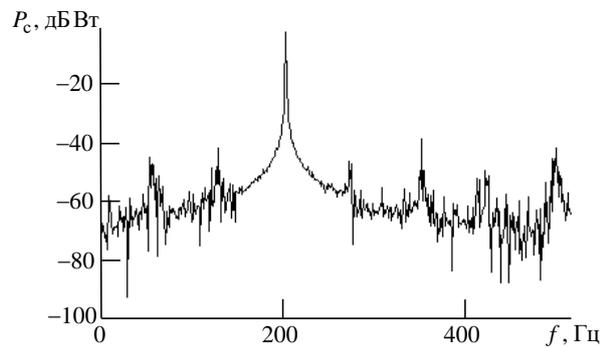


Рис. 5.8. Спектр сигнала с частотой 201,1 Гц на выходе АЦП без весового окна

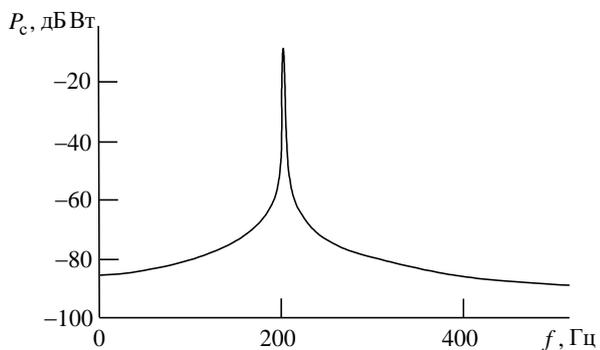


Рис. 5.9. Спектр сигнала с частотой 201,1 Гц на входе АЦП с весовым окном Блэкмана

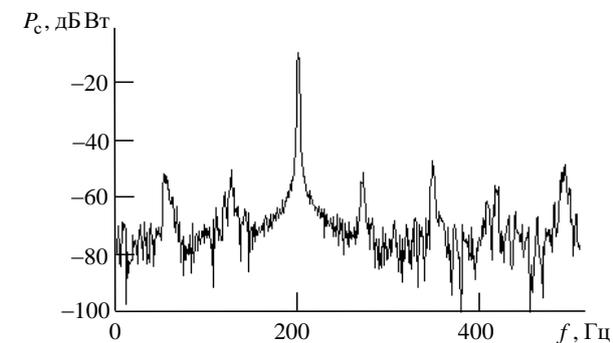


Рис. 5.10. Спектр сигнала с частотой 201,1 Гц на выходе АЦП с весовым окном Блэкмана

5.1.3. Параметры шумов квантования гармонического сигнала

В произвольном случае шумы квантования сигнала в комплексном представлении распределены в интервале частот, равном частоте дискретизации F_{dis} . Полагается, что спектр шумов квантования является близким к равномерному в полосе Найквиста, которая для комплексного сигнала соответствует интервалу $\left[-\frac{F_{dis}}{2}; \frac{F_{dis}}{2}\right]$. Основополагающим при этом является то, что шум квантования не коррелирован с входным сигналом АЦП. Как показали результаты исследований (см. рис. 5.3–5.10), спектр шумов квантования, как правило, содержит периодические составляющие. При этом среднее значение мощности спектральных составляющих шумов квантования в полосе $\left[-\frac{F_{dis}}{2}; \frac{F_{dis}}{2}\right]$ остается почти неизменным. В особых случаях, когда частота сигнала удовлетворяет условию $f_c K = F_{dis}$, где K – целое число, количество спектральных составляющих шумов квантования становится минимальным, а их мощность – максимальной.

Мощность гармонического сигнала $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$ с амплитудой E_c на сопротивлении $R = 1$ Ом определяется выражением $2\sigma_c^2 = E_c^2 / 2$. Если амплитуда E_c соответствует полной разрядной сетке АЦП, то отношение мощности гармонического сигнала $2\sigma_c^2$ к мощности шума его квантования $2\sigma_{0ADC}^2$ называется отношением сигнал/шум квантования на выходе АЦП и определяется выражением [62]:

$$\gamma_{S.ADC} = 10 \lg \left(\frac{2\sigma_c^2}{\sigma_{0ADC}^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{E_c^2}{4\sigma_{0ADC}^2} \right) = 6,02M + 1,76, [\text{дБ}]. \quad (5.1)$$

Выражение (5.1) можно также представить в безразмерном виде:

$$\gamma_{S.ADC} = \frac{E_c^2}{4\sigma_{0ADC}^2} = 10^{\frac{6,02M + 1,76}{10}}.$$

С учетом того что шумы квантования на выходе АЦП при отсутствии фильтрации находятся в диапазоне частот, равном частоте дискретизации F_{dis} , спектральная плотность шумов дискретизации в общем виде описывается выражением

$$N_{0S.ADC} = \frac{2\sigma_{0ADC}^2}{F_{dis}}.$$

Следовательно, для идеального АЦП, в случае когда гармонический сигнал по амплитуде близок к полной разрядной сетке, спектральную плотность шумов квантования можно представить в виде

$$N_{0S.ADC} \cong \frac{E_c^2}{2\gamma_{S.ADC} F_{dis}} = \frac{E_c^2}{2F_{dis}} 10^{-\frac{6,02M+1,76}{10}}$$

или

$$N_{0S.ADC} \cong -6,02M - 1,76 + 10\lg \frac{E_c^2}{2F_{dis}}, \text{ [дБВт/Гц]}. \quad (5.2)$$

Если сигнал занимает полностью разрядную сетку АЦП с ценой младшего разряда U_{ADC} , то $\frac{E_{c.\max}^2}{U_{ADC}^2} = \left(\frac{E_{c.\max}}{U_{ADC}}\right)^2 = 2^{2(M-1)}$. С учетом этого формулу (5.2) можно преобразовать к виду

$$N_{0S.ADC} = \frac{U_{ADC}^2}{2\gamma_{S.ADC} F_{dis}} 2^{2(M-1)} = \frac{U_{ADC}^2}{2F_{dis}} 10^{-0,778}$$

или

$$N_{0S.ADC} = -7,78 + 10\lg \frac{U_{ADC}^2}{2F_{dis}} \text{ [дБВт/Гц]}. \quad (5.3)$$

Исходя из формулы (5.3) суммарная мощность шумов квантования $2\sigma_{0ADC}^2$ описывается выражением

$$2\sigma_{0ADC}^2 = N_{0S.ADC} F_{dis} = \frac{U_{ADC}^2}{2} 10^{-0,778}$$

или

$$2\sigma_{0ADC}^2 = -7,78 + 10\lg \frac{U_{ADC}^2}{2} \text{ [дБВт]}.$$

Если полезный сигнал, полученный на выходе АЦП, пропускается через узкополосный фильтр с полосой пропускания ΔF_{UF} , которая удовлетворяет условию $\Delta F_{UF} \leq F_{dis}$, то отношение сигнал/шум квантования на выходе этого фильтра описывается выражениями

$$\rho_{S.ADC} = \gamma_{S.ADC} \frac{F_{dis}}{\Delta F_{UF}}, \quad (5.4)$$

$$\rho_{S.ADC} = 10\lg \left[\gamma_{S.ADC} \frac{F_{dis}}{\Delta F_{UF}} \right] = 6,02M + 1,76 + 10\lg \frac{F_{dis}}{\Delta F_{UF}}, \text{ [дБ]}. \quad (5.5)$$

Если в качестве инструмента фильтрации выступает дискретное преобразование Фурье (ДПФ) без использования весового окна с числом точек N_{FFT} , то

$\frac{F_{dis}}{\Delta F_{UF}} = N_{FFT}$ и выражения (5.4) и (5.5) преобразуются, соответственно, к виду

$$\begin{aligned} \rho_{S.ADC} &= \gamma_{S.ADC} N_{FFT}, \\ \rho_{S.ADC} &= 6,02M + 1,76 + 10\lg N_{FFT}, \text{ [дБ]}. \end{aligned}$$

На рис. 5.11–5.13 представлены энергетические спектры одного и того же гармонического сигнала вида $U_c(t) = E_c \exp(i2\pi f_c t)$, $0 \leq t \leq T_H$, имеющего частоту $f_c = 201,0 \text{ Гц}$ и амплитуду $E_c = 1 \text{ В}$, удвоенное значение которой соответствует полной разрядной сетке АЦП.

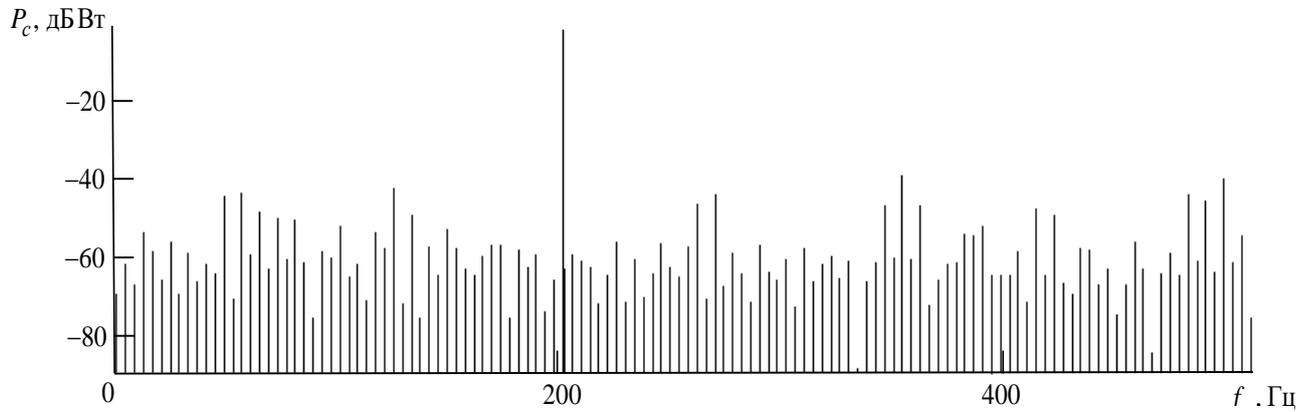


Рис. 5.12. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 4

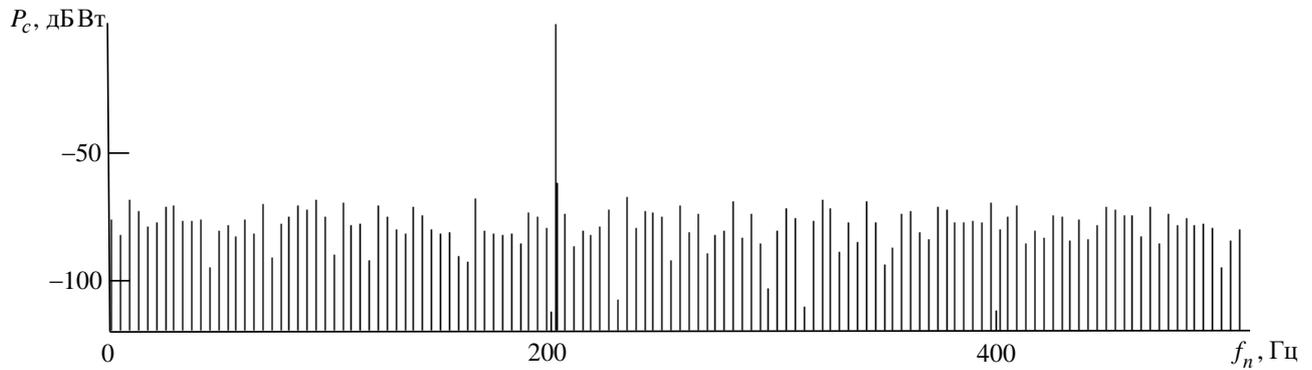


Рис. 5.12. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 8

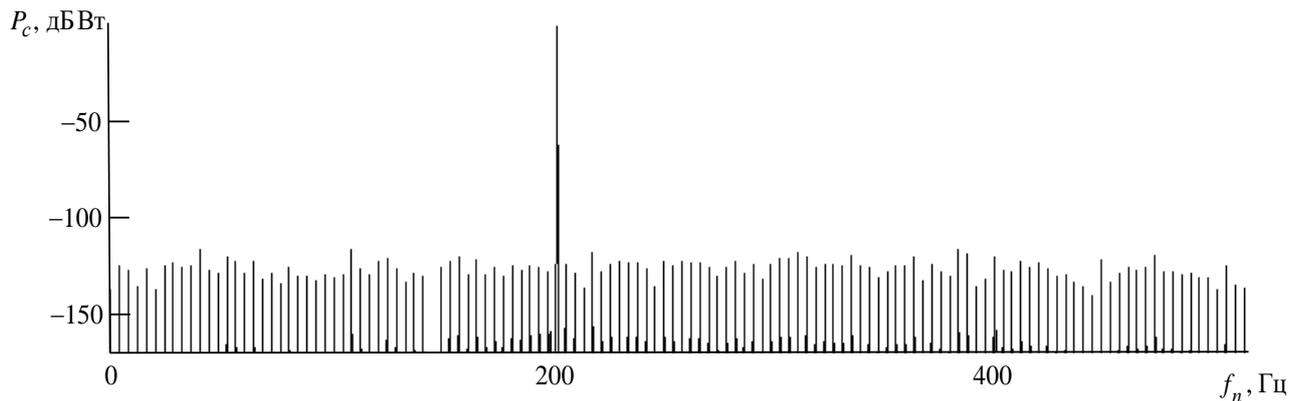


Рис. 5.13. Спектр гармонического сигнала на выходе АЦП с числом разрядов 16

Энергетические спектры $P_c(f_n) = 10 \lg \frac{|G_c(f_n)|^2}{2}$ получены на основе ДПФ с нормировкой к количеству точек N_{FFT} без использования весового окна:

$$G_c(f_n) = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{j=0}^{N_{FFT}-1} U_j \exp \left[-i2\pi \frac{n}{N_{FFT}} j \right], \quad (5.6)$$

где $G_c(f_n)$ – комплексная амплитуда сигнала на выходе n -го фильтра ДПФ с резонансной частотой $f_n = \frac{F_{dis}}{N_{FFT}} n$; $U_j = U(jT_{dis})$ – j -й отсчет сигнала с выхода АЦП, где $T_{dis} = 1 / F_{dis}$ – период дискретизации.

Заметим, что использование весового окна в (5.6) исключено благодаря выбору частоты сигнала $f_c = 201,0$ Гц, при которой «нули» боковых лепестков спектра сигнала находятся на резонансных частотах фильтров ДПФ и не искажают спектр шумов квантования.

Энергетические спектры получены для следующих условий: частота дискретизации $F_{dis} = 1024$ Гц; число точек ДПФ $N_{FFT} = 1024$; число разрядов $M = 4$ (см. рис. 5.11), $M = 8$ (см. рис. 5.12) и $M = 16$ (см. рис. 5.13). Так как полоса пропускания фильтра ДПФ в данном случае равна $\Delta F_{II} = \frac{F_{dis}}{N_{FFT}} = 1,0$ Гц, то

спектральная плотность мощности соответствует мощности сигналов на выходах фильтров ДПФ. Соответственно,

$$N_c(f_n) \cong \frac{|G_c(f_n)|^2}{2\Delta F_{II}} \cong \frac{|G_c(f_n)|^2}{2} = P_c(f_n).$$

Оценки мощности основной спектральной составляющей сигнала $P_c(201 \text{ Гц})$ и спектральной плотности мощности шумов квантования $N_{OS.ADC}$ (среднее значение мощности спектральных составляющих шумов при $\Delta F_{II} = 1,0$ Гц):

▪ для $M = 4$ имеют значения $P_c(201 \text{ Гц}) = -2,968$ дБВт $\cong \frac{E_c^2}{2}$ и $N_{OS.ADC} \cong -61,6$ дБВт/Гц. Оценка отношения сигнал/шум квантования $\rho_{S.ADC} = 10 \lg \frac{P_c(201 \text{ Гц})}{N_{OS.ADC} \Delta F_{II}} \cong -2,968 + 61,6 \cong 58,6$ дБ практически соответствует расчетному значению $\rho_{S.DC} = 6,02 \cdot 4 + 1,76 + 30,1 = 55,94$ дБ. Спектральная плотность шумов квантования, рассчитанная с использованием выражения (5.2), равна $N_{OS.ADC} \cong -58,91$ дБВт/Гц;

▪ для $M = 8$ имеют значения $P_c(201 \text{ Гц}) = -3,009$ дБВт и $N_{OS.ADC} \cong -81,4$ дБВт/Гц. Оценка отношения сигнал/шум квантования

$\rho_{S.ADC} \cong -3,009 + 81,4 \cong 78,4$ дБ практически соответствует расчетному значению $\rho_{S.ADC} = 6,02 \cdot 8 + 1,76 + 30,1 = 80,02$ дБ. Расчетное значение спектральной плотности шумов квантования $N_{OS.ADC} \cong -83,03$ дБВт/Гц;

▪ для $M = 16$ имеют значения $P_c(201 \text{ Гц}) = -3,01$ дБВт и $N_{OS.ADC} = -129,7$ дБВт/Гц. Оценка отношения сигнал/шум квантования $\rho_{S.ADC} = -3,01 + 129,68 = 126,67$ дБ соответствует расчетному значению $\rho_{S.ADC} = 6,02 \cdot 16 + 1,76 + 30,1 = 128,18$ дБ. Расчетное значение спектральной плотности шумов квантования $N_{OS.ADC} \cong -131,193$ дБВт/Гц.

5.1.4. Шумы квантования в приложении к радиолокации

Наибольшие шумы квантования в радиолокационном тракте порождают наибольшие составляющие сигнала – МО и АШП [24; 86].

Активные шумовые помехи является шумом с равномерной, как правило, спектральной плотностью N_{AHP} в пределах ширины спектра Δf_{AHP} . Поэтому шумы квантования, которые порождаются в пределах частоты дискретизации F_{dis} (частота удовлетворяет условию $F_{dis} > \Delta f_{AHP}$), слабо влияют на спектральную плотность АШП на выходе АЦП. Так как АШП имеет равномерный спектр в пределах своей ширины, то в спектре АШП на выходе АЦП не будет превалирующих по мощности спектральных составляющих. Шумы квантования АШП ограничивают потенциальную эффективность пространственной когерентной компенсации АШП.

МО являются когерентными помехами, амплитуда которых на несколько порядков превышает амплитуду полезного отраженного сигнала. В соответствии с формулой (5.2) спектральная плотность мощности шумов квантования МО, занимающих примерно всю разрядную сетку, описывается выражением

$$N_{MO.ADC} \cong \frac{2\sigma_{MO}^2}{\gamma_{S.ADC} F_{dis}} = \frac{2\sigma_{MO}^2}{F_{dis}} 10^{-\frac{6,02M+1,76}{10}}, \quad (5.7)$$

где σ_{MO}^2 – мощность МО на входе АЦП.

Мощность МО для различных условий можно рассчитать с использованием методического аппарата, представленного в разд. 3 и в источнике [77].

В зависимости от настройки АЦП мешающие отражения могут занимать произвольное количество разрядов $M_{MO.ADC}$ в пределах M -разрядной сетки. Например, при выборе разработчиком радиолокатора цены младшего разряда, обеспечивающей запасом в M_{ZD} разрядов и «гарантирующей» исключение переполнения разрядной сетки, МО будут укладываться в $M_{MO.ADC} = (M - M_{ZD})$ разрядов. С учетом этого выражение (5.7) в приложении к радиолокации следует уточнить:

$$N_{MO.ADC} \cong \frac{2\sigma_{MO}^2}{F_{dis}} 10^{-\frac{6,02M_{MO.ADC}+1,76}{10}}. \quad (5.8)$$

С учетом этого отношение сигнал/помеха на выходе устройства внутрипериодной обработки описывается выражением

$$\gamma = \frac{2\sigma_c^2 \Delta f_0 T_0}{(N_0 + N_{ADC} + N_{MO.ADC}) \Delta f_0 + 2\sigma_{MO.ADC}^2}$$

или

$$\gamma \cong \frac{2\sigma_c^2 \Delta f_0 T_0}{(N_0 + N_{ADC} + N_{MO.ADC}) \Delta f_0 + 2\sigma_{MO}^2}, \quad (5.9)$$

где Δf_0 и T_0 – ширина спектра и длительность одиночного зондирующего сигнала; N_0 – спектральная плотность внутренних шумов радиоприемного устройства; $2\sigma_{MO.ADC}^2$ – мощность МО на выходе АЦП.

Из последнего выражения следует, что влияние шумов квантования МО на выходное отношение сигнал/шум начинается тогда, когда их спектральная плотность мощности становится соизмеримой или превышает спектральную плотность внутренних шумов приемного устройства.

5.1.5. Децимация выходного сигнала АЦП на фоне шумов

Рассмотрим АЦП с функцией двухквадратурного фазового детектирования [25; 55; 62]. Этот АЦП обеспечивает преобразование принятого сигнала $u(t) = U(t) \exp(i2\pi f_{pr} t)$ на промежуточной частоте f_{pr} (десятки – сотни мегагерц) в две квадратурные составляющие $\text{Re } U(t)$ и $\text{Im } U(t)$, где $U(t) = U_c(t) + U_{MO}(t) + U_{sh}(t) + U_{VPP}(t)$, причем $U_c(t)$, $U_{MO}(t)$, $U_{sh}(t)$, $U_{VPP}(t)$ – комплексные огибающие ОС, МО, шумов (внутренних шумов и активной шумовой помехи) и внеполосных помех.

Комплексная огибающая отраженного сигнала $U_c(t)$ имеет амплитудно-частотный спектр $|G_0(f)|$, который характеризуется шириной спектра Δf_0 (оцененной по некоторому уровню или эффективной шириной [77]), а также уровнем и частотным расположением боковых лепестков.

Выходные сигналы такого АЦП формируются с частотой дискретизации F_{dis} в виде дискретных отсчетов $\text{Re } U(nT_{dis})$, $\text{Im } U(nT_{dis})$, $n = \overline{0, N-1}$. В типовом случае частоту дискретизации F_{dis} выбирают исходя из значений промежуточной частоты и ширины спектра сигнала: для одноквадратурного преобразования $F_{dis} \geq 2(f_{pr} + 0,5\Delta f_0)$, для двухквадратурного преобразования

$F_{dis} \geq (f_{pr} + 0,5\Delta f_0)$. После преобразования на видеочастоту целесообразно понизить частоту следования отсчетов (выполнить децимацию), что может быть обеспечено простым прореживанием или усреднением нескольких соседних отсчетов. Два этих варианта имеют кардинальные отличия в качестве формирования прореженного сигнала, связанные с соотношением частоты дискретизации и верхней границы диапазона существования эффективных помех, например, верхней границы приема высокоуровневой помехи по боковым лепесткам амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) когерентного тракта приема сигналов до входа АЦП.

Будем полагать, что после АЦП с двухквадратурным преобразованием на видеочастоту отсчеты сигнала следуют с частотой F_{dis1} , причем полезный сигнал с мощностью $2\sigma_c^2$ и шириной спектра Δf_0 , значительно меньшей F_{dis1} , расположен на частоте $f = 0$, а шум с постоянной спектральной плотностью N_a расположен симметрично относительно частоты $f = 0$ в полосе $\Delta f_a \leq F_{dis1}$. Необходимо выполнить децимацию сигнала, обеспечивающую уменьшение его частоты дискретизации с F_{dis1} на F_{dis2} , причем с учетом двухквадратурного представления сигнала $F_{dis2} \geq \Delta f_0$.

В случае децимации путем простого прореживания в N_D раз (выбирается каждый N_D -й отсчет исходного сигнала), обеспечивающего понижение частоты до величины $F_{dis2} = \frac{F_{dis1}}{N_D}$, спектральная плотность шумов после прореживания в

полосе анализа F_{dis2} увеличивается в $\frac{\Delta f_a}{F_{dis2}}$ раз. Например, если $\Delta f_a = F_{dis1}$, то после прореживания спектральная плотность шумов увеличится в N_D раз из-за разmultiplication АЧХ дециматора [62; 67; 77]. В итоге отношение сигнал/шум на выходе такого дециматора для заданных условий уменьшается в N_D раз.

В случае децимации путем усреднения N_D отсчетов в цифровом фильтре нижних частот (ФНЧ) временные отсчеты выходного сигнала ФНЧ $U_D(g)$, $g = \overline{0, N_2 - 1}$ формируются из отсчетов входного сигнала $U(n)$, $n = \overline{0, N_1 - 1}$ в соответствии с выражением

$$U_D(g) = \frac{1}{N_D} \sum_{n=gN_D}^{gN_D+N_D-1} U(n), \quad g = \overline{0, N_2 - 1}, \quad (5.10)$$

при этом коэффициент передачи ФНЧ равен единице. Спектральная плотность шумов после децимации в полосе анализа F_{dis2} относительно спектральной плотности полезного сигнала не изменяется.

На рис. 5.14–5.16 представлены энергетические спектры сигналов до и после децимации, выполненной двумя рассмотренными способами.

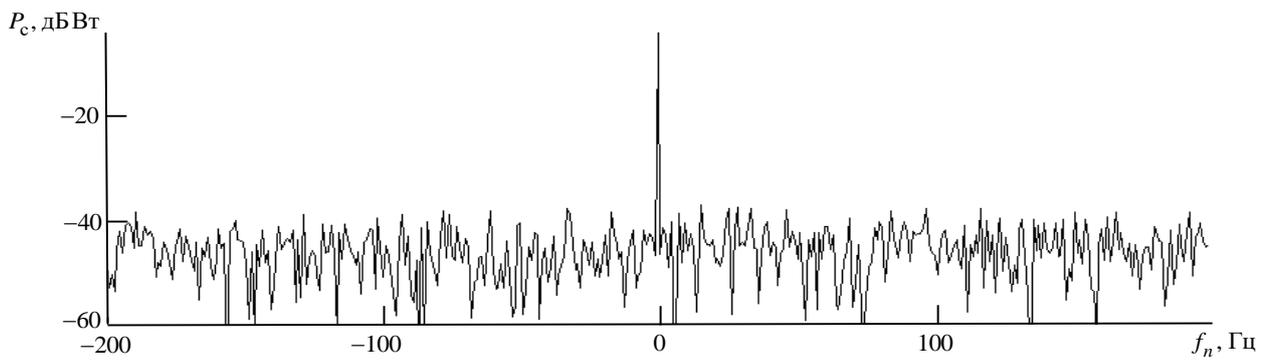


Рис. 5.14. Спектр гармонического сигнала перед децимацией

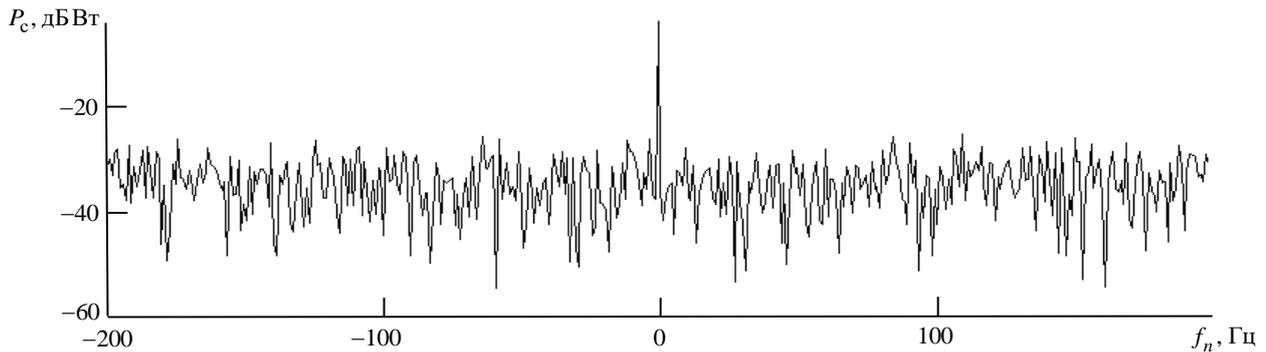


Рис. 5.15. Спектр гармонического сигнала после децимации путем выбора отсчетов

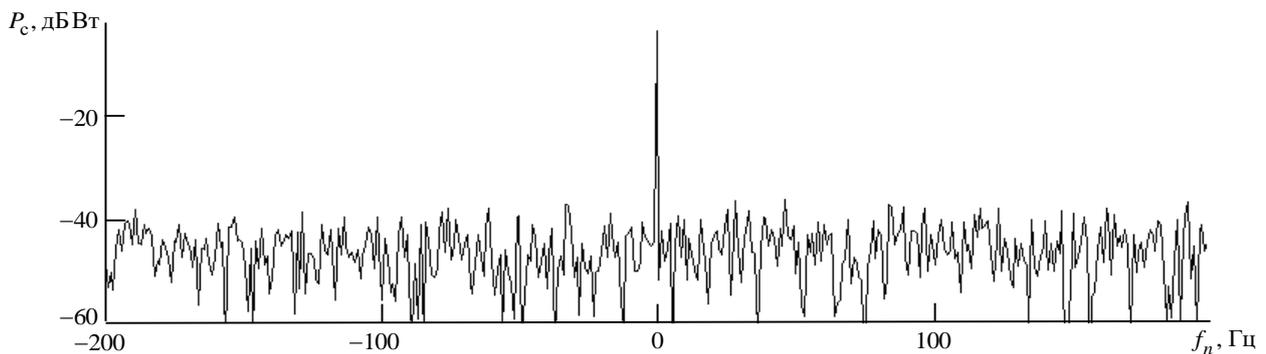


Рис. 5.16. Спектр гармонического сигнала после децимации путем усреднения отсчетов

Исходным сигналом была последовательность временных отсчетов принятого сигнала после 8-разрядного АЦП, следующих с частотой $F_{dis1} = 2^{14}$ Гц. Принятый сигнал включал гармонический сигнал на частоте $f_c = 201,0$ Гц с мощностью $2\sigma_c^2 \cong -3,0$ дБВт и шум с мощностью $2\sigma_a^2 \cong 0,83$ дБВт, спектральная плотность которого равномерно распределена в интервале F_{dis1} и имеет значение $N_a = \frac{2\sigma_a^2}{F_{dis1}} \cong -41,317$ дБВт/Гц. Децимация выполнялась с коэффициентом

децимации $N_D = 16$ на частоту дискретизации $F_{dis2} = 2^{10}$ Гц, причем $10 \lg N_D = 12,04$ дБ. Спектры получены путем ДПФ в соответствии с выраже-

нием (5.6) от последовательности длительностью $T_H = 1$ с (разрешение по частоте $\Delta F_H = 1$ Гц).

На рис. 5.14 представлен фрагмент энергетического спектра сигнала до децимации ($N_{FFT} = 2^{14}$). Полученные оценки $2\sigma_c^2 \cong -3,01$ дБ Вт и $N_a \cong -41,317$ дБВт/Гц соответствуют исходным условиям.

На рис. 5.15 представлен фрагмент энергетического спектра сигнала после децимации, выполненной простым прореживанием в 16 раз (выбором каждого 16-го отсчета) и преобразующей частоту дискретизации к величине $F_{dis2} = 2^{10}$ Гц. Спектр сформирован путем ДПФ с числом точек $N_{FFT} = 2^{10}$. Видно, что мощность гармонического сигнала составила $2\sigma_c^2 \cong -2,711$ дБВт и осталась фактически прежней, а спектральная плотность шумов $N_a \cong -28,882$ дБВт/Гц увеличилась на 12,43 дБ, что соответствует коэффициенту $N_D = 16$.

На рис. 5.16 представлен фрагмент энергетического спектра принятого сигнала после децимации, выполненной путем усреднения каждых 16 отсчетов. Сигналы на выходе дециматора следуют с частотой $F_{dis2} = 2^{10}$ Гц. Спектр сформирован путем ДПФ с числом точек $N_{FFT} = 2^{10}$. Видно, что мощность гармонического сигнала $2\sigma_c^2 \cong -3,512$ дБВт и спектральная плотность шумов $N_a \cong -41,289$ дБВт/Гц остались фактически неизменны по отношению к принятому сигналу до децимации.

В качестве выводов и рекомендаций по выбору числа разрядов АЦП и частоты дискретизации можно отметить следующие.

Мощность шумов квантования $2\sigma_{0ADS}^2$ уменьшается при уменьшении цены младшего разряда U_{ADS} , что требует на практике обеспечения максимального соответствия разрядной сетки АЦП динамическому диапазону входного сигнала. Не менее важным является уменьшение спектральной плотности мощности шумов квантования $N_{OS.ADS}$ путем увеличения частоты F_{dis} дискретизации АЦП. Из выражения (5.3) следует важная закономерность: влияние цены младшего разряда U_{ADS} на спектральную плотность шумов квантования имеет квадратичную зависимость, а частоты дискретизации – линейную. Следовательно, уменьшение цены младшего разряда, например, в 2 раза или увеличение числа разрядов АЦП на единицу даст в отношении спектральной плотности мощности шумов квантования такой же эффект, как увеличение частоты дискретизации в 4 раза.

Установка разработчиком радиолокатора необоснованного «запаса» динамического диапазона АЦП путем увеличения цены младшего разряда приведет к росту шумов квантования мешающих отражений и, соответственно, к снижению дальности обнаружения радиолокатора. Количественную определенность в этом устанавливают выражения (5.8) и (5.9).

Выражения (5.7) и (5.8) для расчета спектральной плотности мощности шумов квантования МО позволяют проводить инженерные расчеты при проектировании радиолокаторов. Динамичное управление масштабом разрядной сетки АЦП (ценой младшего разряда) наиболее целесообразно применять в радиолокаторе с импульсным зондирующим сигналом, так как именно в его приемном тракте однозначно проявляется зависимость мощности отраженных сигналов от четвертой степени дальности.

Из (5.9) следует, что влияние шумов квантования МО начинается тогда, когда их спектральная плотность мощности становится соизмеримой со спектральной плотностью внутренних шумов приемного устройства. Использование полученных математических выражений позволяет выполнять инженерные расчеты при проектировании радиолокатора, устанавливая взаимосвязи энергопотенциала (мощность зондирующего сигнала, коэффициент усиления антенны), коэффициента шума приемника и параметров АЦП.

Выбранный метод децимации сигнала, выполняемой после аналого-цифрового преобразования, должен исключать увеличение спектральной плотности шумов и соответствующее снижение отношения сигнал/шум.

5.2. Весовая обработка принятого сигнала в условиях мешающих отражений

5.2.1. Вводные положения

Задача когерентной компенсации МО решается в каждом радиолокаторе, предназначенном для обнаружения движущихся объектов. За годы развития радиолокации (а это уже более 80 лет) задача защиты РЛС от МО проработана детально. Тем не менее по-прежнему у разработчиков радиолокационной техники возникают проблемные вопросы, касающиеся повышения эффективности обнаружения движущихся объектов на фоне МО. Основными факторами, снижающими эффективность их обнаружения на фоне МО, являются:

- наличие боковых лепестков в междупериодном спектре флуктуаций МО;
- неравномерность отражательных характеристик МО по пространству обзора;
- изменения пространственного положения поверхностно распределенных мешающих отражателей (трава, ветки кустов и деревьев, стволы деревьев) под действием ветра. Эти изменения являются разными в пространстве и соответствуют динамике изменения давления ветра в пространстве;
- различия в скорости объемно распределенных МО (гидрометеоров) на разных высотах. Эти различия с разными закономерностями проявляются как в составе облака, так и при выпадении осадков;
- изменение состава мешающих отражателей в разрешаемом объеме в процессе сканирования диаграммой направленности антенны;
- наличие боковых лепестков в амплитудно-частотных характеристиках фильтров когерентного междупериодного накопления.

5.2.2. Состояние задачи когерентной компенсации мешающих отражений

В соответствии с классическим представлением КК МО приводит к «обеливанию» МО – в идеальном случае спектр МО на выходе устройства когерентной компенсации представляет собой спектр «белого» шума. В источнике [77] дано определение и представлены выражения для потенциальной эффективности КК МО. Логично, что эффективность когерентной компенсации МО ν_1 определяется как отношение мощности МО до когерентной компенсации к мощности МО после когерентной компенсации при условии, что АЧХ устройства КК МО нормирована к единице. В итоге *потенциальная* эффективность когерентной компенсации МО ограничивается уровнем нормированного междупериодного спектра МО $S_{MO}(\pi)$ в точке $\omega = \pi F_r$ [77]:

$$\nu_{I.P} = \frac{\frac{1}{2} \int_{-\pi F_r}^{\pi F_r} S_{MO}(\omega T_r) d\omega}{\frac{1}{2} \int_{-\pi F_r}^{\pi F_r} S_{MO}(\omega T_r) |K_I(\omega T_r)|^2 d\omega} = \frac{1}{S_{MO}(\pi)}, \quad (5.11)$$

где $F_r = 1/T_r$ – частота повторения ЗС; $K_I(\omega T_r)$ – нормированная амплитудно-частотная характеристика устройства когерентной компенсации (КК) МО.

Отношение сигнал/помеха на выходе устройства КК МО без учета его амплитудно-скоростной характеристики [77] определяется выражением

$$\mu = \frac{2\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0}{(N_0 + N_{ahsp}) \Delta f_0 + \frac{2\sigma_{MO}^2}{\nu_1}}, \quad (5.12)$$

где σ_s^2 – мощность отраженного сигнала; T_0 и Δf_0 – длительность и ширина спектра одиночного ЗС; N_0 – спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника; N_{ahsp} – спектральная плотность мощности внешней шумовой помехи; σ_{MO}^2 – мощность МО; ν_1 – реально достижимая эффективность КК МО.

Выражение (5.12) предполагает, что МО локализованы в зоне режекции, создаваемой устройством КК МО. Однако на практике это не так – МО имеют спектр, в котором есть как главный лепесток определенной формы, так и боковые лепестки, которые зависят от корреляционной функции последовательности временных отсчетов принятых МО.

Именно боковые лепестки МО, которые не могут быть скомпенсированы, снижают отношение сигнал/помеха из-за приема:

- мешающих отражений в области боковых лепестков их спектра главным лепестком АЧХ фильтра когерентного накопления;
- боковыми лепестками АЧХ фильтра когерентного накопления остатков компенсации главного лепестка и в области боковых лепестков спектра МО.

С учетом этого отношение сигнал/помеха на выходе устройства КК МО без учета его амплитудно-скоростной характеристики можно записать в более точном виде:

$$\mu = \frac{2\sigma_s^2 T_0 \Delta f_0}{(N_0 + N_{ahsp}) \Delta f_0 + \frac{2\sigma_{MO.GI}^2}{v_I} + 2\sigma_{MO.BI}^2}, \quad (5.13)$$

где $\sigma_{MO.GI}^2$ – мощность МО в главных лепестках междупериодного спектра МО, имеющего форму, соответствующую корреляционной функции, и ширину Δf_{MO} ; $\sigma_{MO.BI}^2$ – мощность МО, содержащаяся в боковых лепестках междупериодного спектра МО в полосе частот $F_r - \Delta f_{MO}$. При наблюдении облаков гидрометеоров или дипольных отражателей мешающие отражения в разных элементах разрешения по радиальной дальности могут иметь существенные различия в доплеровских частотах из-за различий в радиальных скоростях воздушных потоков в них [39; 45].

5.2.3. Весовая обработка принятого сигнала

Основным подходом к снижению величины $\sigma_{MO.BI}^2$ является весовая обработка принятого сигнала. Целесообразно отметить наиболее важные особенности весовой обработки *в приложении к последовательности междупериодных временных отсчетов* принятого сигнала.

Во-первых, весовая обработка воздействует на передний и задний фронты комплексных огибающих составляющих принятого сигнала (мешающих отражений, шумов, полезного отраженного сигнала) в последовательности (в данном случае междупериодных) временных отсчетов. В соответствии с классическими представлениями о спектрально-временных преобразованиях именно фронты сигналов содержат высокочастотные составляющие, которые и формируют боковые лепестки спектра МО и ОС.

Во-вторых, весовая обработка изменяет форму междупериодных корреляционных функций когерентных составляющих принятого сигнала (МО и ОС) и практически не изменяет форму междупериодной корреляционной функции шумов, близких по свойствам к «белому» шуму. Это связано с тем, что весовая обработка в рассматриваемом приложении изменяет форму закона амплитудной модуляции сигнала, но не затрагивает закон фазочастотной модуляции.

Помимо основного эффекта, выражающегося в снижении боковых лепестков спектра МО, весовая обработка имеет и побочный эффект – уменьшение эффективной длительности времени наблюдения. Исходя из того, что энергия сигнала определяется произведением мощности на длительность временного интервала, итоговую эффективную длительность времени наблюдения с учетом всех этапов обработки целесообразно определить в следующем виде:

$$T_{H.eff} = \frac{\int_0^{T_{obz}} |U_a(t)|^2 dt}{|U_a(t)|_{\max}^2}, \quad (5.14)$$

где T_{obz} – длительность периода обзора пространства; $U_a(t)$ – комплексная огибающая сигнала, отраженного от «точечной» цели, накапливаемого в конечном устройстве когерентной обработки.

Уменьшение эффективной длительности принятого сигнала приводит к таким последствиям:

- уменьшению мощностей всех составляющих принятого сигнала (шумов и помех, МО и ОС). Так как это происходит одновременно для всех составляющих, то отношение сигнал/помеха остается неизменным после операции взвешивания принятого сигнала весовым окном;

- расширению спектров его когерентных составляющих – МО и ОС.

В современной широко распространенной литературе, посвященной цифровой обработке сигналов (например, источник [67]), основное внимание уделяется описанию весовых функций и боковым лепесткам. Однако вопросы изменения длительности и ширины спектра взвешиваемого сигнала рассматриваются в основном с позиции амплитудных соотношений. Например, при рассмотрении вопросов весовой обработки пользуются коэффициентом ослабления весового окна β_w , который представляется отношением относительной эффективной

длительности произвольной весовой функции $T_{Arb} = \frac{1}{T} \int_0^T W_{Arb}(t) dt$ к относительной

эффективной длительности прямоугольной весовой функции

$$T_{Rec} = \frac{1}{T} \int_0^T W_{Rec}(t) dt = 1 :$$

$$\beta_w = \frac{T_{Arb}}{T_{Rec}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T W_{Arb}(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T W_{Rec}(t) dt} = \frac{1}{T} \int_0^T W_{Arb}(t) dt .$$

При выполнении цифровой обработки принятого сигнала коэффициент ослабления весового окна можно представить в виде

$$\beta_w = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} W_{Arb}(n) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{W_{Arb}(n)}{N}, \quad (5.15)$$

где $W_{Arb}(n)$, $n = \overline{0, N-1}$ – дискретные значения весовой функции, у которой максимальное значение не превышает единицы.

Коэффициент β_w удобно использовать при работе с амплитудами сигналов. Однако в соответствии с формулой (5.14) эффективная длительность времени наблюдения связана с другим коэффициентом:

$$\beta_{W^2} = \frac{\int_0^T |W_{Arb}(t)|^2 dt}{\int_0^T |W_{Rec}(t)|^2 dt}, \quad (5.16)$$

который при цифровой обработке сигнала с прямоугольной огибающей с использованием симметричной весовой функции с $W_{Arb}(n)_{\max} = 1$ представляется в виде

$$\beta_{W^2} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |W_{Arb}(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |W_{Rec}(n)|^2} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |W_{Arb}(n)|^2}{N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |W_{Arb}(n)|^2. \quad (5.17)$$

С учетом формулы (5.17) эффективная длительность сигнала после весовой обработки при прямоугольной огибающей входного сигнала описывается выражением

$$T_{H.eff} = T_a \beta_{W^2}, \quad (5.18)$$

где T_a – эффективная длительность принятого сигнала (междупериодной огибающей сигнала, отраженного от точечного отражателя (точечной цели или мешающего отражателя)) на выходе антенной системы.

Ширина главного лепестка спектра сигнала (МО или отраженного от цели) определяется выражением [77]

$$\Delta F_{LC(MO)} = \frac{1}{2\tau_{C(MO)}} + \frac{1}{T_{H.eff}}, \quad (5.19)$$

где $\tau_{C(MO)}$ – время корреляции флуктуаций МО (τ_{MO}) или отраженного сигнала (τ_C).

5.2.4. Анализ составляющих мешающих отражений от подстилающей поверхности при использовании весовой обработки

Рассмотрим результаты моделирования МО для следующих исходных данных:

- шумы отсутствуют;
- частота повторения зондирующих сигналов $F_r = 20$ кГц ;
- длительность принятого сигнала $T_a = 0,1024$ с ;
- корреляционная функция флуктуаций МО – экспоненциально-параболическая, а время корреляции флуктуаций МО изменялось в пределах $\tau_{MO} = 5 \dots 500$ мс . Для удобства анализа МО имели доплеровский сдвиг 3 Гц;
- весовая функция огибающей сигнала – прямоугольная и Хэмминга.

При проведении спектрального анализа МО до взвешивания и после взвешивания использовалось дискретное преобразование Фурье с весовым окном

Хэмминга. Такой вариант спектрального анализа связан с необходимостью исключения влияния уровня боковых лепестков амплитудно-частотной характеристики спектроанализатора на результаты анализа.

На рис. 5.17 представлен спектр МО с прямоугольной огибающей при $\tau_{MO} = 500$ мс, а на рис. 5.18 – спектр МО с аналогичными статистическими характеристиками после взвешивания окном Хэмминга. Для удобства анализа спектр приведен в мелком масштабе для большой полосы частот и крупном масштабе для полосы частот вблизи максимума.

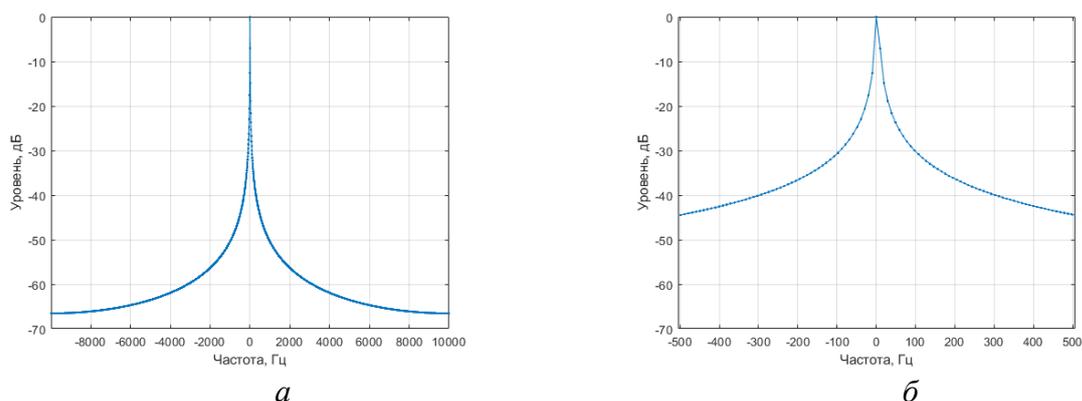


Рис. 5.17. Спектр МО с прямоугольной огибающей при $\tau_{MO} = 500$ мс :
a – в мелком масштабе; *б* – крупном масштабе

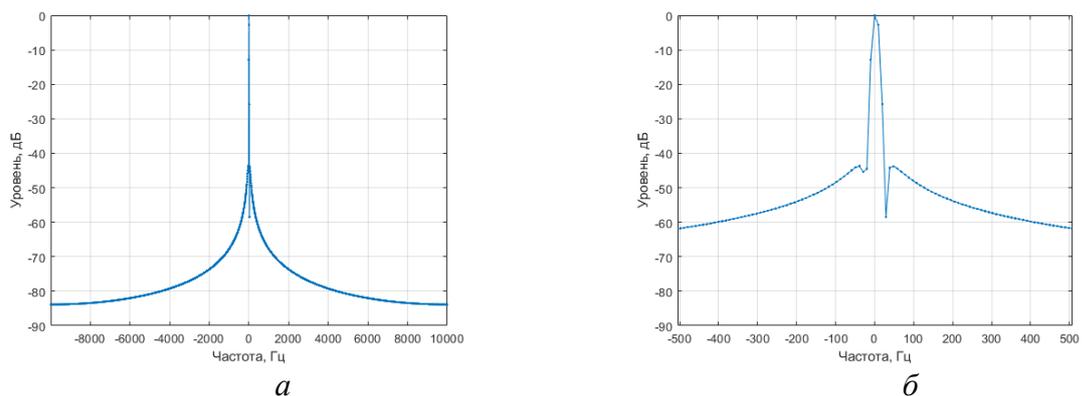


Рис. 5.18. Спектр МО при $\tau_{MO} = 500$ мс и взвешивании окном Хэмминга:
a – в мелком масштабе; *б* – крупном масштабе

На рис. 5.19 представлен спектр МО с прямоугольной огибающей при $\tau_{MO} = 5$ мс, а на рис. 5.20 – спектр МО с аналогичными статистическими характеристиками после взвешивания окном Хэмминга.

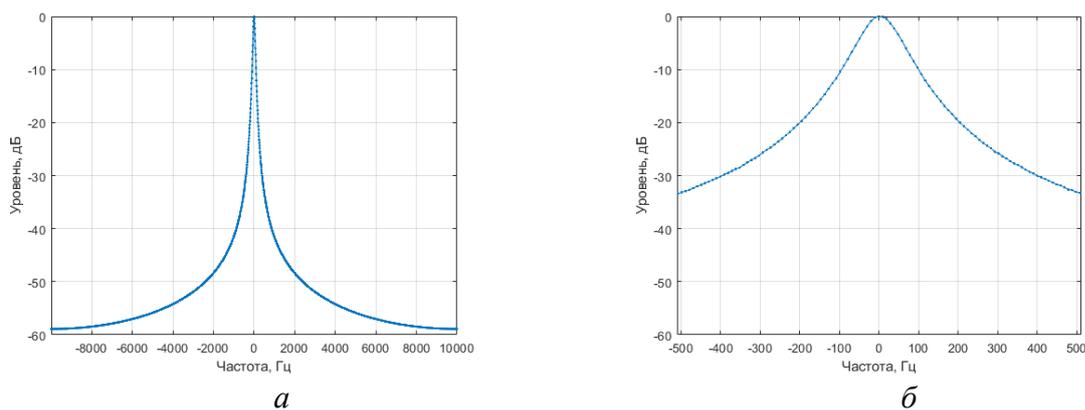


Рис. 5.19. Спектр МО с прямоугольной огибающей при $\tau_{MO} = 5$ мс :

a – в мелком масштабе; *б* – крупном масштабе

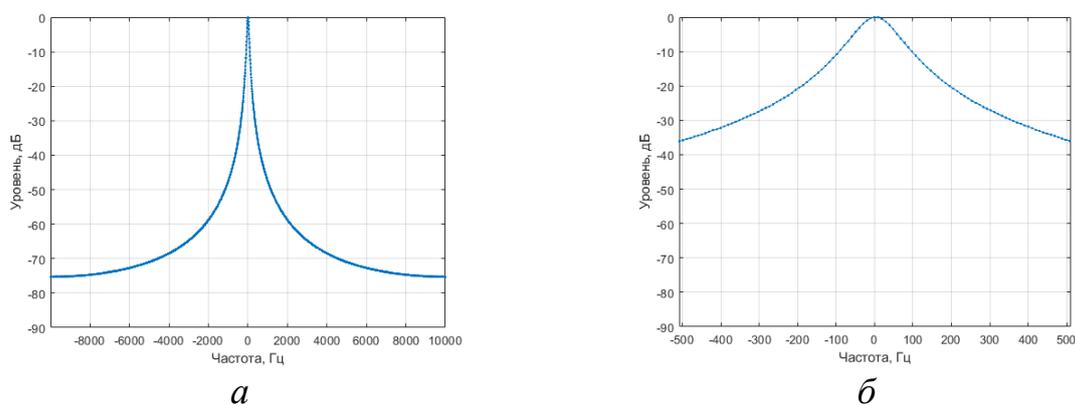


Рис. 5.20. Спектр МО при $\tau_{MO} = 5$ мс и взвешивании окном Хэмминга:

a – в мелком масштабе; *б* – крупном масштабе

В табл. 5.1 представлены уровни боковых лепестков нормированных спектров МО $\sigma_{MO.N}^2(f)$ при прямоугольном весовом окне σ_{Rec}^2 и окне Хэмминга σ_{Ham}^2 , по которым можно оценить влияние времени корреляции флуктуаций МО на уровень боковых лепестков при весовой обработке.

Из табл. 5.1 следует, что если удвоенное время корреляции флуктуаций МО $2\tau_{MO}$ больше T_a , то флуктуации МО не снижают эффективность весовой обработки. Например, при взвешивании входной последовательности МО, имеющей длительность $T_a = 0,1024$ с и $\tau_{MO} = 500$ мс, весовым окном Хэмминга уровень первых боковых лепестков междупериодного спектра МО (см. рис. 5.18) не превысил уровня $-47,9$ дБ при частотной расстройке 100 Гц.

Таблица 5.1

Уровень боковых лепестков спектра мешающих отражений

Уровень бокового лепестка, дБ	Время τ_{MO} корреляции флуктуаций МО, мс				
	500	50	25	10	5
$f = 100$ Гц					
$\sigma_{Rec}^2(f)$	-30,0	-29,6	-27,1	-18,3	-9,7
$\sigma_{Ham}^2(f)$	-47,9	-42,5	-33,5	-19,5	-10,0
$f = 200$ Гц					
$\sigma_{Rec}^2(f)$	-36,4	-36,2	-34,4	-28,3	-19,6
$\sigma_{Ham}^2(f)$	-53,9	-52,1	-46,1	-31,5	-20,4
$f = 300$ Гц					
$\sigma_{Rec}^2(f)$	-40,0	-39,9	-38,2	-33,5	-25,9
$\sigma_{Ham}^2(f)$	-57,4	-56,7	-51,9	-38,7	-27,3
$f = 400$ Гц					
$\sigma_{Rec}^2(f)$	-42,4	-42,3	-40,7	-36,6	-29,9
$\sigma_{Ham}^2(f)$	-59,8	-59,5	-55,7	-43,4	-31,9
$f = 500$ Гц					
$\sigma_{Rec}^2(f)$	-44,3	-44,2	-42,6	-38,8	-33,1
$\sigma_{Ham}^2(f)$	-61,7	-61,6	-58,5	-47,0	-35,6
$f = 10\,000$ Гц					
$\sigma_{Rec}^2(f)$	-66,5	-66,4	-64,9	-61,7	-59,0
$\sigma_{Ham}^2(f)$	-83,9	-83,9	-82,9	-79,6	-75,4

В табл. 5.2 представлены относительные мощности МО, содержащиеся в области главного лепестка между периодного спектра МО

$\sigma_{MO.GI.N}^2(\pm\Delta_F) = \frac{\sigma_{MO.GI}^2(\pm\Delta_F)}{\sigma_{MO}^2}$ в интервале частот $\pm\Delta_F$ относительно частоты

$f = 0$ Гц, которые связаны с относительными мощностями МО в области боковых лепестков в интервалах частот

$\left(-\frac{F_r}{2}; -\frac{F_r}{2} + \Delta_F\right)$ и $\left(\Delta_F; \frac{F_r}{2}\right)$ выражением

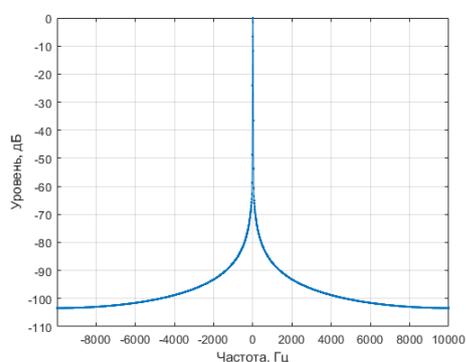
$$\frac{\sigma_{MO.BI}^2}{\sigma_{MO}^2} = \left(1 - \frac{\sigma_{MO.GI}^2(\pm\Delta_F)}{\sigma_{MO}^2}\right), \quad (5.20)$$

причем $\sigma_{MO}^2 = \sigma_{MO.GI}^2(\pm\Delta_F) + \sigma_{MO.BI}^2$.

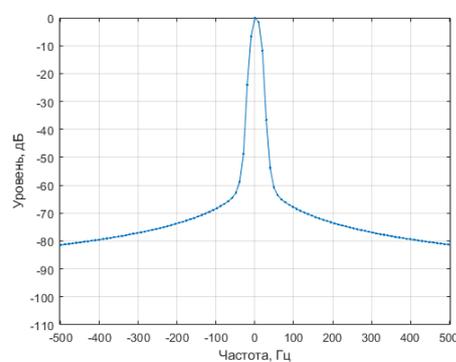
На рис. 5.21 и 5.22 представлены спектры МО при взвешивании временных последовательностей отсчетов МО с $\tau_{MO} = 500$ мс и $\tau_{MO} = 5$ мс двумя окнами Хэмминга.

Относительные мощности $\sigma_{MO.GI.N}^2(\pm\Delta_F)$ МО в области главного лепестка между периодного спектра при $T_a = 0,1024$ с

Параметры МО, вид окна	Интервал суммирования МО в области главного лепестка спектра		
	± 10 Гц	± 20 Гц	± 30 Гц
$\tau_{MO} = 500$ мс, прямоугольное	0,9084	0,9451	0,9608
$\tau_{MO} = 500$ мс, Хэмминга	0,99782	0,99953	0,99955
$\tau_{MO} = 25$ мс, прямоугольное	0,7859	0,9084	0,9490
$\tau_{MO} = 25$ мс, Хэмминга	0,9180	0,9456	0,9787



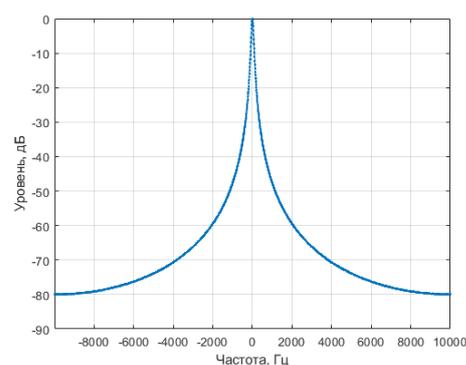
а



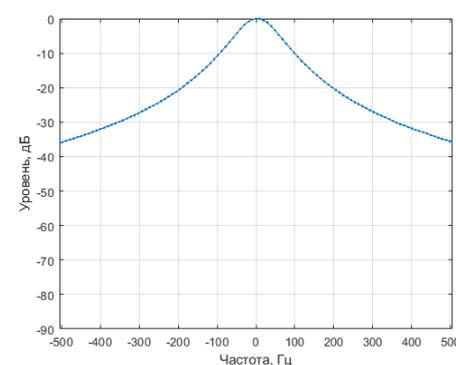
б

Рис. 5.21. Спектр МО при $\tau_{MO} = 500$ мс и взвешивании огибающей двумя окнами Хэмминга:

а – в мелком масштабе; б – крупном масштабе



а



б

Рис. 5.22. Спектр МО при $\tau_{MO} = 5$ мс и взвешивании огибающей двумя окнами Хэмминга:

а – в мелком масштабе; б – крупном масштабе

Сопоставление рис. 5.17, 5.18 и 5.21 показывает, что применение второго окна Хэмминга для взвешивания нефлуктуирующего сигнала приводит к дополнительному снижению боковых лепестков примерно на 20 дБ и расширению главного лепестка спектра.

Сопоставление рис. 5.19, 5.20 и 5.22 приводит к следующим закономерностям:

- эффективность весовой обработки снижается по мере уменьшения времени корреляции флуктуаций МО при фиксированной длительности пачки принятого сигнала;

- в случае, когда удвоенное время корреляции флуктуаций МО в 10 (и более) раз меньше длительности входного сигнала ($2\tau_{MO} \leq 0,1 T_a$), весовая обработка не дает эффективного снижения боковых лепестков МО;

- ширина главного лепестка спектра МО в случае, когда $2\tau_{MO} \leq 0,1 T_a$, практически одинакова на уровне -10 дБ при прямоугольном весовом окне, окне Хэмминга и двойном окне Хэмминга. Это соответствует существующим представлениям [77]: ширина главного лепестка спектра МО $\Delta f_{MO} \cong \frac{1}{T_{H.off}} + \frac{1}{2\tau_{MO}}$ в

случае выполнения условия $2\tau_{MO} \leq 0,1 T_a$ определяется шириной спектра флуктуаций МО, то есть $\Delta f_{MO} \cong \frac{1}{2\tau_{MO}}$.

Основные рекомендации по проектированию устройств КК МО и КН ОС состоят в следующем.

Выражения для отношения сигнал/помеха на выходе устройства КК МО и когерентного междупериодного накопления ОС должны учитывать наличие боковых лепестков в спектре МО и наличие боковых лепестков в амплитудно-частотных характеристиках фильтров когерентного междупериодного накопления.

Весовая функция может вводиться в тракт междупериодного когерентного накопления двумя равноценными путями – взвешиванием временных отсчетов принятого сигнала или отсчетов импульсных характеристик фильтров когерентного накопления. При реализации когерентного накопления происходит одновременное перемножение трех составляющих – временного отсчета сигнала, временного отсчета импульсной характеристики фильтра когерентного накопления и временного отсчета весовой функции. При этом весовая обработка действует одновременно на все гармонические составляющие в этом перемножении:

- по отношению к узкополосным мешающим отражениям весовая обработка снижает боковые лепестки спектра МО, спадающие относительно доплеровской частоты отражений;

- по отношению к фильтрам когерентного накопления весовая обработка снижает боковые лепестки амплитудно-частотных характеристик фильтров, спадающие относительно резонансной частоты каждого фильтра индивидуально.

Флуктуации МО приводят к росту боковых лепестков их междупериодного спектра. Степень роста боковых лепестков определяется соотношением времени корреляции флуктуаций отражений и длительности весовой функции (длительности пачки временных отсчетов принятого сигнала). В случае, когда удвоенное время корреляции флуктуаций МО в 10 (и более) раз меньше длительность пачки входного сигнала (длительности времени наблюдения), весовая обработка не дает эффективного снижения боковых лепестков спектра МО.

5.3. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала

5.3.1. Вводные положения

Данный подраздел написан по материалам источника [37], а его необходимость связана с развитием у разработчика навыков поиска новых решений в обработке сигналов.

Необходимость однозначного измерения дальности удовлетворяется использованием импульсного ЗС с периодом повторения T_r , соответствующим требуемому интервалу однозначного измерения дальности r_{tr} , то есть $T_r \geq 2r_{tr} / c$. Это требование, как правило, входит в противоречие с требованием отсутствия «слепых» скоростей в интервале от минимальной V_{\min} до максимальной V_{\max} скоростей объектов. «Слепые» скорости появляются при работе устройств КК МО и следуют с интервалом $V_{sl} = \frac{\lambda}{2} F_r$.

Для устранения «слепых» скоростей в диапазоне до значения V_{\max} при импульсном ЗС используют переменный период повторения зондирующих импульсов (например, T_{r1} и T_{r2} ; T_{r1} , T_{r2} и T_{r3} и т. д.) [22; 77; 86]. При использовании двух периодов повторения интервал $\Delta T_r = T_{r2} - T_{r1}$ выбирается исходя из требования $\Delta T_r \leq \frac{\lambda}{2V_{\max}}$. Если это условие выполняется, то устройство КК МО будет иметь такую амплитудно-скоростную характеристику [77], для которой первая «слепая» скорость будет равна $V_{sl.1} = \frac{\lambda}{2\Delta T_r}$.

Окончание когерентной обработки на этапе КК МО было принято в 60–70-х годах прошлого века, так как в это время отсутствовали дешевые и малогабаритные аппаратно-программные средства, обеспечивающие междупериодное когерентное накопление (МПКН) в наборе элементов разрешения по дальности с образованием матрицы «дальность – скорость». Кроме того, МПКН при некогерентном передатчике с фазированием когерентного гетеродина считалось нелогичным. В конце 90-х прошлого века осмыслена логичность когерентного накопления при некогерентном передатчике, а в последующие десятилетия появились требуемые программно-аппаратные средства. Поэтому существует реальная возможность модернизации имеющихся радиолокационных станций старого парка с целью повышения их помехозащищенности.

В связи с этим целесообразны разработка и использование алгоритмов МПКН при переменном периоде повторения ЗС, а также поиск вариантов алгоритмов, требующих минимального количества вычислительных процедур и оперативной памяти.

Важно отметить, что в процессе обзора по дальности устройство МПКН в импульсных РЛС может использоваться как совместно с устройством когерентной компенсации мешающих отражений в интервалах радиальной дальности с МО, так и без него (устройство КК МО выключается) в остальных интервалах, где МО отсутствуют. В последнем случае это позволит избежать потерь в мощности отраженного сигнала в соответствии с амплитудно-скоростной характеристикой устройства когерентной компенсации мешающих отражений.

5.3.2. Междупериодное когерентное накопление при постоянном периоде повторения зондирующего сигнала

Алгоритм МПКН в одном элементе разрешения по дальности (для заданного времени запаздывания t_z) соответствует алгоритму прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + nT_r) \exp(-i2\pi f_g nT_r), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}, \quad (5.21)$$

где $U_{ps}(t_z + nT_r)$ – временной отсчет принятого сигнала в n -м периоде повторения ЗС для элемента дальности с задержкой t_z ; f_g – резонансная частота g -го цифрового фильтра, на выходе которого формируется комплексная амплитуда ξ_g накопленного сигнала; N_{FT} – количество периодов зондирования в интервале когерентного накопления $T_{KN} = N_{FT}T_r$.

В общем случае количество фильтров N_{FT} и интервал их расстановки могут быть произвольными. Если принять $f_g = \frac{F_r}{N_{FT}}g$, $g = \overline{0, N_{FT}-1}$, то выражение (5.21) преобразуется к простому виду

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + nT_r) \exp\left(-i2\pi \frac{ng}{N_{FT}}\right), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1},$$

а при количестве фильтров N_{FT} , равном числу 2^k (k – целое число), может быть использовано быстрое преобразование Фурье (БПФ).

5.3.3. Междупериодное когерентное накопление при двух чередующихся периодах повторения зондирующего сигнала

В этом случае зондирующий сигнал представляет собой когерентную последовательность одиночных зондирующих радиоимпульсов, следующих с чередующимися периодами повторения T_{r1} и T_{r2} вида

$u_N(t) = E_0 \sum_{n=0}^{N_{ZS}-1} U_0(t-t_n) \exp(i2\pi f_0 t)$, где E_0 , f_0 – амплитуда и несущая частота ЗС; $U_0(t)$ – комплексный закон модуляции одиночного ЗС; t_n – время задержки из-

лучения n -го зондирующего импульса, которое определяется как $t_n = \sum_{j=0}^n T_{r,j}$, где $T_{r,j}$ – интервал времени между j -м и $(j-1)$ -м зондирующими импульсами (период повторения j -го зондирующего импульса), однако при $j=0$ значение $T_{r,j} = 0$.

Для определенности знаков компенсации фазы полагаем, что $T_{r2} > T_{r1}$.

Наиболее простой, но неэкономичный в вычислительном плане, вариант (вариант 1) МПКН в g -м фильтре имеет вид

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + t_n) \exp(-i2\pi f_g t_n), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}. \quad (5.22)$$

Рациональным вариантом расстановки узкополосных фильтров когерентного накопления является интервал, близкий к ширине зубца междупериодного спектра сигнала:

$$\Delta F_{II} = 1 / T_{KN}, \quad (5.23)$$

где $T_{KN} = \sum_{j=0}^{N_{FT}-1} T_{r,j}$ – длительность интервала когерентного накопления.

С учетом этого выражение (5.22) преобразуется к виду

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + t_n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g t_n), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}. \quad (5.24)$$

Интервал обзора по частоте в данном случае описывается выражением

$$F_{obz} = \Delta F_{II} N_{FT}. \quad (5.25)$$

С учетом (5.23) и значения $T_{KN} = \sum_{j=0}^{N_{FT}-1} T_{r,j}$ выражение (5.25) преобразуется

к виду

$$F_{obz} = \frac{N_{FT}}{T_{KN}} = \frac{1}{T_{KN} / N_{FT}} = \frac{1}{T_{r,mid}}, \quad (5.26)$$

где $T_{r,mid} = \frac{T_{KN}}{N_{FT}} \cong \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$ – среднее значение периода повторения ЗС. Степень

приближения $T_{r,mid} = \frac{T_{KN}}{N_{FT}}$ к величине $\frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$ в произвольном случае увеличивается по мере увеличения N_{FT} и является абсолютно точным при значениях N_{FT} , кратных числу 2.

Основной сложностью в практическом использовании (5.24) является необходимость хранения с точностью, исключающей критическое накопление ошибки, значений задержек зондирующих сигналов $t_n, n = \overline{0, N_{FT} - 1}$.

Существенное упрощение достигается при КН с использованием двух когерентных сумм четных и нечетных временных отсчетов сигналов, следующих через два периода повторения (вариант 2), с использованием фильтров когерентного накопления, для которых интервал расстановки фильтров, их количество и интервал обзора по частоте описываются выражениями (5.23), (5.25), (5.26). Затем две полученные суммы когерентно складываются.

Четные и нечетные временные отсчеты в последовательности из отсчетов определяются следующим образом:

- четные отсчеты в последовательности

$$U_1(n) = U_{ps}(t_z + t_{2n}), \quad n = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1};$$

- нечетные отсчеты в последовательности

$$U_2(n) = U_{ps}(t_z + t_{2n+1}), \quad n = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}.$$

В варианте 2 алгоритмы когерентного накопления (при условии, что N_{FT} является четным числом) имеют вид:

- для четных отсчетов сигнала в последовательности из N_{FT} отсчетов формируется первая сумма

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_1(n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g (T_{r-1} + T_{r-2})n), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1},$$

которая с учетом (5.23) преобразуется к виду

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_1(n) \exp\left(-i2\pi \frac{2n}{N_{FT}} g\right), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}; \quad (5.27)$$

- для нечетных отсчетов сигнала в последовательности из N_{FT} отсчетов формируется вторая сумма

$$\begin{aligned} \xi_2(g) &= \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_2(n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g (T_{r-1} + T_{r-2})n) = \\ &= \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_2(n) \exp\left(-i2\pi \frac{2n}{N_{FT}} g\right), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Комплексные амплитуды $\xi_1(g)$ и $\xi_2(g)$ принадлежат одному и тому же g -му фильтру ДПФ (или БПФ), а их взаимный сдвиг по фазе $\Delta\varphi_{1-2}(g)$ определяется временем задержки нечетной последовательности отсчетов относительно четной, который равен T_{r1} .

С учетом этого

$$\Delta\varphi_{1-2}(g) = 2\pi f_g T_{r,1} = 2\pi \Delta F_{II} g T_{r,1} = 2\pi \frac{g T_{r1}}{N_{FT} T_{r,mid}} = 2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}}.$$

Итоговой процедурой варианта 2 когерентного накопления сигнала для каждого элемента дальности, характеризующегося задержкой t_z , является формирование суммы:

$$\xi(g) = \xi_1(g) + \xi_2(g) \exp(-i\Delta\varphi_{1-2}(g)), \quad g = 0, \overline{N_{FT} - 1}.$$

При этом обзор по частоте выполняется в интервале $[0, F_{obz}]$, причем F_{obz} описывается выражением (5.26). Заметим, что число формируемых сумм как (5.27), так и (5.28) равно N_{FT} . Однако использование БПФ в данном варианте проблематично или нерационально (дополнение нулями), так как число слагаемых $\frac{N_{FT}}{2}$ в суммах не соответствует числу N_{FT} фильтров.

Развитием варианта 2 является вариант 3, который является более простым благодаря уменьшению числа точек БПФ в два раза, но при этом сохраняет разрешающую способность и интервал однозначности по частоте. В варианте 3, в основе которого лежит ДПФ с прореживанием во времени при постоянном периоде дискретизации [76], алгоритм когерентного накопления включает следующие процедуры:

▪ для последовательности $U_1(n)$, состоящей из $\frac{N_{FT}}{2}$ четных отсчетов, выполняется ДПФ (БПФ) с числом точек $\frac{N_{FT}}{2}$ вида

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_1(n) \exp\left(-i2\pi \frac{n}{N_{FT}/2} g\right), \quad g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}; \quad (5.29)$$

▪ для последовательности $U_2(n)$, состоящей из $\frac{N_{FT}}{2}$ нечетных отсчетов, выполняется ДПФ (БПФ) с числом точек $\frac{N_{FT}}{2}$ вида

$$\xi_2(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_2(n) \exp\left(-i2\pi \frac{n}{N_{FT}/2} g\right), \quad g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}; \quad (5.30)$$

▪ выполняется дублирование спектров (5.29) и (5.30), полученных в интервале частот $[0; F_{obz} / 2]$, в интервале $[0; F_{obz}]$:

$$\xi_{DD1}(g) = \begin{cases} \xi_1(g) & \text{для } g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ \xi_1\left(g - \frac{N_{FT}}{2}\right) & \text{для } g = \frac{N_{FT}}{2}, \overline{N_{FT} - 1}; \end{cases}$$

$$\xi_{DD2}(g) = \begin{cases} \xi_2(g) & \text{для } g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ -\xi_2\left(g - \frac{N_{FT}}{2}\right) & \text{для } g = \frac{N_{FT}}{2}, \overline{N_{FT} - 1}; \end{cases}$$

■ выполняется итоговая процедура объединения путем формирования сумм:

$$\xi(g) = \xi_{DD1}(g) + \xi_{DD2}(g) \exp(-i\Delta\varphi_{1-2}(g)), \quad g = 0, \overline{N_{FT} - 1}, \quad (5.31)$$

где фазовый сдвиг $\Delta\varphi_{1-2}(g)$ определяется частотой g -го фильтра и задержкой T_{r1} второй последовательности относительно первой:

$$\Delta\varphi_{1-2}(g) = \begin{cases} 2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}} & \text{для } g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ 2\pi \frac{g - \frac{N_{FT}}{2}}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}} & \text{для } g = \frac{N_{FT}}{2}, \overline{N_{FT} - 1}. \end{cases}$$

5.3.4. Междупериодное когерентное накопление сигнала и реализация однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при двух чередующихся периодах повторения зондирующего сигнала

В РЛС, разработанных в 50-х годах прошлого столетия, сигналы междупериодных разностей, принадлежащих одному элементу разрешения по дальности и сформированных на выходе устройства ККМО, следуют [22] с постоянным периодом повторения $T_{r.mid} = \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$. Междупериодные разности описываются выражением

$$U_{\Delta}(t_z, n) = U_{ps}(t_z + t_n) - U_{ps}(t_z + t_{n-1}), \quad n = 0, \overline{N_{FT} - 1}, \quad (5.32)$$

причем используемые в формуле (5.32) значения $U_{ps}(t_z + t_{-1}) = 0$ и $U_{ps}(t_z + t_{N_{FT}}) = 0$.

Целесообразно и рационально в спектральной области одновременно выполнить две процедуры: когерентное накопление принятого сигнала и когерентную компенсацию МО.

Когерентное накопление $U_{\Delta}(t_z, n)$, $n = 0, \overline{N_{FT} - 1}$ представляет собой формирование дискретного спектра путем ДПФ или БПФ. При разработке алгоритма целесообразно воспользоваться свойством сигнала [25], задержанного во времени. В соответствии с этим свойством прямое преобразование Фурье от разности сигнала и его копии, смещенной во времени на t_0 , представляется в виде

$$\int_{-\infty}^{\infty} (U_s(t) - U_s(t - t_0)) \exp(-i\omega t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_s(t) \exp(-i\omega t) dt - \exp(-i\omega t_0) \int_{-\infty}^{\infty} U_s(x) \exp(-i\omega x) dx = G_s(\omega) - \exp(-i\omega t_0) G_s(\omega).$$

С учетом этого прямое ДПФ от разности (5.32) имеет вид

$$\xi_{\Delta}(g) = \xi(g) - \xi(g) \exp\left(-i2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r.1}}{T_{r.1} + T_{r.2}}\right), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (5.33)$$

где комплексные амплитуды $\xi(g)$, $g = \overline{0, N_{FT} - 1}$ наиболее рационально с точки зрения простоты вычислений описать выражением (5.31).

В итоге выражения (5.31) и (5.33) описывают алгоритм одновременной реализации в спектральной области МПКН принятого сигнала и однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения ЗС. Этот алгоритм использует прореживание по времени в процессе формирования четной и нечетной последовательностей принятых сигналов с удвоенным средним периодом, что обеспечивает существенное сокращение вычислительных процедур.

Сопоставление описанных алгоритмов выполняется на основе моделирования.

5.3.5. Анализ результатов моделирования

Общие исходные данные для моделирования:

- периоды повторения зондирующих сигналов $T_{r1} = 265$ мкс (величина $\frac{1}{T_{r1}} = 3773,585$ Гц) и $T_{r2} = 280$ мкс (величина $\frac{1}{T_{r2}} = 3571,429$ Гц);

- количество периодов повторения, укладываемых в интервале МПКН, принято равным $N_{FT} = 256$. Соответственно, интервал МПКН $T_{KN} = 128(T_{r1} + T_{r2}) = 69,76$ мс;

- принятый сигнал является совокупностью отсчетов сигнала $U(t) = \exp(-i2\pi f_{ds} t)$ в моменты времени $t_n = \sum_{j=0}^n T_{r.j}$, $n = \overline{0, N_{FT} - 1}$. Переменная

f_{ds} является доплеровской частотой.

Моделирование обработки по описанным выше вариантам алгоритмов показало, что результаты, получаемые с использованием вариантов 1 и 2, являются абсолютно одинаковыми, а вариант 3 дает схожие результаты. Поэтому далее рассмотрим лишь наиболее важные особенности, порождаемые переменным периодом повторения.

На рис. 5.23 представлены амплитудно-частотные спектры (АЧС) нефлуктуирующего сигнала с амплитудой $A_0 = 1$ о.е., где о.е. – относительная единица,

при $f_{ds} = 0$ и $f_{ds} = 500$ Гц. Однозначный спектральный анализ комплексного сигнала выполняется в частотном диапазоне $F_{obz} = \frac{1}{T_{r.mid}} = \frac{2}{T_{r1} + T_{r2}}$. Для рассматриваемых условий моделирования $F_{obz} = 3669,72477$ Гц. Первая «слепая» скорость при переменном периоде повторения находится в области доплеровской частоты $f_{ds.sl.1} \cong \frac{1}{\Delta T_r}$ и для рассматриваемых алгоритмов точно равна $f_{ds.sl.1} = 18,5 F_{obz}$ (рис. 5.25). В спектре сигнала имеется две спектральные составляющие – основная ξ_{osn} и дополнительная ξ_{dop} . Соотношение уровней основной и дополнительной составляющих зависит от соотношения величин F_{obz} и f_{ds} .

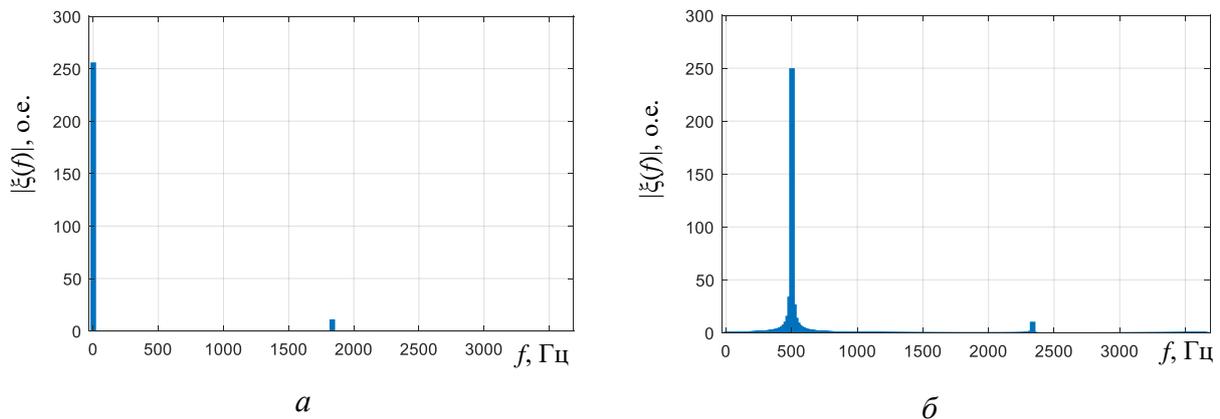


Рис. 5.23. АЧС принятого сигнала:
 а – при $f_{ds} = 0$; б – при $f_{ds} = 500$ Гц

На рис. 5.24 представлены АЧС сигналов до когерентной компенсации МО (результат работы алгоритма (5.31)) и после когерентной компенсации МО (результат работы алгоритма (5.33)) для случая, когда принятый сигнал содержит мешающие отражения с амплитудой $A_{0.1} = 10$ о.е. (без флуктуаций с $f_{ds} = 0$) и полезный отраженный сигнал с амплитудой $A_{0.2} = 1$ о.е. и частотой $f_{ds} = 500$ Гц.

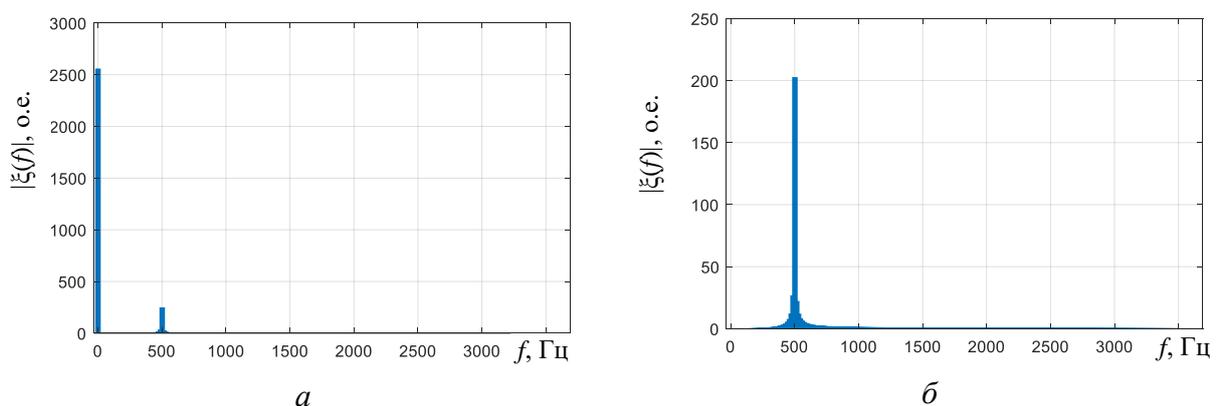


Рис. 5.24. АЧС суммы мешающих отражений с $f_{ds} = 0$ и отраженного сигнала с $f_{ds} = 500$ Гц:
 а – до ККМО; б – после ККМО

Видно, что КК МО и когерентное накопление успешно реализуется на основе алгоритмов (5.31) и (5.33). Эффективность КК МО для случая отсутствия флуктуаций является идеальной – МО компенсируются полностью.

На рис. 5.25 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $|K_I(f) \times K_{II}(f)|$ последовательно включенных устройств КК МО с АЧХ $|K_I(f)|$ и МПКН с АЧХ $|K_{II}(f)|$, реализованных на основе алгоритмов (5.31) и (5.33).

АЧХ получена с использованием суммы $\sqrt{|\xi_{осн}|^2 + |\xi_{доп}|^2}$ основной и дополнительной составляющих. Этой АЧХ соответствует амплитудно-скоростная характеристика устройства КК МО.

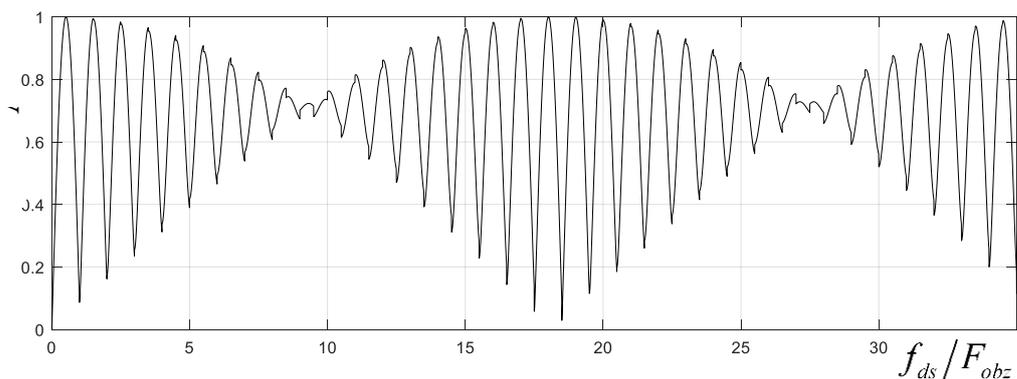


Рис. 5.25. АЧХ последовательно включенных устройств ККМО и МПКН, реализованных на основе алгоритмов (5.31) и (5.33)

В заключение необходимо отметить следующее.

Приведенные алгоритмы МПКН обеспечивают полноценное когерентное накопление принятого сигнала в интервале обзора по доплеровской частоте, равном среднему значению частоты повторения.

Алгоритм МПКН в варианте 3 обеспечивает переход к сокращению вычислительных процедур благодаря переходу от последовательности с переменным периодом повторения к двум последовательностям с постоянным периодом повторения со взаимным смещением во времени на величину, равную первому периоду повторения. Такой переход обеспечивает максимально полное использование преимуществ алгоритмов с прореживанием по времени.

Выражения (5.31) и (5.33) описывают алгоритм одновременной реализации в спектральной области междупериодного КН ОС и однократной череспериодной компенсации МО при переменном периоде повторения ЗС. Этот алгоритм также использует прореживание по времени, что обеспечивает существенное сокращение вычислительных процедур. Алгоритм КК МО (5.33) в сочетании с (5.31) обеспечивает устранение эффекта «кромки» при компенсации МО, возникающего в традиционном устройстве ЧПВ из-за невозможности обеспечить попарное вычитание для первого и последнего импульсов в пачке принятого сигнала с мешающими отражениями.

Приведенные в настоящем подразделе алгоритмы КН ОС и КК МО при переменном периоде повторения позволяют реализовать междупериодную обработку принятого сигнала в импульсной РЛС с переменным периодом повторения в полном объеме и в рамках единого алгоритма.

5.4. Методика и примеры экспериментальных исследований эффективной отражающей поверхности легкомоторных летательных аппаратов в сантиметровом диапазоне

5.4.1. Вводные положения

В подразделе на основе источника [41] приводится пример организации и проведения радиолокационных измерений эффективной отражающей поверхности легкомоторных самолетов и вертолетов при отсутствии безэховой камеры. Эти результаты являются минимально необходимыми для проведения испытаний РЛС обнаружения и точного сопровождения воздушных объектов.

Для экспериментального определения возможностей любой радиолокационной станции по обнаружению малоскоростных целей на малых и предельно малых высотах необходимо иметь экспериментально подтвержденные оценки эффективной отражающей поверхности легкомоторных летательных аппаратов, которые могут быть использованы для исследований. Оценки ЭОП легкомоторных ЛА минимально необходимо получить в передней полусфере при ракурсах наблюдения по азимуту и углу места, близких к нулю (ЛА летит точно на РЛС).

В Республике Беларусь для тестирования РЛС можно использовать имеющиеся самолеты Ан-2 и Як-52, а также вертолет Ми-2.

5.4.2. Метод измерения и условия оценки эффективной отражающей поверхности

Для получения оценок ЭОП рационально использовать метод сопоставления мощностей сигналов, отраженных от последовательно располагаемых в установленных точках (одинаковых или лежащих на одной линии) реального летательного аппарата и калибровочного отражателя, ЭОП которого известна. Этот метод упоминается в источнике [86] как наиболее распространенный.

В качестве радиолокационного измерителя может быть использован малогабаритный экспериментальный исследовательский комплекс (ЭИК), в состав которого входят приемо-передающий модуль, устанавливаемый на треноге, звуковая карта преобразования и ноутбук, выполняющий роль регистратора (рис. 5.26). Этот комплекс построен на принципах измерительной установки с использованием эффекта Доплера, описанной в источнике [72] известными специалистами в области исследования характеристик рассеяния Е. Н. Майзельсом и В. А. Торговановым.

В ЭИК используются две круговые поляризации, ортогональные на излучение и прием, что позволяет снизить интерференционное влияние Земли. Зондирующий сигнал является монохроматическим с несущей частотой $f_0 = 24$ ГГц

(длина волны $\lambda = 0,0125$ м). Ширина диаграммы направленности антенны ЭИК $\Delta\theta \cong 12^\circ$. Высота установки центра антенны относительно уровня земли составляет 1,55 м. Принятый сигнал на входе звуковой карты представляется двумя квадратурными составляющими на видеочастоте, которые преобразовываются в цифровой вид с частотой дискретизации $f_{dis} = 48,0$ кГц.

В качестве калибровочного отражателя (КО) целесообразно использовать шар с металлической (проводящей) поверхностью (рис. 5.27).



Рис. 5.26. Внешний вид ЭИК



Рис. 5.27. Вид калибровочного шара

ЭОП шара не изменяется при изменениях ракурса наблюдения в ходе перемещения шара. Если диаметр шара $d_{ш}$ значительно больше длины волны λ , то ЭОП шара описывается выражением [72]

$$\sigma_{кш} = \frac{\pi d_{ш}^2}{4}. \quad (5.34)$$

В рассматриваемых экспериментальных исследованиях использован шар диаметром $d_{ш} = 0,38$ м, для которого в рассматриваемом частотном диапазоне ЭОП имела значение $\sigma_{кш} = 0,113$ м².

В ЭИК выделение сигналов, отраженных от ЛА или КО, на фоне помеховых отражений от поверхности Земли основано на спектральной селекции с использованием доплеровского смещения частоты, создаваемого перемещением ЛА или КО. Для реализации этого принятый сигнала когерентно накапливался путем БПФ.

Исследования проведены в сухую погоду на практически ровной грунтовой поверхности аэродрома, покрытой зеленой (с хорошей проводимостью) травой. Наличие травы также позволило снизить зеркальные отражения от поверхности Земли и, соответственно, ее интерференционное влияние. Линии перемещения ЛА и КО совпадали. Для обеспечения высокого отношения сигнал/помеха при исследовании КО, имевшего сравнительно небольшую ЭОП, дистанция его перемещения выбрана ближе к ЭИК. Типовые схемы перемещения КО и ЛА

представлены на рис. 5.28 и 5.29, где введены следующие обозначения: $R_{K.S}$, $R_{K.F}$ – расстояния до дальней и ближней границ интервала регистрации сигнала, отраженного от КО; V_K – скорость перемещения КО; $R_{A.S}$, $R_{A.F}$ – расстояния до дальней и ближней границ интервала регистрации сигнала, отраженного от ЛА; V_A – скорость перемещения ЛА; $r(n)$ – текущее расстояние до ЛА (КО) в n -й момент времени.

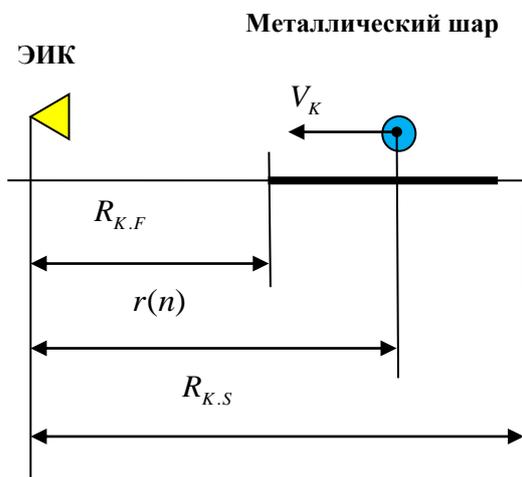


Рис. 5.28. Схема перемещения КО

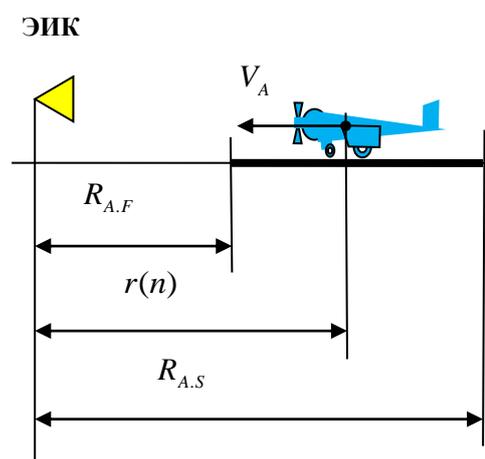


Рис. 5.29. Схема перемещения ЛА

Заметим, что интервалы дальностей $[R_{K.F}; R_{K.S}]$ и $[R_{A.F}; R_{A.S}]$ должны обеспечивать высокое отношение сигнал/помеха (не менее 20 дБ) после когерентного накопления, исключаяющее существенное влияние помех на ошибку в оценке мощности отраженного сигнала.

Металлический шар, подвешенный в воздухе, равномерно перемещался с помощью веревки человеком (см. рис. 5.27), двигавшимся по линии, перпендикулярной линии перемещения шара. Это обеспечило практически нулевое значение доплеровской частоты отраженного от человека сигнала и исключило его влияние на оценку мощности сигнала от КО.

В ходе исследований ЛА перемещались следующим образом:

- вертолет перемещался в воздухе на высоте 2...4 м от поверхности Земли;
- легкомоторные самолеты – по поверхности Земли (тягой винтов).

5.4.3. Методика оценки эффективной отражающей поверхности легкомоторного летательного аппарата

Методика оценки ЭОП легкомоторного ЛА включает следующие этапы:

- этап 1 – оценка мощности сигнала, отраженного от КО, для опорной дальности $r_{op.K}$;
- этап 2 – оценка мощности сигнала, отраженного от ЛА, для опорной дальности $r_{op.A}$;

- этап 3 – вычисление оценки $\overline{\sigma_A}$ ЭОП легкомоторного ЛА.

На этапе 1 для получения оценки мощности сигнала от КО, приведенной к опорной дальности $r_{op.K}$, выполняются следующие операции:

Э1.1 – регистрация принятого сигнала в ЭИК при облучении КО.

Э1.2 – выделение полезного сигнала от движущегося КО путем когерентного накопления принятого сигнала в виде прямого быстрого преобразования Фурье (БПФ) от временной реализации с числом точек $N_{FFT} = 4096$. БПФ выполняется для N_{KN} интервалов когерентного накопления, причем длительность каждого интервала составляет $T_{KN} = N_{FFT} T_{dis} = 85,33$ мс. Такая малая длительность практически исключает влияние нестабильностей скорости перемещения КО. Интервал следования пачек когерентного накопления равен $T_{P.KN} = 100$ мс, а перекрытие между интервалами когерентного накопления отсутствует.

Э1.3 – после каждого n -го интервала когерентного накопления ($n = \overline{1, N_{KN}}$, где N_{KN} – число интервалов когерентного накопления) выполняется поиск фильтра БПФ с отраженным от калибровочного шара сигналом и формирование оценок его мощности $\sigma_K^2(r(n))$, $n = \overline{1, N_{KN}}$, где $r(n)$ – дальность до шара в n -м интервале когерентного накопления. Для этого после окончания n -го интервала когерентного накопления осуществляется выбор комплексной амплитуды спектральной составляющей $\xi_{P.K}(n) = \xi_{P.K}(r(n))$, соответствующей отражениям от шара, и формирование квадрата модуля $|\xi_{P.K}(r(n))|^2 = 2\sigma_K^2(r(n))$. Одновременно с выбором амплитуды $\xi_{P.K}(n)$ регистрируется соответствующее значение доплеровской частоты $f_{ds}(n)$ (резонансной частоты соответствующего фильтра БПФ).

Э1.4 – пересчет оценок $\sigma_K^2(r(n))$, $n = \overline{1, N_{KN}}$ к опорной дальности $r_{op.K}$. Для этого в каждом n -м интервале когерентного накопления с использованием доплеровских смещений частоты $f_{ds}(g)$, $g = \overline{1, n}$ с высокой точностью вычисляется радиальная дальность $r(n)$ до приближающегося к ЭИК шара в соответствии с выражением

$$r(n) = R_{K.S} - \sum_{g=1}^n \frac{f_{ds}(g)\lambda}{2} T_{P.KN}. \quad (5.35)$$

Затем выполняется пересчет мощности отраженного сигнала $\sigma_K^2(r(n))$ к опорной дальности $r_{op.K}$:

$$\sigma_{r_{op.K}}^2(n) = \sigma_K^2(r(n)) \left(\frac{r(n)}{r_{op.K}} \right)^4, \quad n = \overline{1, N_{KN}}; \quad (5.36)$$

Э1.5 – получение среднего значения мощности сигнала $\overline{\sigma_K^2(r_{op.K})}$, отраженного от КО, для опорной дальности $r_{op.K}$ в соответствии с выражением

$$\overline{\sigma_K^2(r_{op.K})} = \frac{1}{N_{KN}} \sum_{n=1}^{N_{KN}} \sigma_{r_{op.K}}^2(n). \quad (5.37)$$

На этапе 2 для получения оценки мощности сигнала от ЛА, приведенной к опорной дальности $r_{op.A}$, выполняются следующие операции:

Э2.1 – регистрация принятого сигнала при облучении ЛА.

Э2.2 – выделение полезного сигнала, отраженного от движущегося ЛА, путем когерентного накопления в виде прямого БПФ. Параметры БПФ аналогичны параметрам на этапе Э1.2.

Э2.3 – после каждого интервала когерентного накопления выполняется поиск фильтра БПФ с комплексной амплитудой спектральной составляющей $\xi_{P.A}(n) = \xi_{P.A}(r(n))$ сигнала, отраженного от ЛА, и формирование оценок мощности $\sigma_A^2(r(n)) = \frac{|\xi_{P.A}(r(n))|^2}{2}$, $n = \overline{1, N_{KN}}$. Одновременно с выбором комплексной амплитуды $\xi_{P.A}(n)$ регистрируется соответствующее значение доплеровской частоты $f_{ds}(n)$.

Э2.4 – пересчет оценок $\sigma_A^2(r(n))$, $n = \overline{1, N_{KN}}$ к опорной дальности $r_{op.A}$. Для этого в каждом n -м интервале вычисляется дальность до передней части корпуса ЛА:

$$r(n) = R_{A.S} - \sum_{g=1}^n \frac{f_{ds}(g)\lambda}{2} T_{P.KN}. \quad (5.38)$$

Пересчет мощности отраженного сигнала $\sigma_A^2(r(n))$, $n = \overline{1, N_{KN}}$ к опорной дальности $r_{op.A}$ выполняется с использованием выражения

$$\sigma_{r_{op.A}}^2(n) = \sigma_A^2(r(n)) \left(\frac{r(n)}{r_{op.A}} \right)^4, \quad n = \overline{1, N_{KN}}. \quad (5.39)$$

Э2.5 – получение среднего значения мощности сигнала $\overline{\sigma_A^2(r_{op.A})}$, отраженного от ЛА, для опорной дальности $r_{op.A}$ выполняется в соответствии с выражением

$$\overline{\sigma_A^2(r_{op.A})} = \frac{1}{N_{KN}} \sum_{n=1}^{N_{KN}} \sigma_{r_{op.A}}^2(n). \quad (5.40)$$

На этапе 3 вычисление оценки эффективной отражающей поверхности ЛА $\overline{\sigma_A}$ выполняется в соответствии с выражением

$$\overline{\sigma_A} = \sigma_{\text{КШ}} \frac{\overline{\sigma_A^2(r_{op.A})}}{\overline{\sigma_K^2(r_{op.K})}} \left(\frac{r_{op.A}}{r_{op.K}} \right)^4, \quad (5.41)$$

где $\sigma_{\text{КШ}}$ – эффективная отражающая поверхность КО.

5.4.4. Оценка интерференционного влияния Земли на измерения эффективной отражающей поверхности

Интерференционное влияние Земли может учитываться в следующем виде:

▪ мощность сигнала, отраженного от ЛА, в каждом n -м интервале когерентного накопления представляется произведением

$$\sigma_A^2(r(n)) = \sigma_{A.Pr}^2(r(n)) F_Z^4(r(n), h), \quad n = \overline{1, N_{KN}},$$

где $\sigma_{A.Pr}^2(r(n))$ – мощность сигнала, отраженного от ЛА с дальности $r(n)$, без наличия влияния Земли; $F_Z(r(n), h)$ – значение интерференционного множителя Земли для ЛА на дальности $r(n)$ при высоте h ;

▪ мощность сигнала, отраженного от калибровочного шара, также может быть представлена в виде произведения

$$\sigma_K^2(r(n)) = \sigma_{K.Pr}^2(r(n)) F_Z^4(r(n), h), \quad n = \overline{1, N_{KN}},$$

где $\sigma_{K.Pr}^2(r(n))$ – мощность сигнала, отраженного от калибровочного шара с дальности $r(n)$, без наличия влияния Земли.

Так как калибровочный шар и ЛА перемещаются по практически одинаковым траекториям, то интерференционное влияние Земли на точность оценки ЭОП в предложенной методике практически исключается. Это связано с тем, что оценка ЭОП получается с использованием отношения мощностей сигналов, отраженных от движущихся по одинаковым траекториям летательного аппарата и калибровочного шара:

$$\frac{\sigma_A^2(r(n))}{\sigma_K^2(r(n))} = \frac{\sigma_{A.Pr}^2(r(n)) F_Z^4(r(n), h)}{\sigma_{K.Pr}^2(r(n)) F_Z^4(r(n), h)} \cong \frac{\sigma_{A.Pr}^2(r(n))}{\sigma_{K.Pr}^2(r(n))}, \quad n = \overline{1, N_{KN}}. \quad (5.42)$$

Аналогичное соотношение будет и для усредненных величин, пересчитанных к опорной дальности r_{op} :

$$\frac{\overline{\sigma_A^2(r_{op})}}{\overline{\sigma_K^2(r_{op})}} \cong \frac{\overline{\sigma_{A.Pr}^2(r_{op})}}{\overline{\sigma_{K.Pr}^2(r_{op})}}. \quad (5.43)$$

Знак «примерно равно» связан с неточностями повторения траектории, а также с распределенностью ЛА в пространстве по сравнению с компактным калибровочным шаром.

Заметим, что занижение оценки ЭОП ЛА (например, Ан-2) с большими геометрическими размерами может возникнуть при выходе его частей за пределы диаграммы направленности ЭИК в ходе перемещения.

5.4.5. Результаты экспериментальных исследований эффективной отражающей поверхности легкомоторных летательных аппаратов

Результаты экспериментальных исследований ЭОП вертолета Ми-2. На рис. 5.30 иллюстрируется перемещение КО, которая была типичной при оценке ЭОП всех ЛА. На рис. 5.31 иллюстрируется перемещение вертолета Ми-2 в ходе исследований.



Рис. 5.30. Перемещение КО



Рис. 5.31. Перемещение вертолета Ми-2

Полученная в результате эксперимента оценка эффективной отражающей поверхности $\overline{\sigma_{Mi-2}}$ вертолета Ми-2, движущегося с нулевым ракурсом, в сантиметровом диапазоне имеет значение

$$\overline{\sigma_{Mi-2}} = \sigma_K \frac{\overline{\sigma_A^2(r_{op.A})}}{\overline{\sigma_K^2(r_{op.K})}} \left(\frac{r_{op.A}}{r_{op.K}} \right)^4 \cong 3,1 \text{ м}^2.$$

На рис. 5.32–5.34 представлены оценки ЭОП Ми-2 для каждого n -го интервала когерентного накопления ($n = 1, N_{KN}$) в 1-м, 2-м и 3-м сеансах регистрации.

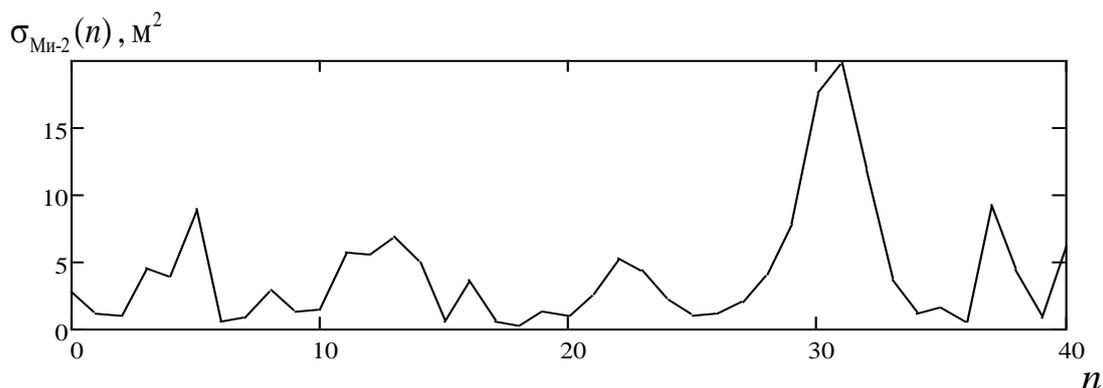


Рис. 5.32. Оценки ЭОП Ми-2 для 1-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 4,1 м²)

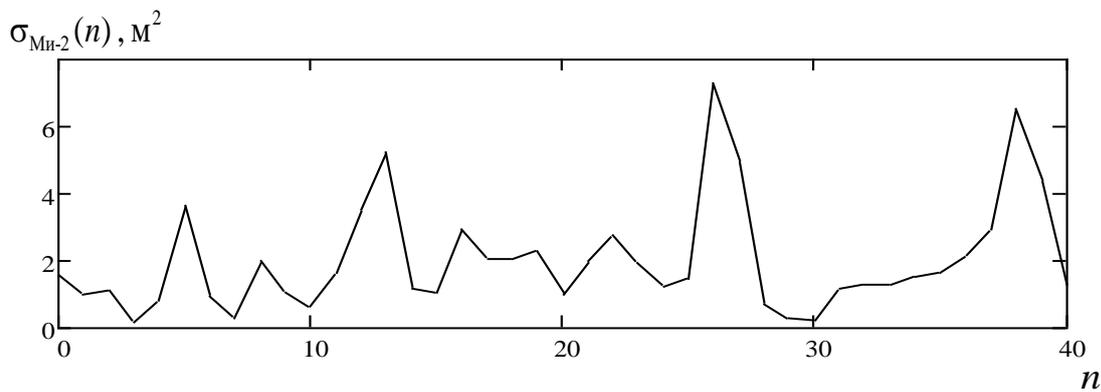


Рис. 5.33. Оценки ЭОП Ми-2 для 2-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 2,0 м²)

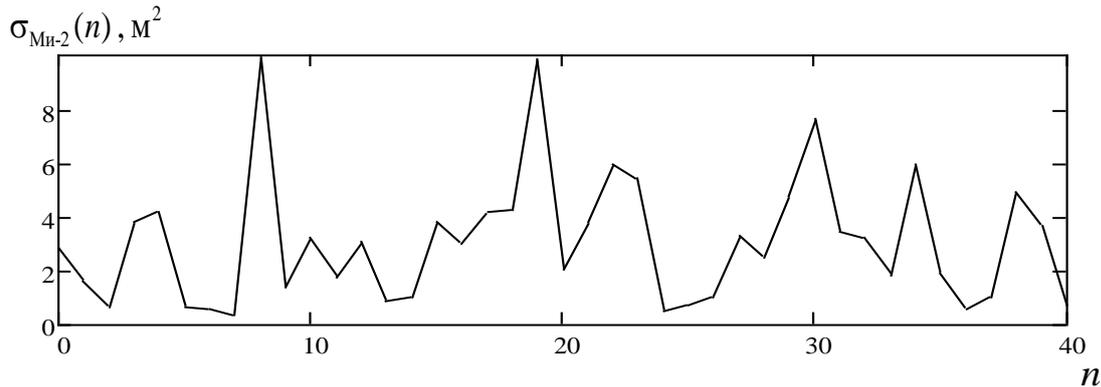


Рис. 5.34. Оценки ЭОП Ми-2 для 3-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 3,1 м²)

Результаты экспериментальных исследований ЭОП самолета Як-52. На рис. 5.35 иллюстрируется перемещение самолета Як-52 в ходе исследований. Полученная в результате эксперимента оценка эффективной отражающей поверхности $\sigma_{\text{Як-52}}$ самолета Як-52, движущегося с нулевым ракурсом, в сантиметровом диапазоне имеет значение

$$\overline{\sigma_{\text{Як-52}}} = \sigma_K \frac{\overline{\sigma_A^2(r_{op.A})}}{\overline{\sigma_K^2(r_{op.K})}} \left(\frac{r_{op.A}}{r_{op.K}} \right)^4 \cong 11,5 \text{ м}^2.$$

Эта оценка получена путем статистического усреднения флуктуирующих сигналов с точным учетом дальности до самолета Як-52.



Рис. 5.35. Перемещение самолета Як-52

Кроме того, для исследования флуктуаций ЭОП во времени на рис. 5.36– 5.38 представлены оценки ЭОП Як-52 для каждого интервала когерентного накопления $n = 1, \overline{N_{KN}}$ в 1-м, 2-м и 3-м сеансах регистрации.

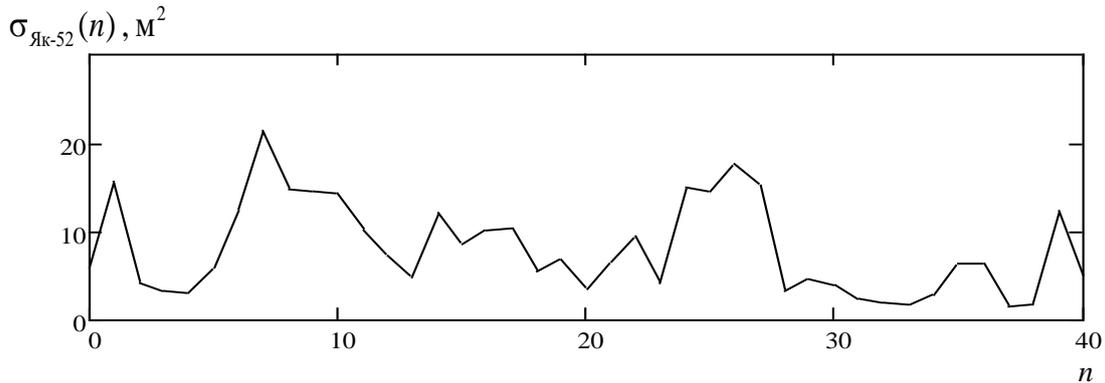


Рис. 5.36. Оценки ЭОП Як-52 для 1-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе $8,1 \text{ м}^2$)

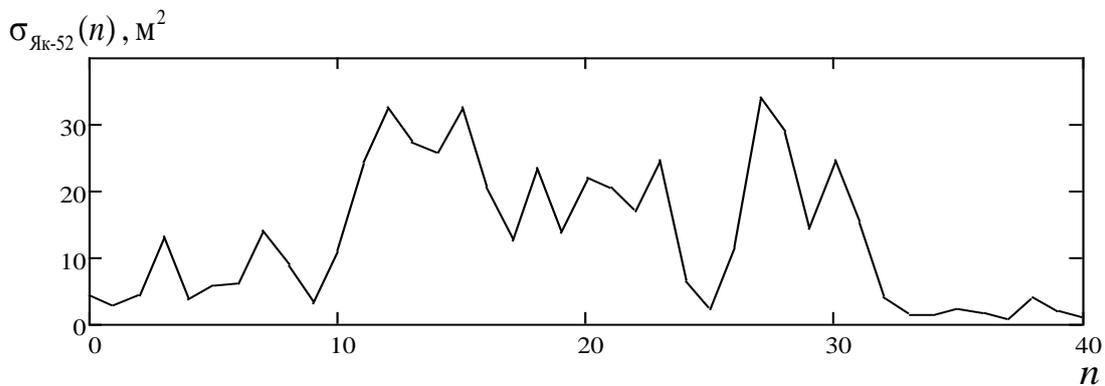


Рис. 5.37. Оценки ЭОП Як-52 для 2-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе $13,0 \text{ м}^2$)

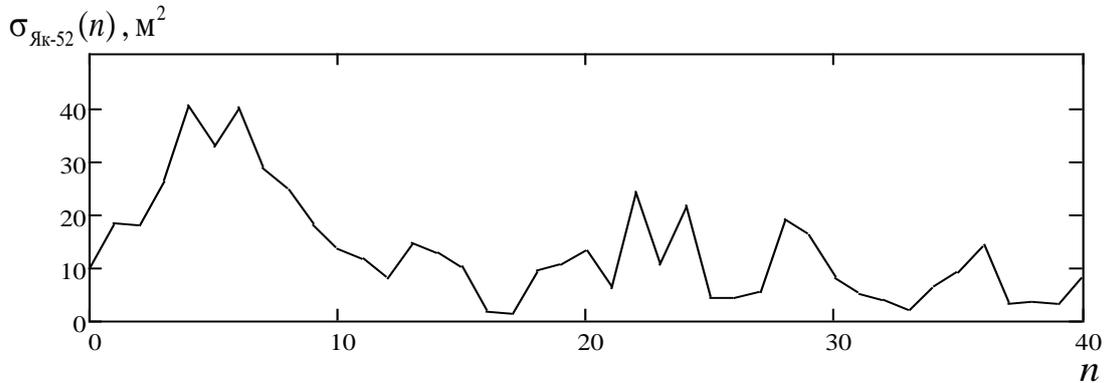


Рис. 5.38. Оценки ЭОП Як-52 для 3-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе $13,3 \text{ м}^2$)

Результаты экспериментальных исследований ЭОП самолета Ан-2. На рис. 5.39 иллюстрируется перемещение самолета Ан-2 в ходе исследований. Полученная в результате эксперимента оценка эффективной отражающей поверхности $\sigma_{\text{Ан-2}}$ самолета Ан-2, движущегося с нулевым ракурсом, в сантиметровом диапазоне имеет значение

$$\overline{\sigma_{An-2}} = \sigma_K \frac{\overline{\sigma_A^2(r_{op.A})}}{\overline{\sigma_K^2(r_{op.K})}} \left(\frac{r_{op.A}}{r_{op.K}} \right)^4 \cong 29,3 \text{ м}^2.$$



Рис. 5.39. Перемещение самолета Ан-2

Эта оценка получена путем статистического усреднения флуктуирующих сигналов с точным учетом дальности до самолета Ан-2.

На рис. 5.40–5.43 представлены оценки ЭОП Ан-2 для каждого интервала когерентного накопления $n = \overline{N_{KN}}$ в 1-м, 2-м, 3-м и 4-м сеансах регистрации.

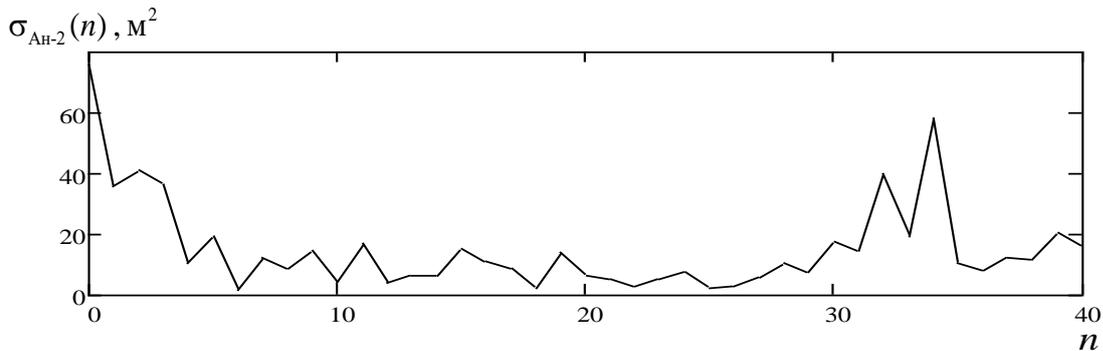


Рис. 5.40. Оценки ЭОП Ан-2 для 1-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 15,1 м²)

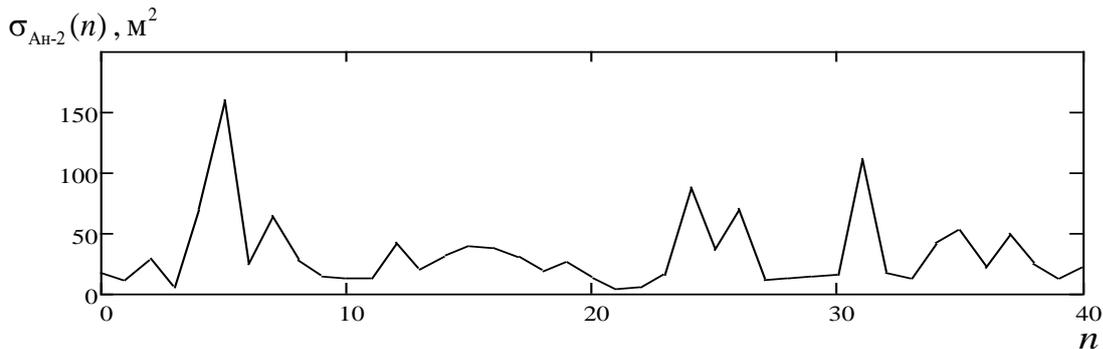


Рис. 5.41. Оценки ЭОП Ан-2 для 2-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 32,6 м²)

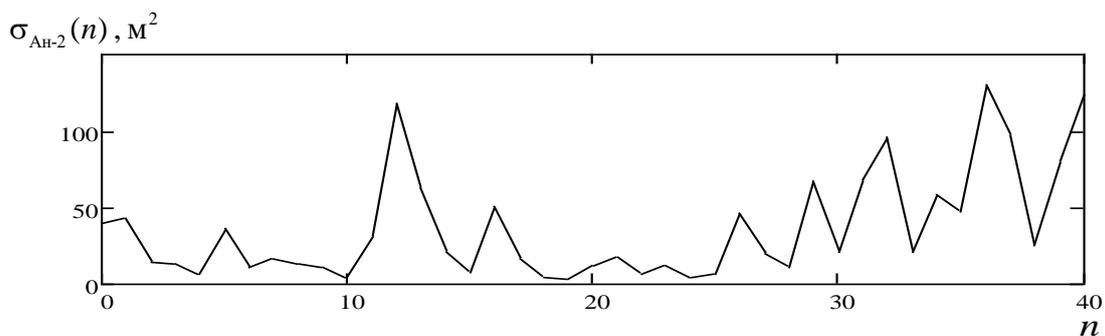


Рис. 5.42. Оценки ЭОП Ан-2 для 3-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 35,8 м²)

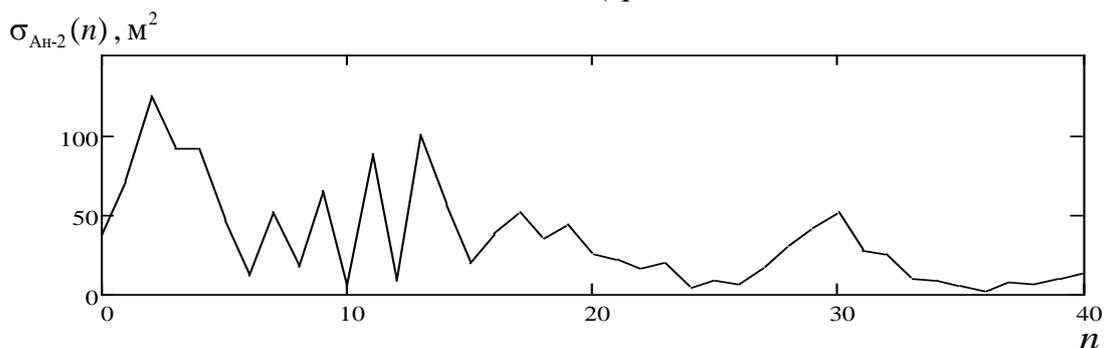


Рис. 5.43. Оценки ЭОП Ан-2 для 4-го сеанса (среднее значение ЭОП в сеансе 33,9 м²)

Результаты экспериментальных исследований позволяют сделать следующие выводы.

Во-первых, объект исследований в каждом сеансе регистрации двигался строго по одной и той же линии, с одинаковой скоростью и из одной начальной точки. Поэтому наличие интерференции должно было бы проявиться как регулярно повторяющиеся подъемы и спады оценок ЭОП для разных сеансов регистрации примерно для одних и тех же номеров интервалов когерентного накопления. Такая «синхронность» в изменениях ЭОП для совокупности сеансов регистрации отсутствует. Поэтому в ходе рассмотренных исследований интерференционное влияние Земли явно не проявляется.

Во-вторых, для всех исследованных ЛА имеются типичные для радиолокационного наблюдения сложной цели изменения оценок ЭОП как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения. Эти изменения ЭОП в первую очередь связаны с изменениями ракурса наблюдения ЛА в процессе движения. Для ЛА с металлическими винтами флуктуации ЭОП также связаны с изменением ориентации лопастей – несущего и рулевого винтов для вертолета Ми-2 и толкающего винта для самолета Ан-2.

В заключение по данному вопросу необходимо отметить следующее.

Приведенная методика измерений ЭОП, в основу которой положен известный способ, не требует применения дорогостоящей и громоздкой безэховой камеры. Выделение полезных сигналов, отраженных от исследуемых ЛА и КО, основано на эффекте Доплера.

В ходе исследований влияние интерференции существенно снижено за счет использования приемо-передающего тракта исследовательского комплекса с ортогональными на передачу и прием круговыми поляризациями, шероховатой поверхностью в исследуемом диапазоне, относительно большой высотой подъема антенны и объектов исследований (ЛА и КО) над поверхностью Земли в сопоставлении с диапазоном дальностей до объектов, а также благодаря использованию схожих линий перемещения объектов исследований.

Флуктуации ЭОП исследованных ЛА, являющихся сложными радиолокационными целями в сантиметровом диапазоне, связаны с изменениями их ориентации в целом и металлических винтов относительно исследовательского комплекса в ходе перемещения.

Для исследования зоны обнаружения РЛС необходимо знать значения эффективной отражающей поверхности для ЛА, движущегося точно в направлении РЛС с нулевым ракурсом. В ходе экспериментальных исследований в сантиметровом диапазоне длин волн получены требуемые для исследования РЛС оценки ЭОП для легкомоторных ЛА при ракурсах наблюдения по азимуту и углу места, близких к нулю: для вертолета Ми-2 ЭОП $\overline{\sigma_{\text{Ми-2}}} \cong 3,1 \text{ м}^2$, для самолета Як-52 ЭОП $\overline{\sigma_{\text{Як-52}}} \cong 11,5 \text{ м}^2$, для самолета Ан-2 ЭОП $\overline{\sigma_{\text{Ан-2}}} \cong 29,3 \text{ м}^2$.

5.5. Методика измерения параметров пассивных передающей и приемной антенн

Данный подраздел необходим в качестве иллюстрации подхода к измерению *на примере пассивных антенн* (например, пассивных антенных решеток). Этот подход может быть успешно использован при исследовании активных фазированных антенных решеток.

5.5.1. Перечень параметров, подлежащих измерению

При проектировании антенн РЛС естественным образом возникает задача измерения основных параметров антенн и проверки их соответствия требованиям технического задания на разработку.

Основными параметрами, которые необходимо измерить, являются:

- коэффициент усиления антенны (в рабочей полосе частот);
- ширина главного лепестка ДНА по азимуту;
- ширина главного лепестка ДНА по углу места;
- уровни ближних боковых лепестков ДНА в азимутальной и угломестной плоскостях.

Измерения выполняются в соответствующем диапазоне частот.

Необходимо отметить, что уровни боковых лепестков при отсутствии условий «безэховости» могут быть оценены только приблизительно. Это необходимо учитывать при выборе места проведения исследований, в котором не должно быть металлических отражателей в радиусе 100...200 м.

5.5.2. Требуемая аппаратура и элементы

Для выполнения измерений требуется:

- генератор СВЧ, перестраиваемый в требуемом частотном диапазоне. Мощность генератора должна обеспечивать отношение «тестовый сигнал/шум» не менее 20 дБ. Для дальностей 100...200 м мощность генератора СВЧ может лежать в диапазоне 20...100 мВт;
- приемник измерительный, в качестве которого целесообразно использовать векторный анализатор (например, *Keysight* 9916, 9917 или 9918);
- калиброванная антенна рупорная с известным коэффициентом усиления. Возбуждаемая в калиброванной антенне волна должна соответствовать поляризации исследуемой антенны. Для исследования антенн с линейной поляризацией целесообразно использовать рупорную антенну с узкой (снижает погрешности измерений) игольчатой диаграммой направленности (с большим раскрытием рупора);
- приспособление для крепления калиброванного рупора, обеспечивающее оперативное изменение угла установки рупора в угломестной плоскости;
- приспособление для крепления исследуемой антенны с поворотным устройством в азимутальной плоскости, имеющим шкалу углов с дискретностью $0,25^\circ$ (в крайнем случае с дискретностью $0,5^\circ$). Это приспособление должно устанавливаться на треноге, что исключает переотражение сигнала от калиброванного рупора в антенну от элементов крепления;
- коврик из поглощающего материала;
- исследуемая антенна;
- оптическое приспособление для обеспечения соосности при установке калиброванной антенны и исследуемой антенны.

5.5.3. Схема измерений

Пример расположения аппаратуры и других элементов при выполнении измерений параметров передающей антенны в условиях отсутствия безэховости с использованием многоэтажного здания представлен на рис. 5.44. Такое расположение аппаратуры обеспечивает существенное снижение переотражений от поверхности земли и посторонних предметов, ухудшающих точность измерения.

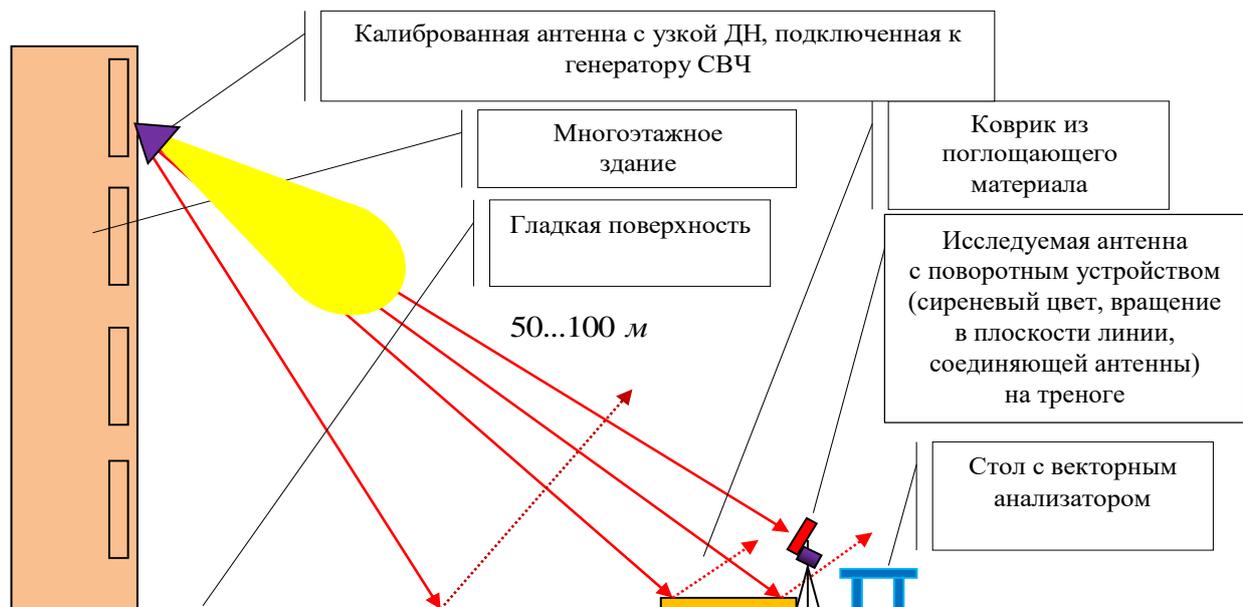


Рис. 5.44. Расположение аппаратуры элементов при выполнении измерений

Особенностью варианта, представленного на рис. 5.44, является возможность появления *систематических ошибок*, если плоскость вращения исследуемой антенны не будет проходить через линию, соединяющую фазовые центры двух антенн. Ошибки этого рода будут увеличиваться при увеличении угла отклонения исследуемой антенны по азимуту, а также угла между плоскостью вращения исследуемой антенны и линией, соединяющей фазовые центры двух антенн. Рассмотренные ошибки можно исключить путем совмещения плоскости вращения исследуемой антенны с линией, соединяющей фазовые центры двух антенн.

Исследуемая антенна должна находиться в дальней зоне (зоне Френеля) – расстояние r_{k-l} между калиброванной рупорной антенной и исследуемой антенной должно удовлетворять условию $r_{k-l} \geq R_{DZ}$, где R_{DZ} – расстояние до дальней зоны.

Условие дальней зоны:

$$R_{DZ} \gg \frac{2L_a^2}{\lambda},$$

где L_a – размер апертуры антенны; λ – длина волны.

Например, если максимальный размер апертуры в азимутальной плоскости имеет значение $L_{a-\beta} = 0,4$ м, а длина волны $\lambda = 0,032$ м, то условие дальней зоны имеет вид

$$R_{DZ} \gg \frac{2L_a^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 0,4^2}{0,032} = 10 \text{ м или } R_{DZ} \gg 10 \text{ м.}$$

Для рассматриваемого примера расстояние r_{k-l} можно выбрать в соответствии с условием $r_{k-l} \geq 100$ м.

Подключение аппаратуры схематично представлено на рис. 5.45.

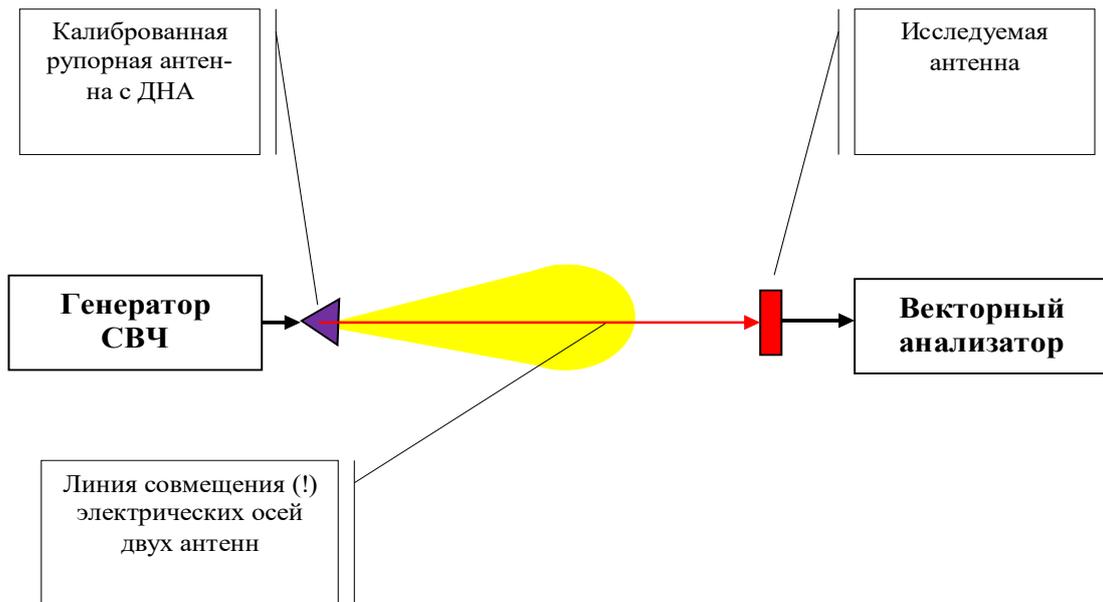


Рис. 5.45. Подключение аппаратуры

5.5.4. Методические основы измерений

Сигнал, излученный калиброванной антенной, на выходе исследуемой антенны имеет мощность:

$$P_{K-I} = \frac{P_{K0} G_K G_{IA} \lambda^2}{(4\pi)^2 r_{K-I}^2} g_K^2(\beta_K, \varepsilon_K) g_{IA}^2(\beta_{IA}, \varepsilon_{IA}) \frac{1}{K_{P\Sigma}}, \quad (5.44)$$

где P_{K0} – мощность сигнала от генератора СВЧ на входе калиброванной антенны; G_K – коэффициент усиления калиброванной антенны; G_{IA} – коэффициент усиления исследуемой антенны; $g_K(\beta_K, \varepsilon_K)$ – значение нормированной диаграммы направленности контрольной антенны по напряжению при отклонении от электрической оси на углы β_K, ε_K (углы отклонения электрической оси антенны от линии, соединяющей фазовые центры контрольной и исследуемой антенн); $g_{IA}(\beta_{IA}, \varepsilon_{IA})$ – значение нормированной диаграммы направленности исследуемой антенны по напряжению при отклонении от электрической оси на углы $\beta_{IA}, \varepsilon_{IA}$ (углы отклонения электрической оси антенны от линии, соединяющей фазовые центры контрольной и исследуемой антенн); $K_{P\Sigma}$ – дополнительные суммарные потери сигналов в соединительных разъемах, кабелях при распространении (интерференция, затухание в среде и пр.), из-за несогласованности антенн по поляризации.

Соответственно, коэффициент усиления исследуемой антенны определяется в соответствии с выражением

$$G_{IA} = \frac{P_{K-I} (4\pi)^2 r_{K-I}^2 K_{P\Sigma}}{P_{K0} G_K \lambda^2 g_K^2 (\beta_K, \varepsilon_K) g_{IA}^2 (\beta_{IA}, \varepsilon_{IA})}. \quad (5.45)$$

Если совмещение электрических осей калиброванной и исследуемой антенн выполнено строго (именно для этого необходимо использовать доступные средства оптической юстировки), то выражение (5.45) можно преобразовать к виду

$$G_{IA} = \frac{P_{K-I} (4\pi)^2 r_{K-I}^2 K_{P\Sigma}}{P_{K0} G_K \lambda^2}, \quad (5.46)$$

при этом в ходе проведения измерений поляризации калиброванной и исследуемой антенн должны совпадать.

5.5.5. Методика измерений коэффициента усиления антенны

Измерение коэффициента усиления включает следующие шаги.

1. Перед проведением измерений необходимо определить (путем измерения или на основе документов) параметры, необходимые для проведения вычислений в соответствии с выражением (5.44):

- измерить мощность сигнала от генератора СВЧ на входе калиброванной антенны P_{K0} ;
- определить (на основе документации) коэффициент усиления калиброванной антенны G_K ;
- определить с использованием измерителя дополнительные суммарные потери сигналов $K_{P\Sigma}$ в соединительных разъемах и кабелях;
- определить расстояние r_{K-I} .

2. Установить калиброванную и исследуемую антенны в соответствии с рис. 5.44. Обеспечить совпадение поляризаций антенн.

3. Используя оптическое приспособление, необходимо обеспечить соосность калиброванной рупорной антенны и исследуемой антенны.

Перечень процедур по обеспечению соосности при отсутствии оптического приспособления:

- вначале необходимо визуально приблизительно обеспечить соосность;
- включить генератор, подключенный к калиброванному рупору, и обнаружить соответствующий принятый исследуемой антенной сигнал спектроанализатором;
- медленно передвигая исследуемую антенну вначале по азимуту, а затем по углу места, выполнить более точную установку соосности, добиваясь максимальной мощности на выходе исследуемой антенны по данным со спектроанализатора.

4. Измерить мощность на выходе исследуемой антенны P_{K-I} .

5. Используя выражение (5.46), на основании имеющихся данных рассчитать значение коэффициента усиления G_{IA} .

6. Сопоставить полученное значение с требованиями частного технического задания на разработку антенн.

5.5.6. Методика измерений ширины главного лепестка ДН антенны по азимуту

Измерение ширины главного лепестка включает следующие шаги.

1. Установить калиброванную и исследуемую антенны (ориентация в пространстве штатная) в соответствии с рис. 5.44. Обеспечить совпадение поляризаций антенн.

2. Обеспечить соосность калиброванной антенны и исследуемой антенны.

3. Зафиксировать исследуемую антенну по углу места (исключить ее перемещение по углу места).

4. Измерить мощность на выходе исследуемой антенны $P_{K-I.\max} = P_{K-I} (\varepsilon_a = 0; \beta_a = 0)$.

5. Вращая исследуемую антенну в азимутальной плоскости в требуемом угловом диапазоне с требуемой дискретностью, для каждого значения азимута измерить уровень мощности на выходе исследуемой антенны и записать в таблицу.

6. На основании данных из таблицы определить ширину $\Delta\beta_a$ главного лепестка ДН исследуемой антенны в азимутальной плоскости по уровню $0,5P_{K-I.\max}$ (или по уровню минус 3 дБ от $P_{K-I.\max}$).

Ключевое значение для обеспечения точности определения ширины ДН антенны имеет качество исполнения приспособления для крепления передающей антенны с поворотным устройством в азимутальной плоскости, имеющим шкалу углов в горизонтальной плоскости.

7. Сопоставить полученное значение с требованиями частного технического задания на разработку антенн.

8. Полученные данные в широком азимутальном диапазоне позволяют оценить ближние боковые лепестки ДН исследуемой антенны.

Аналогичным образом измерения выполняются для угломестной плоскости.

6. ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ

Рассмотренные в предыдущих разделах учебно-методического пособия вопросы системного проектирования относятся преимущественно к РЛС обнаружения и измерения координат, имеющим единственный приемный канал и осуществляющими по этой причине оптимальную или квазиоптимальную обработку принимаемой реализации только во временной или взаимосвязанной с временной через преобразование Фурье спектральной области. На обработку в этих же областях ориентированы организационные меры и технические решения по обеспечению скрытности и помехоустойчивости РЛС. Возможности по повышению помехоустойчивости в отношении активных маскирующих помех (как неорганизованных, так и организованных) и взаимных помех, обусловленных нарушением требований электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, во временной или спектральной области ограничены селекцией отраженных сигналов и помех по временной или спектральной структуре при наличии соответствующих различий, управлением временем наблюдения и мощностью зондирующего сигнала. Для наиболее распространенных активных шумовых помех из вынесенных относительно объекта точек [20; 21; 29; 30; 54; 66; 79; 82] указанные меры помехозащиты недостаточно эффективны, и на первый план выступают меры по снижению относительного уровня боковых лепестков ДН приемных антенн РЛС.

Снижение уровня боковых лепестков ДН антенн достигается за счет использования спадающих к краям амплитудных распределений на апертуры антенны [13; 53; 54; 85]. Это приводит к снижению коэффициента усиления антенны, и, следовательно, дальности обнаружения, и ухудшению разрешающей способности по угловым координатам. Кроме того, возможности по уменьшению относительного уровня дальних боковых лепестков ДНА ограничены технологическими факторами, такими как точность выдерживания геометрии антенны при изготовлении, влияние механических и температурных деформаций, осадки и загрязнения на поверхности и т. д. Снижение относительного уровня ближних боковых лепестков за счет использования спадающих к краям амплитудных распределений оцениваются величиной не превышающей 15...30 дБ [53; 54; 85], что во многих случаях оказывается недостаточным.

Существенного повышения помехоустойчивости РЛС при сохранении, а в определенных случаях и увеличении разрешающей способности по угловым координатам, можно достичь за счет использования многоканальных приемных систем (МПС), включающих многоканальную антенну или несколько отдельных приемных антенн и соответствующее число идентичных приемных каналов с последующим процессором пространственной или пространственно-поляризацион-

ной (ППО) обработки принимаемых сигналов. Возможности когерентной компенсации внешних помех в данном случае обусловлены *различиями* отраженных сигналов и помех *по направлению прихода* или (и) *по поляризационной структуре*.

Полученные в последние годы результаты позволяют ожидать достижения коэффициентов компенсации внешних помех в МПС РЛС на уровне до 40 дБ, что определяет важнейшее значение этой подсистемы в части снижения влияния коррелированных по пространству внешних помех и достижения требуемого качества обнаружения и измерения. При этом в имеющейся учебной литературе [53; 54; 66; 77] основное внимание уделялось обработке сигналов в РЛС обнаружения. Вопросы построения тракта обработки сигналов РЛС в целом, включая измерение угловых координат целей, освещены недостаточно. В настоящем учебном пособии этот вопрос излагается в объеме, достаточном для уяснения ее принципов построения и последующего использования при проектировании РЛС [49; 52; 75; 77; 78; 83; 84; 94; 95].

6.1. Общая характеристика обработки сигналов в многоканальных приемных системах средств радиолокации

6.1.1. Структурные схемы многоканальных приемных систем средств радиолокации

Типовая структурная схема средства радиолокации с МПС и единой пространственно-временной адаптивной обработкой (англ. *STAP – space-time adaptive processing*) [94; 95] в условиях наличия мешающих отражений и активных помех приведена на рис. 6.1. Она включает антенну A_0 основного канала и набор из N отдельных компенсационных антенн, вынесенных относительно фазового центра основной антенны, а также процессор обработки.

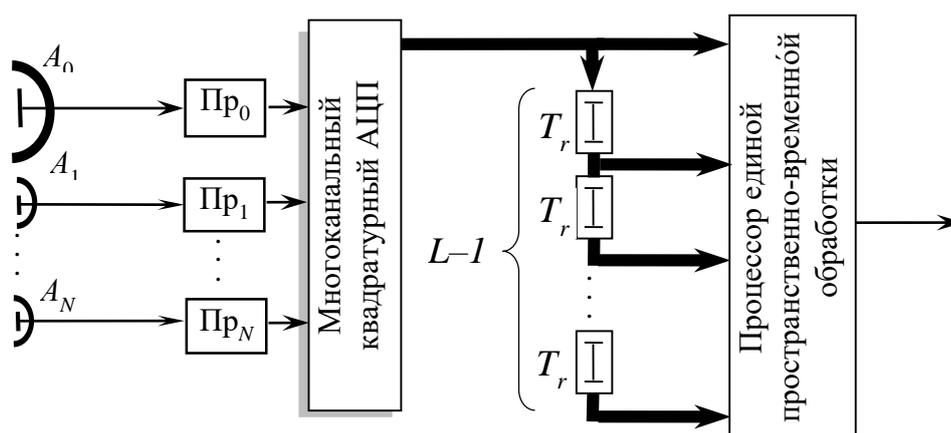


Рис. 6.1. Структурная схема средства радиолокации с многоканальной приемной системой и единой пространственно-временной обработкой

Сигналы с выходов основной (с индексом 0) и $n = \overline{1, N}$ компенсационных приемных антенн преобразуются и усиливаются в идентичных радиоприемных

устройствах $\text{Pr}_0 \dots \text{Pr}_N$ и поступают на синхронный многоканальный квадратурный аналого-цифровой преобразователь. Сигналы с выхода многоканального АЦП для каждого q -го элемента разрешения по дальности «разворачиваются» с использованием цифровых линий задержки на период повторения T_r в пространственно-временной вектор, который можно представить в виде

$$\mathbf{y}_q = (\dot{U}_0(q\Delta t), \dot{U}_1(q\Delta t), \dots, \dot{U}_N(q\Delta t), \dots, \dot{U}_0(q\Delta t + (L-1)T_r), \dot{U}_1(q\Delta t + (L-1)T_r), \dots, \dot{U}_N(q\Delta t + (L-1)T_r))^T,$$

где $\dot{U}_n(q\Delta t + (\ell-1)T_r)$ – выходной сигнал n -го приемного канала в ℓ -м периоде повторения для q -го отсчета по дальности; Δt – период дискретизации.

Вектор \mathbf{y}_q содержит последовательно записанные сигналы $N+1$ приемного канала по всем L периодам повторения зондирующего сигнала. При гауссовых внутренних шумах, активных шумовых помехах, МО и ОС вектор \mathbf{y}_q является гауссовым, а его статистические характеристики для каждого q -го элемента разрешения по дальности полностью описываются пространственно-временной корреляционной матрицей (КМ)

$$\Phi_q = \overline{\mathbf{y}_q \mathbf{y}_q^+} = \Phi_{sh} + \Phi_{AHP}(\sigma_{AHP}^2) + \Phi_{MO}(\sigma_{MO}^2, f_{MO}, \tau_{MO}) + \Phi_s(\sigma_s^2, \alpha_s, \beta_s, f_{ds}, \tau_s),$$

где верхней чертой обозначена операция усреднения по ансамблю реализаций; знаком «+» в верхнем регистре – операция комплексного сопряжения и транспонирования (эрмитова сопряжения); $\Phi_{sh}, \Phi_{AHP}, \Phi_{MO}, \Phi_s$ – пространственно-временные корреляционные матрицы внутреннего шума, шумовой помехи, мешающих отражений и отраженного сигнала соответственно; $2\sigma_{AHP}^2, 2\sigma_{MO}^2, 2\sigma_s^2$ – мощности шумовой помехи, мешающих отражений и полезного сигнала соответственно, нормированные к мощности $2\sigma_{sh}^2$ внутренних шумов приемных каналов (при этом матрица Φ_{sh} – единичная); f_{MO}, τ_{MO} – доплеровский сдвиг частоты и время корреляции флуктуаций МО; f_{ds}, τ_s – доплеровский сдвиг частоты и время корреляции флуктуаций ОС; α_s, β_s – угловые координаты (азимут и угол места) цели.

Процедура обработки заключается в вычислении вектора весовых коэффициентов (ВВК) $\mathbf{w}_q(\alpha, \beta) = (\dot{w}_{q,0}, \dot{w}_{q,1}, \dots, \dot{w}_{q,N})^T$ для предполагаемого (α, β) направления прихода отраженного сигнала по азимуту и углу места на основе статистических характеристик шума, активных помех, МО и ОС и вычисления результатов оптимальной обработки в виде

$$Z_q(\alpha, \beta) = |\mathbf{w}_q^+(\alpha, \beta) \mathbf{y}_q|^2 = \left| \sum_{n=0}^N w_{q,n}^* \dot{Y}_q \right|^2. \quad (6.1)$$

Отметим, что в векторе $\mathbf{w}_q(\alpha, \beta)$ учитывает все операции по пространственной компенсации внешних активных помех, КК МО, и когерентному и некогерентному накоплению ОС при предполагаемом (α, β) направлении его прихода.

Совместное обнаружение – оценивание угловых координат цели заключается в поиске максимума результатов обработки:

$$Z_{\max} = \max_{\alpha, \beta} Z_q(\alpha, \beta), \quad (6.2)$$

сравнении с порогом ℓ_0 и принятии решения A_1^* об обнаружении цели:

$$Z_{\max} > \ell_0 \rightarrow A_1^* \quad (6.3)$$

и получении оценок угловых координат:

$$\hat{\alpha}_c, \hat{\beta}_c = \arg \max_{\alpha, \beta} Z_q(\alpha, \beta). \quad (6.4)$$

Основное достоинство изображенной на рис. 6.1 структурной схемы заключается в возможности оптимальной обработки и достижении максимально возможной эффективности при любых соотношениях между мощностями маскирующих помех и мешающих отражений.

Размерность вектора \mathbf{y}_q составляет $K = (N + 1)L$ и при типовых значениях $N + 1 = 4 \dots 12$ (определяет число компенсируемых источников помех) и $L = 10 \dots 200$ (число импульсов в пачке) примет значения $K = 40 \dots 2000$, то есть достаточно большую величину.

Основные трудности практической реализации структуры на рис. 6.1 связаны с большой размерностью векторов \mathbf{y}_q и вычислительных сложностей при вычислении ВВК $\mathbf{w}_q(\alpha, \beta)$ из-за большой размерности и плохой обусловленности соответствующих пространственно-временных КМ, априорной неопределенностью статистических свойств ОС и МО и необходимостью проведения максимизации согласно выражению (6.2).

Поэтому в большинстве случаев оптимальный алгоритм имеет скорее теоретический характер, а результаты исследования его эффективности определяют предельные возможности по обнаружению – измерению угловых координат цели для заданной геометрии антенной системы. Тем не менее для РЛС с ФАР с умеренным, порядка 3...7, числом импульсов в пачке и небольшим, порядка 3...5 числом приемных каналов с учетом развития средств цифровой обработки сигналов реализация алгоритма в перспективе представляется вполне возможной.

В общем случае при ограничениях на практическую реализацию приемной аппаратуры РЛС с МПС необходимо перейти к отдельной пространственной и временной обработке и отказаться от совместного обнаружения – измерения путем максимизации согласно выражениям (6.2), (6.4), сохранив традиционный *прямоотчетный* алгоритм оценивания угловых координат цели, характерный для моноимпульсных измерителей [24; 77; 78]. Вариант квазиоптимальной структуры РЛС с МПС на базе основной моноимпульсной и отдельных компенсационных антенн приведен на рис. 6.2.

В этой схеме апертура основной антенны, как правило, существенно превышает размеры апертур компенсационных антенн. На выходе процессора пространственной компенсации помех формируются сигналы *адаптированных* основных каналов: суммарного \dot{Y}_Σ , разностного по азимуту $\dot{Y}_{\Delta\alpha}$ и разностного по углу места $\dot{Y}_{\Delta\beta}$,

причем при формировании указанных каналов в амплитудной моноимпульсной системе должна быть сохранена информация об угловом отклонении цели от максимума ДН исходного суммарного канала в виде соответствующего соотношения амплитуд сигналов в адаптированных суммарном и разностном каналах.

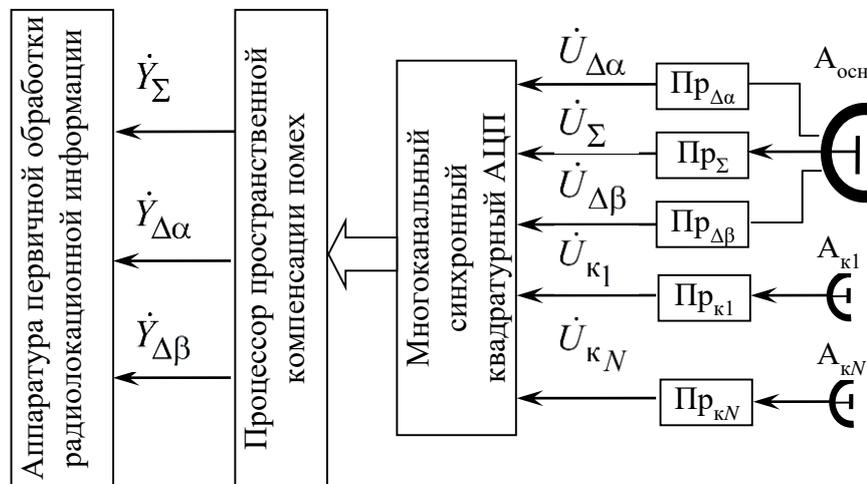


Рис. 6.2. Вариант структуры средства радиолокации с многоканальной приемной системой на базе основной моноимпульсной и отдельных компенсационных антенн

Формирование сигналов адаптированных каналов проводится с использованием весового суммирования сигналов $\dot{U}_{\Sigma}, \dot{U}_{\Delta\alpha}, \dot{U}_{\Delta\beta}$ исходных основных и сигналов $\dot{U}_{\text{к}n}$, $n = \overline{1, N}$ компенсационных каналов в процессоре компенсации помех:

$$\dot{Y}_{\Sigma} = \mathbf{w}_{\Sigma}^+ \mathbf{y}_{\Sigma}; \quad \dot{Y}_{\Delta\alpha} = \mathbf{w}_{\Delta\alpha}^+ \mathbf{y}_{\Delta\alpha}; \quad \dot{Y}_{\Delta\beta} = \mathbf{w}_{\Delta\beta}^+ \mathbf{y}_{\Delta\beta}, \quad (6.5)$$

где $\mathbf{w}_{\Sigma}, \mathbf{w}_{\Delta\alpha}, \mathbf{w}_{\Delta\beta}$ векторы весовых коэффициентов (ВВК) при компенсации помех в суммарном, разностном по азимуту и по углу места каналах, а

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\Sigma} &= (\dot{U}_{\Sigma}, \dot{U}_{\text{к1}}, \dots, \dot{U}_{\text{кN}})^T, \\ \mathbf{y}_{\Delta\alpha} &= (\dot{U}_{\Delta\alpha}, \dot{U}_{\text{к1}}, \dots, \dot{U}_{\text{кN}})^T, \\ \mathbf{y}_{\Delta\beta} &= (\dot{U}_{\Delta\beta}, \dot{U}_{\text{к1}}, \dots, \dot{U}_{\text{кN}})^T \end{aligned} \quad (6.6)$$

являются векторами, составленными из выходных сигналов исходных основных и компенсационных каналов.

Как видно из формулы (6.5), обработка заключается в параллельной компенсации активных помех в каждом из основных (суммарном и разностных) приемных каналов с использованием выходных сигналов общей системы компенсационных каналов. Подчеркнем, что при пространственной компенсации параметры ОС и МО не используются. Их учет осуществляется при последующей временной обработке традиционными методами.

Вместо цифровой обработки с использованием многоканального синхронного АЦП и процессора пространственной компенсации помех может использо-

ваться аналоговая обработка с использованием многоканальных автокомпенсаторов помех (АКП). Это существенно упрощает реализацию системы обработки, но существенно ограничивает номенклатуру используемых алгоритмов компенсации внешних маскирующих помех.

Практическая реализация рассматриваемой структурной схемы может, например, предполагать использование основной моноимпульсной антенны в виде фазированной антенной решетки проходного типа, на выходах которой формируются сигналы суммарного и разностных каналов, и заданного числа отдельных компенсационных антенн с апертурой существенно меньшего размера, также представляющих собой ФАР, расположенных вокруг основной ФАР в несколько ярусов. В процессе обзора должно быть обеспечено синхронное сканирование основной и компенсационных ФАР по угловым координатам.

В структуре, изображенной на рис. 6.2, процедура пространственной компенсации помех и процедура первичной обработки радиолокационной информации, включающая ВПО, КК МО, когерентное и некогерентное накопление ОС выполняются в каждом адаптированном основном канале отдельно. Процесс пространственной компенсации помех выполняется первым и не зависит от процесса временной обработки сигнала. Аппаратурные затраты на реализацию первичной обработки отраженного сигнала соответствуют аналогичным затратам на реализацию первичной обработки в РЛС с одноканальной приемной системой.

С развитием технологии фазированных антенных решеток широкое распространение получила схема, представленная на рис. 6.3, предполагающая разделение апертуры ФАР на подрешетки. В общем случае эти подрешетки являются приемо-передающими.

Прямоугольная ФАР может быть разбита на идентичные подрешетки, амплитудные ДН которых (пренебрегая ошибками формирования амплитудно-фазового распределения) будут одинаковыми, а различия фазовых ДН будут обусловлены пространственными положениями фазовых центров подрешеток. Аналогичным образом можно разбить на подрешетки и апертуру другой формы (круглую, эллиптическую и т. д.), но подрешетки будут в этом случае иметь различную геометрию и амплитудные ДН.

Так, наиболее экономичным в аппаратурном плане для малогабаритных РЛС является вариант, представленный на рис. 6.4, включающий круглую апертуру, разделенную на четыре квадранта с отдельными волноводно-распределительными системами. Выходные сигналы каждой подрешетки поступают на идентичные приемные устройства и далее – на четырехканальный АЦП. Сигналы адаптированных суммарного и разностных каналов формируются в процессе цифровой весовой обработки.

Исходные основные каналы в этом случае не выделяются, а вектор $\mathbf{u} = (\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dots, \dot{U}_N)^T$ представляет собой вектор выходных сигналов подрешеток. Формирование сигналов адаптированных основных каналов осуществляется из сигналов приемных каналов в результате *единого процесса цифрового диаграммообразования* (ЦДО) совместно с пространственной компенсацией помех:

$$\dot{Y}_{\Sigma} = \mathbf{w}_{\Sigma}^+ \mathbf{y}; \dot{Y}_{\Delta\alpha} = \mathbf{w}_{\Delta\alpha}^+ \mathbf{y}; \dot{Y}_{\Delta\beta} = \mathbf{w}_{\Delta\beta}^+ \mathbf{y}, \quad (6.7)$$

где $\mathbf{w}_{\Sigma}, \mathbf{w}_{\Delta\alpha}, \mathbf{w}_{\Delta\beta}$ – ВВК при формировании сигналов суммарного, разностного по азимуту и углу места каналов.

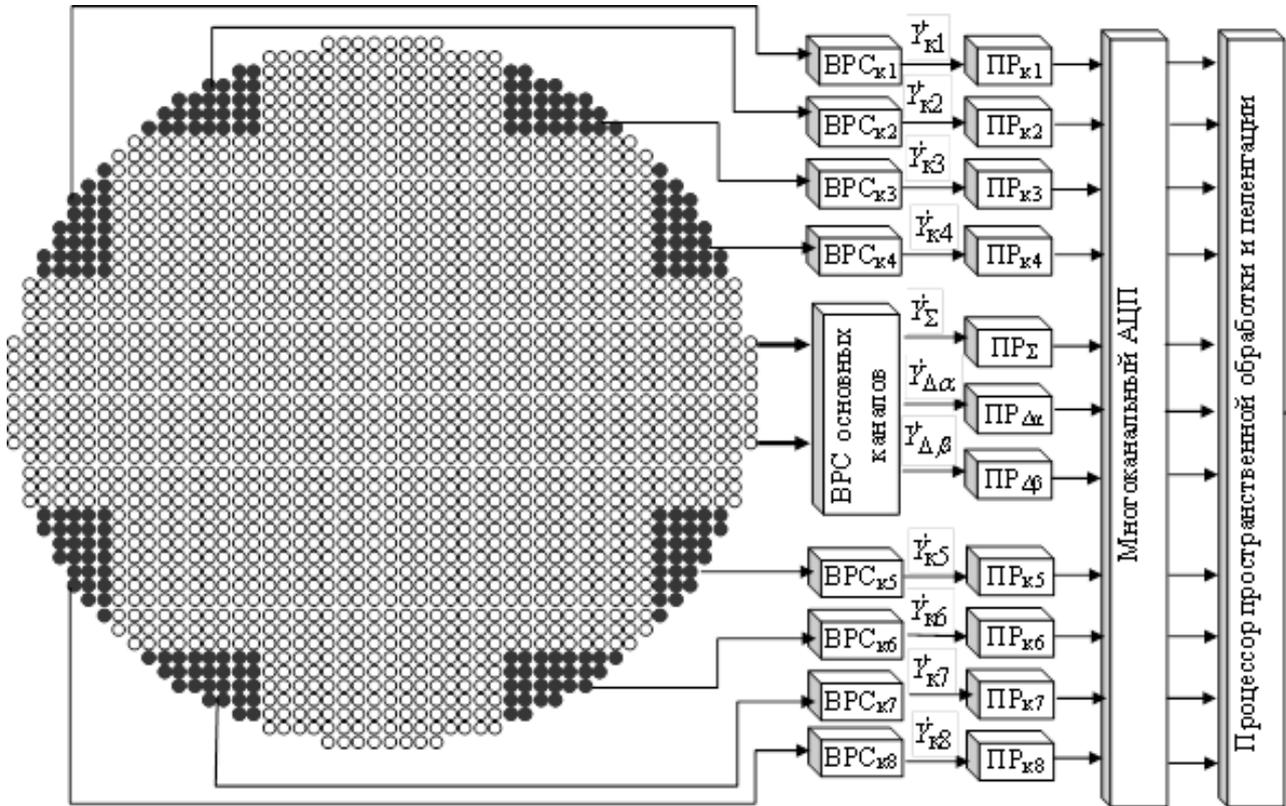


Рис. 6.3. Вариант структуры многоканальной приемной системы средства радиолокации на базе подрешеток в ФАР

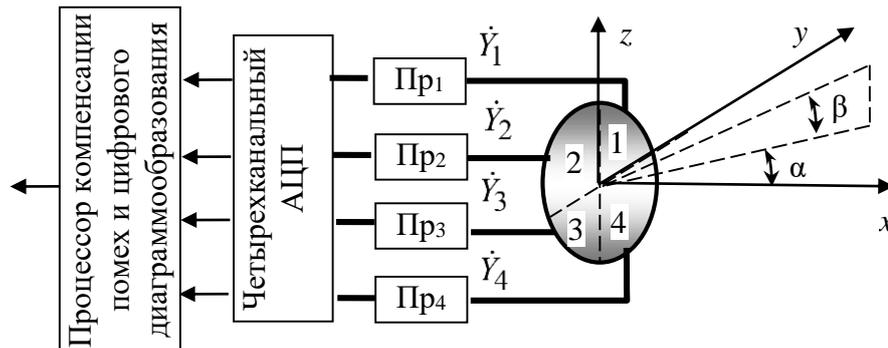


Рис. 6.4. Вариант структуры многоканальной приемной системы средства радиолокации на базе круглой антенной решетки, разделенной на квадранты

Выражения (6.5) и (6.7) схожи, но сигналы всех адаптированных приемных каналов в формуле (6.7) формируются из одних и тех же выходных сигналов подрешеток.

Из-за технологических ограничений, обусловленных трудностями реализации волноводно-распределительной системы ФАР, структуру решетки упрощают. При этом 80...90 % полотна решетки используют как основную приемопередающую антенну, причем на передачу с использованием соответствующей волноводно-распределительной системы формируется только суммарный канал, а на прием – требуемое число *основных* каналов приема. При реализации амплитудного метода пеленгования по двум угловым координатам это могут быть четыре парциальных канала или суммарный канал и два разностных канала. При реализации фазового метода пеленгования формируются четыре приемных канала с разнесенными фазовыми центрами.

Оставшиеся 10...20 % полотна решетки используют по структуре, изображенной на рис. 6.3, для формирования компенсационных каналов, работающих только на прием (компенсационные каналы выделены штриховкой). В предельном случае такой компенсационный канал может быть представлен единственным элементом ФАР с соответствующим приемником.

Недостаток структур, изображенных на рис. 6.2, 6.3, 6.4, независимо от использования отдельных антенн или ЦДО на базе подрешеток проявляется при наличии интенсивных МО и состоит в следующем. Для точной оценки ВВК по принимаемой реализации и достижения эффективной компенсации внешних помех необходимо оценить оптимальные ВВК w_{Σ} , $w_{\Delta\alpha}$, $w_{\Delta\beta}$ при формировании сигналов адаптированных основных каналов. Для точной оценки ВВК необходимо выполнение условия

$$2\sigma_{АНР}^2 \gg 2\sigma_{МО}^2. \quad (6.8)$$

При интенсивных мешающих отражениях это условие не выполняется.

Наличие МО при адаптивной компенсации пространственно-коррелированных внешних помех приводит к следующим негативным эффектам:

- для вычисления ВВК при обеспечении заданного качества компенсации требуется увеличить в сотни – тысячи раз число отсчетов входной реализации, то есть существенно растет *время адаптации* [2; 5; 6; 75; 83]; особенно негативно это скажется в условиях нестационарной помеховой обстановки – наличии нескольких источников помех с переменной мощностью;

- если МО являются локализованными по пространству и угловые размеры области их существования меньше ширины главного лепестка основного канала, то они будут восприниматься системой компенсации как излучения для компенсации; это приведет к изменению формы главных лепестков суммарного и разностных каналов, то есть к появлению систематической ошибки оценивания угловых координат.

В этих условиях для МПС с отдельными компенсационными антеннами или выделенными подрешетками возможно использование компенсационных антенн (подрешеток) с блокировкой полезного сигнала в области главного лепестка ДН основных приемных каналов (рис. 6.5). Амплитудно-фазовое распределение ДН компенсационных антенн (подрешеток) выбирается таковым, что

$\dot{F}_{к_n}(\alpha, \beta) \cong 0$, $(\alpha, \beta) \in \Omega_{ГЛ}$, $\Omega_{ГЛ}$ – угловой сектор, соответствующий главным лепесткам основных каналов [53; 59; 70].

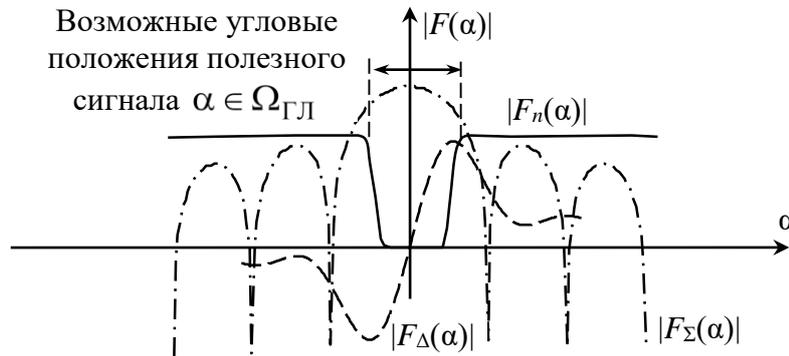


Рис. 6.5. Диаграммы направленности основных и компенсационных приемных каналов в варианте блокировки полезного сигнала

Изображенная на рис. 6.5 ДН компенсационных каналов, близкая к нулю во всей области главного лепестка суммарного канала, требует использования специальных амплитудно-фазовых распределений на апертуре компенсационной антенны [58; 75] и возможна только для достаточно больших апертур, включающих от десятков до сотен управляемых (с фазовращателями и аттенуаторами) приемных апертур. Для малогабаритных компенсационных апертур наиболее простой вариант заключается в разделении апертуры на две (при пеленгации в одной плоскости) или четыре (при пеленгации в двух плоскостях) части и их попарного вычитания (схема Гриффитса) [75]. Примерный вид формируемых при этом ДН основного и компенсационного каналов приведен на рис. 6.6.

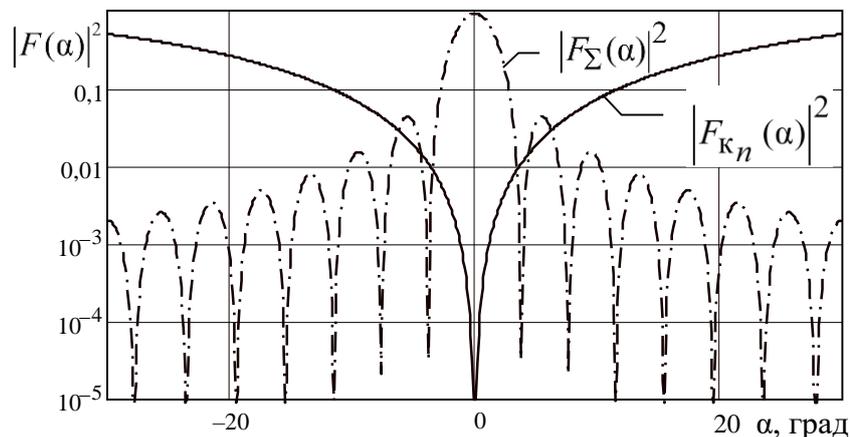


Рис. 6.6. Вид нормированных диаграмм направленности основного и компенсационного канала для обработки с блокировкой полезного сигнала

Недостатки схемы с блокировкой состоят в том, что для области скатов главного лепестка основного канала и первых боковых лепестков суммарного канала уровень компенсационной ДН существенно меньше уровня основной ДН. При проведении компенсации помех это приводит к большому значению модуля

веса коэффициента компенсационного канала $|\dot{w}_n|^2 \gg 1$ и возрастанию мощности $|\dot{w}_n|^2 \sigma_{\text{ш}}^2$ взвешенных внутренних шумов, обусловленных весовым суммированием сигналов с этого приемного канала.

В условиях предельно сложной сигнально-помеховой обстановки может быть использована двухэтапная обработка принимаемой реализации [4; 7; 36], структура которой в части процессора обработки приведена на рис. 6.7.

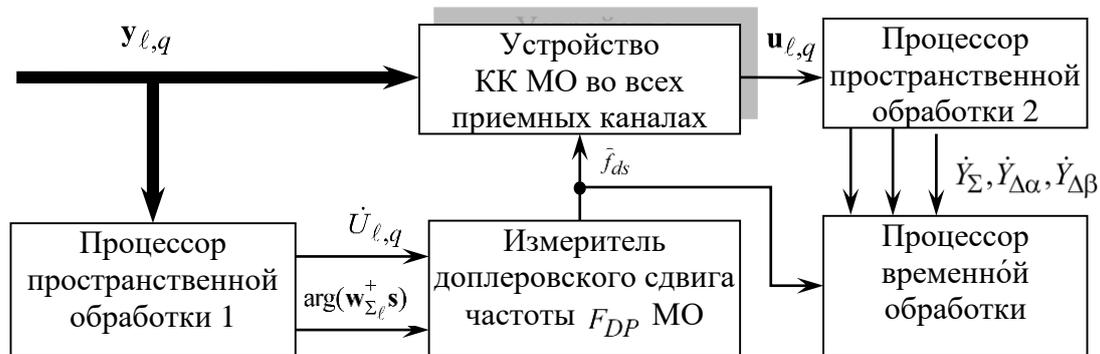


Рис. 6.7. Структура двухэтапной обработки

Последовательность векторов $\mathbf{y}_{\ell,q}$ отсчетов принимаемого сигнала по $\ell = \overline{1, L}$ периодам повторения для q -х отсчетов по дальности поступает параллельно на процессор пространственной обработки 1 и на многоканальное устройство КК МО во всех приемных каналах. В процессоре выполняется вычисление весовых коэффициентов и пространственная обработка, в результате чего формируются сигналы $\dot{U}_{\ell,q}$ адаптированного суммарного канала, а также вспомогательные фазы $\varphi_{\ell} = \arg(\mathbf{w}_{\Sigma \ell}^+ \mathbf{s})$, \mathbf{w}_{ℓ} – весовой вектор системы обработки в ℓ -м периоде повторения; где \mathbf{s} – вектор ДН приемных каналов в направлении наблюдения. Фазы φ_{ℓ} отражают изменение фазовой ДН адаптированного на первом этапе обработки суммарного канала от одного периода повторения к другому и должны учитываться при сканирующей антенной системе, например, для РЛС обнаружения с механическим обзором по азимуту [36]. Сигналы $\dot{U}_{\ell,q}$ и вспомогательные фазы φ_{ℓ} используются исключительно для оценки \hat{f}_{ds} доплеровского сдвига частоты МО в соответствующем измерителе.

КК МО может проводиться, например, путем череспериодной компенсации с соответствующим сдвигом сигналов по частоте, то есть совмещением зон режекции устройства ЧПК с положением зубцов междупериодного энергетического спектра МО [77]. Когерентная компенсация МО проводится одинаковым образом во всех приемных каналах. Сформированные векторы $\mathbf{u}_{\ell,q}$ отсчетов сигналов всех приемных каналов будут содержать активные помехи и отраженный сигнал с междупериодным взвешиванием в соответствии с импульсной характеристикой устройства КК МО и остатки МО после их когерентной компенсации.

Векторы $\mathbf{u}_{\ell,q}$ поступают на процессор пространственной обработки 2, где формируются сигналы адаптированных суммарного и разностных каналов для моноимпульсной РЛС или сигнал единственного адаптированного канала для обзорной РЛС. Рассмотренная двухэтапная обработка является квазиоптимальным вариантом единой оптимальной обработки, приведенной на рис. 6.1.

Выбор реализуемого варианта структурной схемы РЛС с МПС выполняется в соответствии с ее назначением, предъявляемыми требованиями по помехоустойчивости и точности измерения угловых координат цели и ограничениями по аппаратурной сложности РЛС.

6.1.2. Критерии адаптации

В общем случае при пространственной компенсации помех могут использоваться следующие критерии адаптации [70]:

- минимума выходной мощности (суммы внешней помехи и шума);
- максимума отношения сигнал/шум (ОСПШ);
- минимума выходной мощности суммы внешней помехи и шума при фиксации значений ДН адаптированных приемных каналов в заданных направлениях.

Критерий минимума выходной мощности. Наиболее простым является критерий минимума выходной мощности шума с ВВК вида

$$\mathbf{w} = \frac{\Phi^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi^{-1} \mathbf{e}}, \quad (6.9)$$

где $\Phi = \Phi_{sh} + \Phi_{AHP} = \overline{\mathbf{y}\mathbf{y}^+}$ – корреляционная матрица процессов на выходах приемных каналов размерностью $(N+1) \times (N+1)$ или *междуканальная* КМ, включающая диагональную корреляционную матрицу внутренних шумов и междуканальную корреляционную матрицу Φ_{sh} активных шумовых помех; $\mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T$ – вектор с единственным отличным от нуля первым элементом, равным единице.

Критерий может быть использован в структурах МПС, имеющих единственный исходный основной канал или исходные (суммарный и разностные) основные каналы, то есть в структурах, изображенных на рис. 6.2, 6.3.

При использовании ВВК согласно выражению (6.9) суммарная мощность остатков внешних помех и взвешенного шума приемных каналов $P_{ап+ш} = \mathbf{w}^+ (\Phi_{sh} + \Phi_{AHP}) \mathbf{w} \rightarrow \min$. Необходимо отметить, что в правильно спроектированной приемной системе (идентичные амплитудно-фазочастотные характеристики приемных каналов, достаточный динамический диапазон, использование обработки с плавающей точкой и т. д.) для помеховой составляющей $P_{ап} = \mathbf{w}^+ \Phi_{AHP} \mathbf{w} \approx 0$, то есть внешняя помеха компенсируется полностью. Мощность взвешенных внутренних шумов на выходе адаптированного приемного канала составит

$$P_{sh} = \mathbf{w}^+ \Phi_{sh} \mathbf{w} = 2\sigma_{sh}^2 \sum_{n=0}^N |\dot{w}_n|^2. \quad (6.10)$$

Величина $\sum_{n=0}^N |\dot{w}_n|^2 = v_{sh}$ представляет собой квадрат нормы ВВК, численно равный коэффициенту v_{sh} увеличения мощности взвешенных внутренних шумов в адаптированном канале по сравнению с мощностью внутренних шумов любого приемного канала (мощности внутренних шумов во всех приемных каналах предполагаются одинаковыми).

При наличии нескольких исходных основных каналов в моноимпульсной системе формируется соответствующее число ВВК:

$$\mathbf{w}_\Sigma = \frac{\Phi_\Sigma^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi_\Sigma^{-1} \mathbf{e}}, \quad \mathbf{w}_{\Delta\alpha} = \frac{\Phi_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{e}}, \quad \mathbf{w}_{\Delta\beta} = \frac{\Phi_{\Delta\beta}^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi_{\Delta\beta}^{-1} \mathbf{e}}, \quad (6.11)$$

где $\Phi_\Sigma = \mathbf{y}_\Sigma \cdot \mathbf{y}_\Sigma^+$, $\Phi_{\Delta\alpha} = \mathbf{y}_{\Delta\alpha} \cdot \mathbf{y}_{\Delta\alpha}^+$, $\Phi_{\Delta\beta} = \mathbf{y}_{\Delta\beta} \cdot \mathbf{y}_{\Delta\beta}^+$ – КМ процессов на выходах каждого из основных и компенсационных каналов.

Формируемый согласно выражению (6.9) ВВК представляет собой первый столбец обратной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, нормированный к его первому значению.

Корреляционные матрицы Φ или матрицы Φ_Σ , $\Phi_{\Delta\alpha}$, $\Phi_{\Delta\beta}$ неизвестны и должны быть оценены по принимаемой реализации. Оценка проводится в соответствии с выражением

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^+, \quad (6.12)$$

где \mathbf{y}_k – векторы $k = \overline{1, K}$ отсчетов сигналов приемных каналов, расположенных в окрестности анализируемого участка по дальности.

Критерий максимума отношения сигнал/помеха + шум. ВВК формируется в соответствии с выражением

$$\mathbf{w} = \frac{\Phi^{-1} \mathbf{f}_s}{\mathbf{e}^T \Phi^{-1} \mathbf{f}_s}, \quad (6.13)$$

где $\mathbf{f}_s = (\dot{F}_0(\alpha_s, \beta_s), \dot{F}_1(\alpha_s, \beta_s), \dots, \dot{F}_N(\alpha_s, \beta_s))^T$ – вектор значений ДН приемных каналов (основного с индексом 0 и компенсационных) в ожидаемом направлении (α_s, β_s) прихода полезного отраженного сигнала. В знаменателе выражения (6.12) имеем $\mathbf{e}^T \Phi^{-1} \mathbf{f}_s = \dot{w}_0$ – весовой коэффициент основного приемного канала без учета нормировки.

ВВК, сформированный согласно выражению (6.13), может быть использован в структурах МПС моноимпульсной РЛС, имеющих набор исходных основных каналов (рис. 6.2, 6.3), для ЦДО адаптированного основного канала в структурах, предполагающих разделение общей апертуры на подрешетки, и в структуре с единой пространственно-временной обработкой (см. рис. 6.1) при исполь-

зовании сканирования формируемого главного лепестка в заданной угловой области. В то же время сформировать адаптированные разностные каналы моноимпульсной РЛС с использованием выражения (6.13) невозможно.

При наличии нескольких исходных основных каналов аналогично выражению (6.11) формируется соответствующее число весовых векторов:

$$\mathbf{w}_\Sigma = \frac{\Phi_\Sigma^{-1} \mathbf{f}_s}{\mathbf{e}^T \Phi_\Sigma^{-1} \mathbf{f}_s}, \mathbf{w}_{\Delta\alpha} = \frac{\Phi_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{f}_s}{\mathbf{e}^T \Phi_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{f}_s}, \mathbf{w}_{\Delta\beta} = \frac{\Phi_{\Delta\beta}^{-1} \mathbf{f}_s}{\mathbf{e}^T \Phi_{\Delta\beta}^{-1} \mathbf{f}_s}. \quad (6.14)$$

В отличие от ВВК (6.9) по критерию минимума выходной мощности, где величина ДН адаптированного основного канала в направлении на источник полезного сигнала не контролируется и может в том числе оказаться близкой к нулю, ВВК по критерию (6.13) обеспечивает отношение γ сигнал/помеха+шум:

$$\gamma = \frac{E_0^2 |\mathbf{w}^+ \mathbf{f}_c|^2}{\mathbf{w}^+ \Phi \mathbf{w}} \rightarrow \max, \quad (6.15)$$

где E_0 – амплитуда ОС на выходе *изотропной* приемной антенны.

В формуле (6.15) величина $\mathbf{w}^+ \mathbf{f}_c = \dot{F}_a(\alpha_c, \beta_c)$ представляет собой значение ДН адаптированного основного канала в направлении на цель, а числитель в целом – мощность полезного сигнала на выходе системы обработки. Знаменатель представляет собой мощность суммы нескомпенсированных остатков внешних активных помех и взвешенного внутреннего шума.

Критерий минимума выходной мощности при заданных ограничениях на форму диаграммы направленности адаптированных приемных каналов. Для реализации компенсации помех совместно с ЦДО в структурах МПС любого вида, как с одним основным каналом, так и моноимпульсных с суммарным, разностными или интерферометрическими приемными каналами, используется следующий подход [59; 60]. Необходимо найти ВВК \mathbf{w} приемного канала, который обеспечивает минимум мощности остатков внешних помех и взвешенного внутреннего шума:

$$\mathbf{w} = \arg \min_{\mathbf{w}} (\mathbf{w}^+ \Phi \mathbf{w}) \quad (6.16)$$

при условии, что ДН адаптированного приемного канала в $r = \overline{1, R}$ заданных угловых направлениях $(\alpha_r^{\text{огр}}, \beta_r^{\text{огр}})$ строго соответствует требуемым значениям:

$$\mathbf{w}^+ \mathbf{f}(\alpha_r^{\text{огр}}, \beta_r^{\text{огр}}) = \dot{F}_{a_{\text{огр}}}(\alpha_r^{\text{огр}}, \beta_r^{\text{огр}}), \quad r = \overline{1, R}. \quad (6.17)$$

Эти $r = \overline{1, R}$ угловых направлений будем называть направлениями *ограничений*, наложенных на значения адаптированных ДН приемных каналов, а сам алгоритм согласно выражениям (6.16), (6.17) – алгоритмом формирования ВВК с линейными ограничениями или просто ограничениями. Этот алгоритм для формирования единственного приемного канала был предложен Фростом [75].

Для алгоритма (6.16) с учетом выражения (6.17) обеспечивается минимизация мощности внешних помех и взвешенных внутренних шумов на выходе системы обработки при обеспечении требуемых значений ДН приемных каналов в

заданных направлениях. При $R=1$ и $(\alpha_r^{\text{орп}}, \beta_r^{\text{орп}}) = (\alpha_s, \beta_s)$ ВВК, формируемый для алгоритма с одним ограничением с точностью до постоянного множителя, совпадает с ВВК для алгоритма максимума ОСПШ.

Задача (6.16), (6.17) представляет собой задачу условной оптимизации, решение которой находится с использованием метода неопределенных множителей Лагранжа [75]. Запишем систему ограничений (6.17) в виде

$$\mathbf{C}^+ \mathbf{w} = \mathbf{b}^*, \quad (6.18)$$

где \mathbf{C} – матрица ограничений размерностью $N \times R$, составленная из вектор-столбцов амплитудно-фазового распределения (АФР) на элементах приемной системы в $r = \overline{1, R}$ точках ограничений:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \dot{F}_0(\alpha_1^{\text{орп}}, \beta_1^{\text{орп}}) & \dot{F}_0(\alpha_2^{\text{орп}}, \beta_2^{\text{орп}}) & \dots & \dot{F}_0(\alpha_R^{\text{орп}}, \beta_R^{\text{орп}}) \\ \dot{F}_1(\alpha_2^{\text{орп}}, \beta_1^{\text{орп}}) & \dot{F}_1(\alpha_2^{\text{орп}}, \beta_2^{\text{орп}}) & \dots & \dot{F}_1(\alpha_R^{\text{орп}}, \beta_R^{\text{орп}}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{F}_N(\alpha_1^{\text{орп}}, \beta_1^{\text{орп}}) & \dot{F}_N(\alpha_2^{\text{орп}}, \beta_2^{\text{орп}}) & \dots & \dot{F}_N(\alpha_R^{\text{орп}}, \beta_R^{\text{орп}}) \end{pmatrix}; \quad (6.19)$$

\mathbf{b} – вектор-столбец требуемых значений ДН адаптированного приемного канала в заданных направлениях, равный

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} \dot{F}_{\text{а.рп}}(\alpha_1^{\text{орп}}, \beta_1^{\text{орп}}) \\ \dot{F}_{\text{а.рп}}(\alpha_2^{\text{орп}}, \beta_2^{\text{орп}}) \\ \vdots \\ \dot{F}_{\text{а.рп}}(\alpha_R^{\text{орп}}, \beta_R^{\text{орп}}) \end{pmatrix}. \quad (6.20)$$

Решение оптимизационной задачи имеет вид [75]

$$\mathbf{w} = \Phi^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \Phi^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b}^*. \quad (6.21)$$

Для одного приемного канала выбор направлений ограничений $(\alpha_r^{\text{орп}}, \beta_r^{\text{орп}})$ и требуемых значений $\dot{F}_{\text{а.рп}}(\alpha_r^{\text{орп}}, \beta_r^{\text{орп}})$ ДН адаптированного приемного канала в этих направлениях обеспечивает *синтез требуемой формы диаграммы направленности адаптированного приемного канала в некоторой угловой области по совокупности заданных точек.*

Для описания (задания) формы главного лепестка ДН в одной плоскости достаточно задать 2...5 ограничений, для описания формы главного лепестка в двух плоскостях в большинстве случаев достаточно использовать $R = 5$ ограничений, из которых одно соответствует максимуму формируемого главного лепестка, а направления двух пар остальных ограничений расположены симметрично относительно максимума в двух ортогональных плоскостях.

Для случая формирования адаптированных приемных каналов моноимпульсных РЛС с суммарным, разностным по азимуту и разностным по углу места каналами при использовании выходных сигналов системы подрешеток используется *единая система ограничений* [59; 60] и формируются три вектора весовых коэффициентов:

$$\mathbf{w}_\Sigma = \mathbf{W} \cdot \mathbf{b}_\Sigma^*, \mathbf{w}_{\Delta\alpha} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{b}_{\Delta\alpha}^*, \mathbf{w}_{\Delta\beta} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{b}_{\Delta\beta}^*, \quad (6.22)$$

где $\mathbf{b}_\Sigma, \mathbf{b}_{\Delta\alpha}, \mathbf{b}_{\Delta\beta}$ – векторы желательных значений ДН адаптированных суммарного и разностных по азимуту и углу места каналов;

$$\mathbf{W} = \Phi^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \Phi^{-1} \mathbf{C})^{-1} \quad (6.23)$$

матрица *цифрового диаграммообразования и компенсации помех*.

Если же в многоканальной антенной системе имеются выделенные основные и компенсационные каналы, то выражения (6.22), (6.23) преобразуются к виду

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_\Sigma &= \Phi_\Sigma^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \Phi_\Sigma^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b}_\Sigma^*, \\ \mathbf{w}_{\Delta\alpha} &= \Phi_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \Phi_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b}_{\Delta\alpha}^*, \\ \mathbf{w}_{\Delta\beta} &= \Phi_{\Delta\beta}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \Phi_{\Delta\beta}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b}_{\Delta\beta}^*. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Иллюстрация формирования единой системы ограничений при задании векторов \mathbf{b}_Σ и $\mathbf{b}_{\Delta\alpha}$ для случая пеленгации в одной плоскости и использования трех ограничений приведена на рис. 6.8.

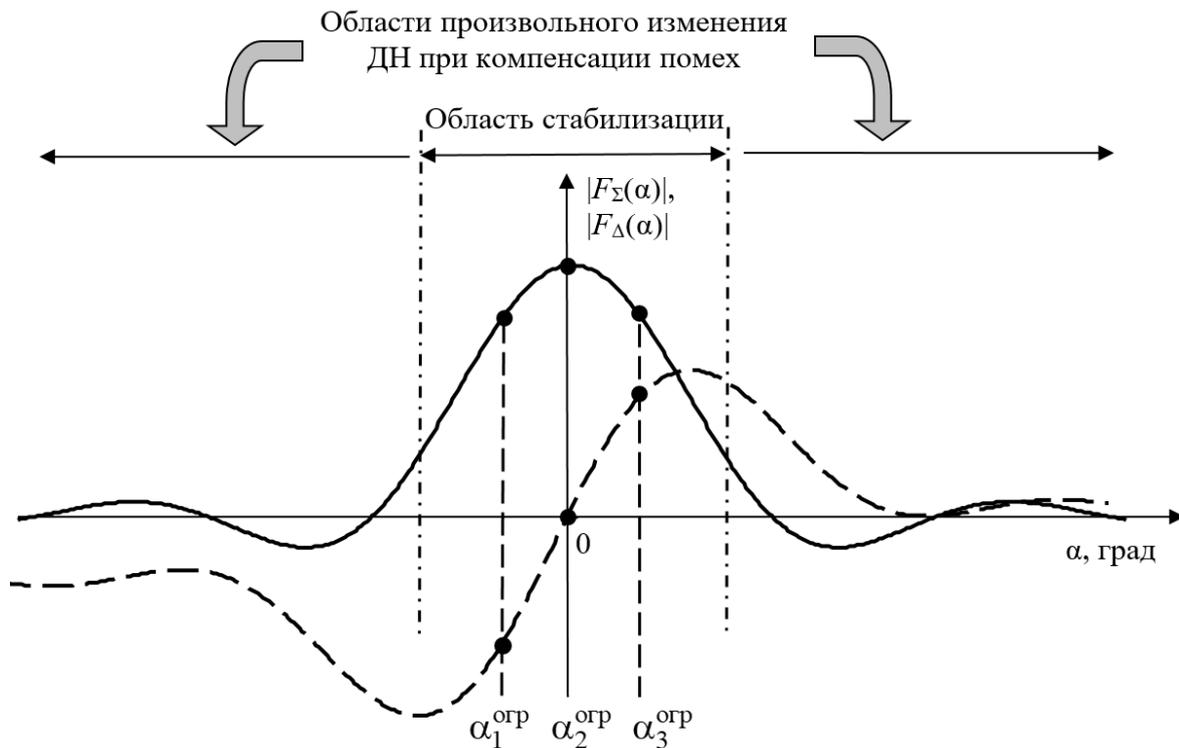


Рис. 6.8. Иллюстрация выбора направлений ограничений на значения ДН адаптированных суммарного (сплошная кривая) и разностного (пунктирная кривая) каналов в моноимпульсной РЛС

Направления ограничений выбраны в пределах главного лепестка ДН суммарного канала, причем одно из ограничений соответствует его максимуму, а два других расположены симметрично. Фазовые центры суммарного и разностного каналов совпадают.

Аналогично могут быть сформированы и векторы \mathbf{b}_{ϕ_1} , \mathbf{b}_{ϕ_2} для интерферометрической моноимпульсной системы, в которой амплитудные диаграммы направленности в заданном угловом секторе идентичны или очень близки, а фазовые ДН различны и функционально связаны с базой интерферометрической системы и углом наблюдения.

Для алгоритма с ограничениями при наличии двух и большего числа ограничений могут быть выделены две постепенно переходящие друг в друга угловые области (рис. 6.8): область стабилизации адаптированной ДН, охватывающая угловой сектор между крайними ограничениями и некоторую часть углов, близких к ним, и область произвольного изменения ДН, где будут компенсироваться внешние помехи.

С позиций системного проектирования РЛС алгоритм адаптации по критерию минимума выходной мощности при наличии ограничений наряду с возможностью реализации ЦДО с компенсацией помех обладает рядом существенных особенностей.

Во-первых, алгоритм обладает инвариантностью к использованию при расчете ВВК ковариационной матрицы $\Phi_{sh+AHP+MO+s} = \Phi_{sh} + \Phi_{AHP} + \Phi_{MP} + \Phi_s$ суммы сигнала (или МО) и активных помех вместо КМ $\Phi_{sh+AHP} = \Phi_{sh} + \Phi_{AHP}$ шума и активных помех [59; 60; 75]. Поэтому если во входной реализации будут присутствовать мощные мешающие отражения, в том числе пространственно-локализованные или, в некоторых случаях, мощный отраженный сигнал, работоспособность алгоритма в части компенсации помех при сохранении формы адаптированных основных каналов сохранится.

Во-вторых, использование алгоритма с ограничениями не накладывает никаких дополнительных требований на характеристики ДН антенн приемных каналов. Алгоритм может быть реализован как на базе полностью или частично адаптивных антенных решеток с выделением подрешеток произвольной конфигурации, так и на базе независимых основной моноимпульсной и компенсационных антенн. Вместе с тем число компенсируемых источников помех уменьшается на число R используемых ограничений. То есть если число каналов в исходной системе составляет N , то число компенсируемых источников помех составит $N-R$.

В-третьих, так как амплитудно-фазовые соотношения между выходными сигналами адаптированных основных приемных каналов ДН сохранены, то для оценки углового отклонения $\delta\hat{\alpha}$ цели от опорного направления $\alpha_{оп}$, соответствующего максимуму главного лепестка суммарного канала, может быть использована классическая процедура моноимпульсного пеленгования. Для случая пеленгации в одной плоскости и когерентного накопления ОС угловое отклонение запишется в виде

$$\delta\hat{\alpha} = \frac{1}{\mu} \frac{\operatorname{Re}(\dot{Z}_{\Sigma} \dot{Z}_{\Delta\alpha}^*)}{\dot{Z}_{\Sigma} \dot{Z}_{\Sigma}^*}, \quad (6.25)$$

где $\dot{Z}_\Sigma, \dot{Z}_{\Delta\alpha}$ – выходные сигналы когерентного накопителя, сформированные при обработке сигналов $\dot{Y}_\Sigma, \dot{Y}_{\Delta\alpha}$ адаптированных приемных каналов; μ – крутизна пеленгационной характеристики.

6.1.3. Особенности подсистем пространственно-поляризационной обработки

При системном проектировании РЛС разработчиком осуществляется выбор поляризации излучаемого и принимаемого сигнала. Выбор поляризации с позиций приема отраженного сигнала определяется функциональным назначением РЛС, длиной волны, прогнозируемой интенсивностью отражений от подстилающей поверхности и конструктивными ограничениями [24; 53; 56; 85; 86].

Так как при использовании перекрестных поляризаций (например, на излучение горизонтальной, а на прием вертикальной) мощность отраженного сигнала уменьшается примерно на 10 дБ [86], то на излучение и на прием используется, как правило, одна поляризация. Исключением является круговая поляризация на передачу и прием с разными направлениями вращения, что позволяет существенно ослабить влияние мешающих отражений от гидрометеоров [53; 86].

Активные помехи, как организованные, так и естественные (например, взаимные помехи из-за нарушений требований электромагнитной совместимости), имеют, как правило, фиксированную поляризацию. В то же время нельзя исключать в перспективе и наличие активных помех с хаотической или изменяющейся поляризацией.

Рассмотрим характеристики сигналов на выходах приемных антенн с одинаковой или различной поляризацией при наличии помех с фиксированной или изменяющейся (в том числе хаотической) поляризацией.

Анализ характеристик МПС одновременно в пространственной и поляризационной области имеет свои особенности и является достаточно сложным. Поэтому кратко рассмотрим особенности представления сигналов, помех и ДН приемных каналов для систем пространственно-поляризационной обработки (ППО). Одновременно будем проводить анализ закономерностей такой обработки.

При анализе систем ППО ДН приемных каналов и сигналы (помехи) являются векторными. При записи ДН и сигналов удобно использовать линейный поляризационный базис $(\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2)$, где $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2$ – единичные орты, перпендикулярные направлению распространения электромагнитной волны (направлению наблюдения), при этом орт \mathbf{k}_1 лежит в плоскости падения (плоскости, проходящей через направление наблюдения и нормаль к антенной системе), а орт \mathbf{k}_2 перпендикулярен плоскости падения [53; 56]. В случае когда вектор напряженности \vec{E} электрического поля колеблется вдоль орта \mathbf{k}_1 , то электромагнитная волна имеет вертикальную поляризацию, если колебания вектора напряженности \vec{E} происходят вдоль орта \mathbf{k}_2 – то горизонтальную поляризацию.

Поляризационные параметры помехи или любого другого источника радиоизлучения в указанном базисе определяются двухкомпонентным вектором поляризации \mathbf{p}_π , который удобно задавать в виде

$$\mathbf{p}_\pi = \begin{pmatrix} \cos \gamma_\pi \\ \sin \gamma_\pi e^{j\varphi_\pi} \end{pmatrix}, \quad (6.26)$$

где $0 \leq \gamma_\pi \leq \pi/2$; φ_π – фазовый сдвиг между ортогонально-поляризованными составляющими электромагнитной волны. Второй элемент $p_{\pi 2} = \sin \gamma_\pi e^{j\varphi_\pi}$ вектора поляризации – *фаза* – полностью определяет поляризацию электромагнитной волны, причем случай $\varphi_\pi = 0$ соответствует наклонной поляризации с углом наклона γ_π . При $\gamma_\pi = \pi/4$ напряженности ортогонально поляризованных компонентов одинаковы, поэтому при сдвиге фаз $\varphi_\pi = \pm\pi/2$ получим круговую поляризацию с различными направлениями вращения. При произвольных γ_π, φ_π получим эллиптическую поляризацию любого направления вращения.

В общем случае для вектора напряженности электромагнитной волны можно записать

$$\mathbf{e} = \dot{E}_m(t) e^{j\varphi} \mathbf{p}_\pi^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix} = E_m e^{j\varphi} (p_{\pi 1} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{\pi 2} \mathbf{k}_2), \quad (6.27)$$

где $E_m(t)$ – амплитуда, а φ – фаза волны.

Аналогично поляризационные параметры антенны определяются двухкомпонентным вектором поляризации антенны:

$$\mathbf{p}_A = \begin{pmatrix} \cos \gamma_A \\ \sin \gamma_A e^{j\varphi_A} \end{pmatrix}, \quad (6.28)$$

а векторная ДН антенны примет вид

$$\mathbf{f}(\alpha) = F_A(\alpha) e^{j\varphi_A(\alpha)} \mathbf{p}_A^T(\alpha) \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix} = F_A(\alpha) e^{j\varphi_A(\alpha)} (p_{A1}(\alpha) \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}(\alpha) \mathbf{k}_2), \quad (6.29)$$

где $F_{Am}(\alpha)$ – значение ДН на согласованной (собственной) поляризации.

С использованием формул (6.26)...(6.29) запишем напряжения на выходах двух приемных антенн со значениями векторных ДН в направлении прихода электромагнитной волны \mathbf{f}_1 и \mathbf{f}_2 при фиксированной поляризации помехи $\mathbf{p}_\pi = \text{const}$. С точностью до несущественного амплитудного множителя:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1(t) &= \mathbf{e} \cdot \mathbf{f}_1 = E_m(t) e^{j\varphi} F_A^{(1)} e^{j\varphi_A^{(1)}} (p_{\pi 1} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{\pi 2} \mathbf{k}_2) (p_{A1}^{(1)} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}^{(1)} \mathbf{k}_2) = \\ &= E_m e^{j\varphi} F_A^{(1)} e^{j(\varphi + \varphi_A^{(1)})} (p_{\pi 1} p_{A1}^{(1)} + \dot{p}_{\pi 2} \dot{p}_{A2}^{(1)}), \\ \dot{U}_2(t) &= \mathbf{e} \cdot \mathbf{f}_2 = E_m(t) e^{j\varphi} F_A^{(2)} e^{j\varphi_A^{(2)}} (p_{\pi 1} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{\pi 2} \mathbf{k}_2) (p_{A1}^{(2)} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}^{(2)} \mathbf{k}_2) = \\ &= E_m e^{j\varphi} F_A^{(2)} e^{j(\varphi + \varphi_A^{(2)})} (p_{\pi 1} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{\pi 2} \dot{p}_{A2}^{(2)}). \end{aligned} \quad (6.30)$$

Корреляционный момент связи и мощности процессов на выходах двух антенн для случая, когда амплитуда $E_m(t)$ – узкополосный случайный процесс, составит

$$\begin{aligned} \dot{R}_{12} &= \overline{\dot{U}_1(t)U_2^*(t)} = E_m(t)e^{j\varphi}F_A^{(2)}e^{j(\varphi+\varphi_A^{(2)})}(p_{п1}p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{п2}\dot{p}_{A2}^{(2)}) = \\ &= \overline{|\dot{E}_m(t)|^2}F_A^{(1)}F_A^{(2)}e^{j(\varphi_A^{(1)}-\varphi_A^{(2)})}(p_{п1}p_{A1}^{(1)} + \dot{p}_{п2}\dot{p}_{A2}^{(1)})(p_{п1}p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{п2}\dot{p}_{A2}^{(2)}), \\ \sigma_1^2 &= \overline{|\dot{U}_1(t)|^2} = \overline{|\dot{E}_m(t)|^2} \cdot |F_A^{(1)}|^2 \cdot |p_{п1}p_{A1}^{(1)} + \dot{p}_{п2}\dot{p}_{A2}^{(1)}|^2, \\ \sigma_2^2 &= \overline{|\dot{U}_2(t)|^2} = \overline{|\dot{E}_m(t)|^2} \cdot |F_A^{(2)}|^2 \cdot |p_{п1}p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{п2}\dot{p}_{A2}^{(2)}|^2. \end{aligned} \quad (6.31)$$

Как легко убедиться по формуле (6.31), модуль коэффициента корреляции помехи на выходе двух приемных каналов с любой поляризацией при фиксированной поляризации электромагнитной волны

$$|\dot{r}_{12}| = \frac{|\dot{R}_{12}|}{\sigma_1\sigma_2} = 1. \quad (6.32)$$

Другая ситуация имеет место при хаотической или изменяющейся поляризации помехи. Пусть помеха имеет наклонную изменяющуюся во времени поляризацию вида

$$\mathbf{p}_п(t) = \begin{pmatrix} \cos(\omega_\pi t) \\ \sin(\omega_\pi t) \end{pmatrix}, \quad (6.33)$$

где ω_π – круговая частота вращения угла наклона плоскости поляризации. Как видно из (6.33), поляризация в пределах периода повторения угла наклона $2\pi/\omega_\pi$, оставаясь линейной, дважды изменяется от вертикальной до горизонтальной. Тогда коэффициент корреляции составит

$$\begin{aligned} \dot{R}_{12} &= \frac{\omega_\pi}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_\pi}} \overline{\dot{U}_1(t)U_2^*(t)} dt = \frac{\omega_\pi}{2\pi} \overline{|\dot{E}_m(t)|^2} F_A^{(1)} F_A^{(2)} e^{j(\varphi_A^{(1)}-\varphi_A^{(2)})} \times \\ &\times \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_\pi}} (\cos(\omega_\pi t)p_{A1}^{(1)} + \sin(\omega_\pi t)\dot{p}_{A2}^{(1)})(\cos(\omega_\pi t)p_{A1}^{(2)} + \sin(\omega_\pi t)\dot{p}_{A2}^{*(2)}) dt = \\ &= \frac{\overline{|\dot{E}_m(t)|^2}}{2} F_{Am}^{(1)} F_{Am}^{(2)} e^{j(\varphi_A^{(1)}-\varphi_A^{(2)})} (p_{A1}^{(1)} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{A2}^{(1)} \dot{p}_{A2}^{*(2)}). \end{aligned} \quad (6.34)$$

Мощности при аналогичном выражению (6.34) усреднении

$$\begin{aligned}\sigma_1^2 &= \frac{\omega_\pi}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_\pi}} |\dot{U}_1(t)|^2 dt = \frac{\omega_\pi}{2\pi} \frac{|\dot{E}_m(t)|^2}{2} |F_A^{(1)}|^2 \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_\pi}} |\cos(\omega_\pi t) p_{A1}^{(1)} + \sin(\omega_\pi t) \dot{p}_{A2}^{(1)}|^2 dt = \\ &= \frac{|\dot{E}_m(t)|^2}{2} |F_A^{(1)}|^2 (|p_{A1}^{(1)}|^2 + |\dot{p}_{A2}^{(1)}|^2) = \frac{|\dot{E}_m(t)|^2}{2} |F_A^{(1)}|^2, \\ \sigma_2^2 &= \frac{|\dot{E}_m(t)|^2}{2} |F_A^{(2)}|^2.\end{aligned}\quad (6.35)$$

Отсюда модуль коэффициента корреляции:

$$|\dot{r}_{12}| = \frac{|\dot{R}_{12}|}{\sigma_1 \sigma_2} = |p_{A1}^{(1)} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{A2}^{(1)} p_{A2}^{*(2)}|, \quad (6.36)$$

причем при $\mathbf{p}_A^{(1)} = \mathbf{p}_A^{(2)}$ получим $|\dot{r}_{12}| = 1$, а при любом различии поляризационных характеристик приемных каналов, когда $\mathbf{p}_A^{(1)} \neq \mathbf{p}_A^{(2)}$, всегда $|\dot{r}_{12}| < 1$.

Отличие от единицы модуля коэффициента корреляции для помехи с изменяющейся поляризацией при неидентичных поляризационных характеристиках приемных каналов приводит к уменьшению качества подавления помех.

Как известно, потенциальный коэффициент подавления помехи для случая простейшей системы из двух приемных антенн определяется выражением $v_{AKP} = (1 - |\dot{r}_{12}|^2)^{-1}$ [75]. На рис. 6.9 для двух приемных антенн в виде вибраторов, углы установки которых отличаются на величину $\Delta\gamma$ при $\mathbf{p}_A^{(1)} = (1, 0)^T$, $\mathbf{p}_A^{(2)} = (\cos \Delta\gamma, \sin \Delta\gamma)^T$, приведены рассчитанные согласно выражению (6.36) модули коэффициента корреляции и коэффициента компенсации помех от угловой ошибки $\Delta\gamma$ установки вибраторов.

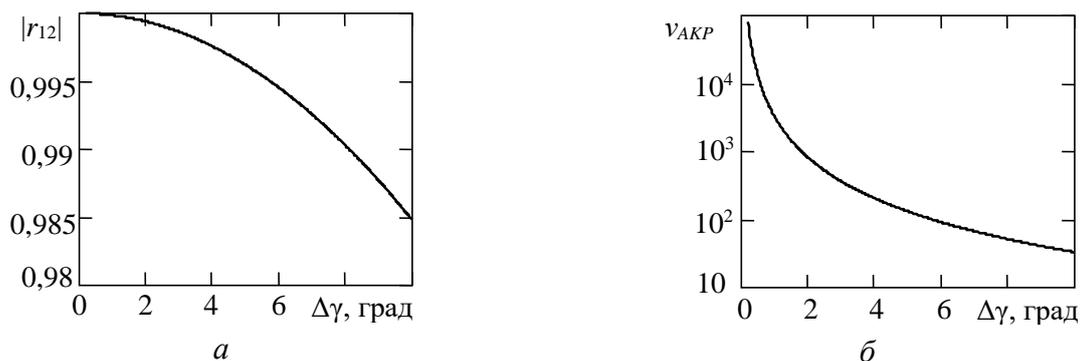


Рис. 6.9. Характеристики двухканальной приемной системы с различающимися поляризационными характеристиками:
a – модуль коэффициента корреляции; *б* – потенциальный коэффициент компенсации помехи с изменяющейся поляризацией

Влияния поляризационных различий оказывается весьма значимым. При малой, порядка $0,5^\circ$, угловой ошибке установки плоскости поляризации приемных каналов достижимый коэффициент компенсации составляет около 40 дБ. Но

при увеличении ошибки всего до 3° коэффициент компенсации уменьшается до 24 дБ, а при 10° коэффициент компенсации составляет около 13 дБ.

Таким образом, достаточно трудоемкий анализ свидетельствует о наличии следующих закономерностей:

- при фиксированной (в том числе круговой и эллиптической) поляризации помехи и любых поляризационных различиях приемных каналов модуль коэффициента корреляции комплексных напряжений на выходах приемных каналов будет равен единице; поляризационные различия приемных каналов приводят к различным значениям амплитуд и фаз сигналов на выходах приемных каналов, но выходные сигналы будут когерентными (коррелированными);

- при изменяющейся (в том числе хаотической) поляризации помехи на интервале адаптации и идентичных поляризационных характеристиках приемных каналов модуль коэффициента корреляции также будет равен единице;

- при изменяющейся поляризации помехи на интервале адаптации и различных поляризационных характеристиках приемных каналов модуль коэффициента корреляции уменьшается и эффективность пространственной компенсации помех снижается.

В антенных системах РЛС различия поляризационных характеристик приемных каналов могут быть обусловлены следующими факторами [13; 85; 86; 92]:

- исходными ошибками углов установки антенных элементов в процессе монтажа;

- технологическим разбросом изготовления антенных элементов (вибраторов, рупоров, микрополосковых антенн и т. д.);

- механическими и температурными деформациями антенной системы;

- влиянием краевых токов на антенные элементы, находящиеся в центре и на краях апертуры;

- влиянием обтекателя, особенно обтекателя с аэродинамической формой и переменной кривизной.

В общем случае при определении поляризационных характеристик многоканальной антенной системы РЛС при предъявлении требования компенсации хаотически поляризованных помех у разработчика имеются два альтернативных решения:

- 1) реализовать систему приемных каналов с очень близкими поляризационными характеристиками, степень разброса которых не превышает некоторый уровень, обеспечивающий заданное качество подавления помех с изменяющейся (хаотической) поляризацией;

- 2) реализовать систему, в которой основные приемные каналы имеют заданную поляризацию (совпадающую с поляризацией излучаемого сигнала), а пары или несколько компенсационных каналов – близкую к ортогональной поляризацию.

Преимущество первого варианта определяется минимальным числом приемных каналов. Во втором варианте требуемое число приемных каналов при компенсации источника помех с изменяющейся поляризацией в два раза больше, чем у первого. При этом пара каналов с примерно ортогональной поляризацией

будет «подстраивать» свою результирующую после весовой обработки поляризацию ортогонально поляризации помехи. Это соответствует переходу к пространственно-поляризационной обработке, при которой возможности по компенсации источников помех увеличиваются. При ППО в ряде случаев появляются возможности компенсации помехи с фиксированной поляризацией с сохранением возможности приема полезного сигнала, в том числе при воздействии по главному лепестку ДН основного канала. Формирование весовых коэффициентов в системах ППО осуществляется по тем же критериям и по тем же исходным данным, что и для систем пространственной обработки.

6.1.4. Классификация вариантов радиолокационных станций с многоканальными приемными системами и компенсацией помех

Классификация вариантов построения РЛС с МПС приведена в табл. 6.1. Основным является первый классификационный признак, в соответствии с которым выделяются три базовые (1.1, 1.2, 1.3) структуры.

Таблица 6.1

Классификация вариантов построения РЛС с многоканальными приемными системами и компенсацией помех

Классификационный признак	Возможные значения признака
1	2
1. По методу реализации пеленгационной характеристики	1.1. С полным анализом функции правдоподобия (коррекцией пеленгационной характеристики) [35; 36; 52; 84; 90; 94; 95]
	1.2. С ограничениями на значения диаграмм направленности адаптированных приемных каналов
	1.3. С блокировкой полезного сигнала в компенсационных каналах
	1.4. Без ограничений и блокировки полезного сигнала
2. По варианту антенной системы	2.1. Без выделения основных (парциальных или суммарного и разностных) каналов
	2.2. С выделением основных каналов при использовании независимых моноимпульсной основной и компенсационных антенн или частично адаптивной антенной решетки
3. По месту реализации обработки (при выделении основных каналов)	3.1. На выходах парциальных каналов
	3.2. На выходах суммарных и разностных каналов
4. По используемым каналам компенсации (при выделении основных каналов)	4.1. С использованием только компенсационных каналов
	4.2. С использованием компенсационных и основных каналов

1	2
5. По возможности реализации пространственно-поляризационной обработки	5.1. С возможностью приема полезного сигнала с произвольной поляризацией
	5.2. С моноимпульсной основной антенной фиксированной поляризации и компенсационными антеннами с различающимися поляризационными характеристиками
	5.3. С одинаковыми поляризационными характеристиками всех приемных каналов
6. По типу обтекателя	6.1. С плоским обтекателем
	6.2. С обтекателем, обладающим аэродинамическим качеством

6.1.5. Методы и алгоритмы вычисления векторов весовых коэффициентов

Метод непосредственного обращения матрицы. Выражения (6.9), (6.13), (6.14) и (6.21), определяющие оптимальные для различных критериев векторы весовых коэффициентов, соответствуют их формированию методом непосредственного обращения корреляционной матрицы (НОМ).

При использовании НОМ необходимо согласно выражению (6.12) сформировать оценку $\hat{\Phi}$ КМ процессов на выходах приемных каналов, обратиться к ней и использовать при формировании ВВК.

При определении числа отсчетов K при формировании оценки КМ необходимо учитывать следующие обстоятельства [2; 3; 8; 75; 83]:

- при *классифицированной* выборке, включающей только внутренние шумы приемных каналов и помехи и не содержащей ОС или МО, требуемое число отсчетов относительно невелико и составляет $K = (2...10)N$, где N – число приемных каналов; при выборе $K = 2N$ потери в отношении сигнал/шум в сравнении со случаем $K \rightarrow \infty$ (точно известная КМ) составляют 3 дБ, при $K = 4N$ не превышают 1 дБ [75], в то время как при $K = N$ потери составляют 10 дБ [75]; при типовых значениях $N = 12$; $K = 4N = 24$; $\Delta f_0 = 1$ МГц протяженность участка по дальности, в пределах которого формируется оценка КМ, составит

$$\frac{Kc}{2\Delta f_0} = \frac{24 \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^6} = 3600 \text{ м};$$

- при *неклассифицированной* выборке, содержащей МО или ОС при отношении сигнал/шум γ_s или МО при отношении мешающие отражения/шум γ_{MO} на выходах компенсационных каналов, требуемое число отсчетов при одинаковых потерях в отношении ОСПШ увеличивается примерно пропорционально $\gamma_{s(MO)}$ (в раз); так, например, при $\gamma_{MO} = 40$ дБ и приведенных выше исходных

данных потребуется $K = 4N\gamma_{MO} = 2,4 \cdot 10^5$ отсчетов, что нереализуемо; при меньшем числе отсчетов уменьшается коэффициент подавления помех, значение которого может снизиться до 5...10 дБ.

Исходя из этих закономерностей для обеспечения эффективной компенсации помех при наличии интенсивных МО или достаточно сильного сигнала могут быть использованы следующие методы:

- формирование оценки КМ на временных интервалах приема, где отсутствуют интенсивные МО; при квазистационарных в пределах периода повторения или пачки зондирующих сигналов активных помех это можно сделать на основе построения карты пассивных помех и выбора одного или нескольких участков дальности, свободных от пассивных помех;
- формирование оценки КМ по сигналам помехи в полосе частот вне полосы частот ОС и МО; метод основан на том, что в большинстве случаев помеха имеет более широкий спектр, чем спектр зондирующего сигнала;
- использование *регуляризации* выборочной корреляционной матрицы;
- использование компенсационных каналов с блокировкой полезного сигнала;
- использование двухэтапного алгоритма обработки, предусматривающего предварительную пространственную компенсацию помех, оценивание доплеровского сдвига МО, проведение их череспериодной компенсации *в каждом приемном канале* и повторную пространственную компенсацию помех.

Два последних метода относятся к перспективному направлению *адаптации структуры* МПС в процессе функционирования [75].

Отдельно следует остановиться на методе *регуляризации* корреляционной матрицы. Ряд исследований показывает [3; 6; 75; 83], что особенность пространственной компенсации заключается в том, что при малом числе отсчетов в выборке при оценивании КМ отношение сигнал/помеха + шум уменьшается не из-за недостаточного подавления помехи, а из-за резкого возрастания мощности

взвешенных шумов $P_{sh} = 2\sigma_{sh}^2 |\mathbf{w}|^2 = 2\sigma_{sh}^2 \sum_{n=0}^N |\dot{w}_n|^2$. Признаком недостаточной

адаптации является большое значение квадрата нормы $|\mathbf{w}|^2 = \sum_{n=0}^N |\dot{w}_n|^2$ ВВК.

При правильно спроектированной и функционирующей в нормальных условиях МПС (число источников помех примерно в два раза меньше, чем число степеней свободы системы, источники помех отстоят от максимума главного лепестка ДН антенны основного канала не менее чем на его ширину, то есть начиная с первого бокового лепестка) выполняется $|\mathbf{w}|^2 < 2...3$. Возрастание квадрата нормы выше указанных значений (до нескольких десятков и сотен) свидетельствует о недостаточном объеме выборки. Для снижения квадрата нормы ВВК и увеличения ОСПШ рекомендуется [6; 63; 64; 75; 83] проводить регуляризацию выборочной КМ путем добавления к ней диагональной матрицы:

$$\hat{\Phi}_p = \hat{\Phi} + \mu_p^2 \mathbf{E}, \quad (6.37)$$

где μ_p^2 – коэффициент регуляризации; \mathbf{E} – единичная матрица.

Добавление к выборочной корреляционной матрице диагональной матрицы $\mu_p^2 \mathbf{E}$ аналогично добавлению в систему обработки «искусственного шума», но только на этапе формирования ВВК [75; 83]. Основной проблемой использования регуляризации согласно выражению (6.37) является неопределенность выбора параметра μ_p^2 в широком возможном диапазоне изменения параметров сигнално-помеховой обстановки. Отметим, что задача выбора параметра регуляризации относится к классу некорректных задач, то есть задач, для которых не выполняется хотя бы одно из требований существования решения, его единственности и устойчивости. В простейшем случае параметр регуляризации при формировании ВВК устанавливается на 5...10 дБ выше уровня собственного шума приемных каналов.

Отметим, что уменьшение числа отсчетов K при формировании оценки КМ приводит к соответствующему уменьшению нагрузки на систему цифровой обработки и уменьшению требуемого объема буферной памяти. Поэтому использование несложной процедуры регуляризации согласно выражению (6.37) позволяет уменьшить аппаратные затраты.

Рекурсивные алгоритмы вычисления весовых коэффициентов. Для получения векторов весовых коэффициентов \mathbf{w} наряду с методом НОМ могут быть использованы:

- построение автокомпенсаторов помех с использованием корреляционных обратных связей при аналоговой реализации;
- методы случайного поиска;
- рекурсивные цифровые алгоритмы.

Квадратурные автокомпенсаторы помех с корреляционными обратными связями были предложены в 50-х годах прошлого века (Я. Д. Ширман, Б. Уидроу) и активно применялись в разработках предыдущих поколений РЛС [53; 75]. Схема простейшего одноканального автокомпенсатора помех с корреляционными обратными связями приведена на рис. 6.10.

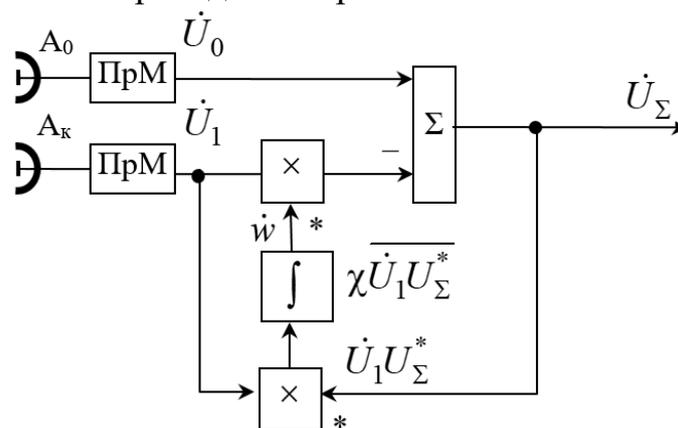


Рис. 6.10. Схема одноканального автокомпенсатора помех с корреляционными обратными связями

В схеме A_0 – антенна основного канала; A_1 – антенна компенсационного канала. Выходное напряжение \dot{U}_Σ адаптированного канала формируется как весовая сумма напряжения \dot{U}_0 основного канала и напряжения \dot{U}_1 компенсационного канала:

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - w^* \dot{U}_1. \quad (6.38)$$

Весовой коэффициент w формируется на выходе интегратора с коэффициентом усиления χ :

$$w = \chi \overline{\dot{U}_1 U_\Sigma^*}. \quad (6.39)$$

В соответствии со схемой автокомпенсатора

$$w = \chi \overline{\dot{U}_1 (U_0^* - w^* U_1^*)} = \chi \overline{\dot{U}_1 U_0^*} - \chi w \overline{|U_1|^2}$$

откуда

$$w = \frac{\overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_1|^2}}$$

и

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - \frac{\overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_1|^2}} \dot{U}_1. \quad (6.40)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления χ в цепи обратной связи единицей в знаменателе выражения (6.40) можно пренебречь и весовой коэффициент составит

$$w = \frac{\overline{\chi \dot{U}_1 U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_1|^2}} \approx \frac{\sigma_{AHP}^2 F_0^* \dot{F}_1}{\sigma_{AHP}^2 \overline{|\dot{F}_1|^2} + \sigma_{sh}^2} = \left| \sigma_{sh}^2 \overline{|\dot{F}_1|^2} \gg \sigma_{sh}^2 \right| \approx \frac{F_0^*}{F_1^*}, \quad (6.41)$$

где \dot{F}_0, \dot{F}_1 – значения ДН основной и компенсационной антенн в направлении на источник помех; σ_{AHP}^2 – средняя мощность источника помех на выходе изотропной приемной антенны.

Как легко убедиться по структурной схеме АКП, при таком значении весового коэффициента на нижнем входе сумматора формируется копия сигнала помехи с той же амплитудой и фазой, что и в основном канале. Эта копия вычитается из сигнала основного канала, приводя в идеальных условиях к полной компенсации внешней помехи. Таким образом, в одноканальном компенсаторе происходит полная декорреляция выходного напряжения \dot{U}_Σ автокомпенсатора и напряжения \dot{U}_1 компенсационного канала. При условии, что напряжение компенсационного канала обусловлено внешней помехой, это соответствует полному исключению внешней помехи из результирующего сигнала.

При увеличении числа компенсационных каналов переходят к многоканальным автокомпенсаторам помех с корреляционными обратными связями.

АКП с корреляционными обратными связями являются наиболее простым вариантом реализации подсистемы обработки. Однако они обладают следующими существенными недостатками [49; 52; 53; 75]:

- для уменьшения времени адаптации необходимо увеличивать коэффициент усиления χ цепи обратной связи, но при этом автокомпенсатор как система автоматического управления может потерять устойчивость; на практике выбрать рациональное значение коэффициента усиления, обеспечивающее быструю адаптацию, оказывается затруднительным;

- время адаптации обратно пропорционально собственным значениям корреляционной матрицы процесса на выходе приемных каналов [75]; при наличии нескольких источников помех разной мощности более мощные источники помех будут подавляться относительно быстро, а процесс адаптации по более слабым источникам помех будет затягиваться;

- сигнал адаптированного приемного канала характеризуется значительной, на 3...10 дБ больше уровня собственных шумов, выходной мощностью и заметными флуктуациями, обусловленными флуктуациями весовых коэффициентов в цепях обратной связи;

- высокая чувствительность к нестационарности помеховой обстановки, в частности, при наличии «мерцающей» помехи эффективность резко снижается;

- отсутствует возможность реализации линейно-ограниченных алгоритмов адаптации.

Эти недостатки частично или полностью преодолеваются при использовании рекурсивных цифровых алгоритмов адаптации. Функционирование рекурсивных алгоритмов основано на безусловной или условной пошаговой минимизации функции ошибок между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра. При условной оптимизации используются линейные ограничения, накладываемые на значения минимизируемой целевой функции. Для детального ознакомления с особенностями практической реализации указанных алгоритмов можно воспользоваться монографией В. И. Джигана [49], а также другими многочисленными работами по этой тематике.

Рекурсивные алгоритмы адаптации в МПС можно условно разделить на простые (с минимальными вычислительными затратами) и сложные [49]. К простым алгоритмам с ориентацией на аппаратную реализацию относятся:

- алгоритм по критерию *наименьшего квадрата ошибки (Least Mean Square, LMS)*, являющийся цифровой реализацией алгоритма функционирования аналогового АКП с корреляционными обратными связями;

- *нормализованный* алгоритм по критерию наименьшего квадрата ошибки (*Normalized LMS, NLMS*).

К алгоритмам, подразумевающим относительно большой объем вычислений на каждой итерации и ориентацию на программную реализацию, относятся алгоритмы по критерию *наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS)*, а также алгоритмы, базирующиеся на использовании леммы об обращении матрицы (*Matrix Inversion Lemma, MIL*) и *QR-разложения* [49].

В табл. 6.1 приведен полученный на основе обобщения [49] перечень наиболее распространенных алгоритмов рекурсивного вычисления ВВК с указанием критериев адаптации, начальных значений ВВК и содержания проводимых вычислений.

Наиболее широко в настоящее время используется *NLMS*-алгоритм, сочетающий в себе простоту аппаратной реализации с высокой эффективностью. В нем преодолен основной недостаток, связанный с выбором параметра μ скорости сходимости, для которого $0 < \mu < 2$. При малых значениях μ скорость адаптации низкая, но уменьшается квадрат нормы ВВК.

Между *LMS*- и *RLS*-алгоритмами существует принципиальная разница: *RLS*-алгоритм сходится к винеровскому решению, то есть позволяет достичь максимально возможной степени подавления помех и максимизировать ОСПШ, *LMS*-алгоритм принципиально не достигает винеровского решения (рис. 6.11), имея достаточно большую остаточную дисперсию.

Это обусловлено тем, что в *LMS*-алгоритме подстройка весовых коэффициентов минимизирует значение ошибки при использовании только текущего, k -го отсчета. Поэтому все флуктуации помех непосредственно сказываются на ВВК. При уменьшении μ остаточная дисперсия уменьшается, однако при этом существенно возрастает время переходных процессов при адаптации.

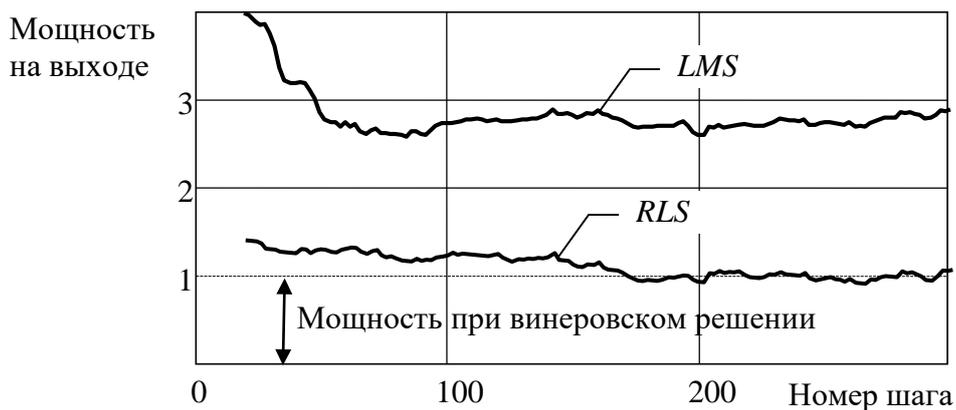


Рис. 6.11. К сравнению *LMS*- и *RLS*-алгоритмов

Рекурсивные алгоритмы адаптации при пространственной компенсации помех

Наименование алгоритма. Критерий адаптации	Выполняемые операции	Условия сходимости	Примечания
1	2	3	4
Алгоритмы наименьших квадратов (LMS)			
1.1. Наименьших квадратов (LMS). Минимума выходной мощности или минимума среднеквадратического отклонения сигнала на выходе от заданного эталона	Начальные значение и параметры: $\mathbf{w}(0) = \mathbf{0}$; для критерия минимума выходной мощности $d(k) = 0$. Рекурсивная процедура: $\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^+(k-1)\mathbf{y}(k)$, $\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mu \cdot \mathbf{y}(k)\alpha^*(k)$	$0 < \mu < \frac{1}{tr(\Phi)}$	Наименьшие аппаратные затраты; применяется при условии нахождения мощности процесса на входе в заданных границах; при несоблюдении этого условия возможно расхождение алгоритма
1.2. Нормализованный алгоритм по критерию наименьших квадратов (NLMS). Минимума выходной мощности или минимума среднеквадратического отклонения сигнала на выходе от заданного эталона	Начальные значение и параметры: $\mathbf{w}(0) = \mathbf{0}$; для критерия минимума выходной мощности $d(k) = 0$. Рекурсивная процедура: $\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^+(k-1)\mathbf{y}(k)$, $\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \frac{\mu \cdot \mathbf{y}(k)}{\mathbf{y}^+(k)\mathbf{y}(k) + \delta} \alpha^*(k)$	$0 < \mu < 2$	Применяется при неизвестных характеристиках мощности сигналов
1.3. Линейно-ограниченный алгоритм по критерию наименьших квадратов (LC LMS). Критерий минимума выходной мощности при фиксации адаптированной ДН в заданных направлениях	Начальные значение и параметры: $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^+$, $\mathbf{w}(0) = \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{f}$, $\hat{\mathbf{f}} = \mathbf{w}(0)$ Рекурсивная процедура: $\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^+(k-1)\mathbf{y}(k)$, $\mathbf{w}(k) = \mathbf{P}(\mathbf{w}(k-1) + \mu \cdot \mathbf{y}(k)\alpha^*(k)) + \hat{\mathbf{f}}$	$0 < \mu < \frac{1}{tr(\Phi)}$	Используется для ЦДО совместно с компенсацией помех; требуется знание ДН в заданных направлениях ограниченных

Продолжение табл. 6.2

1	2	3	4
<p>1.4. Нормализованный линейно-ограниченный алгоритм по критерию наименьших квадратов (<i>LC NLMS</i>).</p> <p>Минимума выходной мощности при фиксации адаптированной ДН в заданных направлениях</p>	<p>Начальные значение и параметры:</p> $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^+,$ $\mathbf{w}(0) = \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{f}; \hat{\mathbf{f}} = \mathbf{w}(0).$ <p>Рекурсивная процедура:</p> $\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^+(k-1)\mathbf{y}(k),$ $\mathbf{w}(k) = \mathbf{P} \left(\mathbf{w}(k-1) + \frac{\mu \cdot \mathbf{y}(k)\alpha^*(k)}{\mathbf{y}^+(k)\mathbf{y}(k) + \delta} \right) + \hat{\mathbf{f}}$	<p>$0 < \mu < 2$</p>	<p>Используется для ЦДО совместно с компенсацией помех; требуется знание ДН в заданных направлениях ограниченный</p>
<p>Рекурсивные алгоритмы наименьших квадратов (RLS)</p>			
<p>2.1. Рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (<i>RLS</i>)</p> <p>Минимума выходной мощности или минимума среднеквадратического отклонения сигнала на выходе от заданного эталона</p>	<p>Начальные значение и параметры:</p> $\Phi^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}; \Gamma(0) = \Phi^{-1}(0)\mathbf{C},$ $\mathbf{Q}(0) = \Gamma(0)(\mathbf{C}^+\Gamma(0))^{-1}, \mathbf{w}(0) = \mathbf{Q}(0)\mathbf{f}.$ <p>Рекурсивная процедура:</p> $\mathbf{g}(k) = \frac{\Phi^{-1}(k-1)\mathbf{y}(k)}{\mu + \mathbf{y}^+(k)\Phi^{-1}(k-1)\mathbf{y}(k)},$ $\Phi^{-1}(k) = \mu^{-1}(\Phi^{-1}(k-1) - \mathbf{g}(k)\mathbf{y}^+(k)\Phi^{-1}(k-1)),$ $\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^+(k-1)\mathbf{y}(k),$ $\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mathbf{g}(k)\alpha(k)$	<p>–</p>	<p>–</p>

1	2	3	4
<p>2.2. Линейно-ограниченный рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов с линейной вычислительной сложностью (LCRLS) [49, с. 296]. Критерий минимума выходной мощности при фиксации адаптированной ДН в заданных направлениях</p>	<p>Начальные значение и параметры: $\Phi^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}$, $\Gamma(0) = \Phi^{-1}(0) \mathbf{C}$, $\mathbf{Q}(0) = \Gamma(0) (\mathbf{C}^+ \Gamma(0))^{-1}$, $\mathbf{w}(0) = \mathbf{Q}(0) \mathbf{f}$.</p> <p>Рекурсивная процедура: $\mathbf{g}(k) = \frac{\Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)}{\mu + \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)}$, $\Phi^{-1}(k) = \mu^{-1} (\Phi^{-1}(k-1) - \mathbf{g}(k) \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1))$, $\mathbf{v}(k) = \mathbf{C}^+ \mathbf{g}(k)$; $\mathbf{v} = \mathbf{Q}^+(k-1) \mathbf{y}(k)$, $\hat{\mathbf{Q}}(k) = (\mathbf{Q}(k-1) - \mathbf{g}(k) \mathbf{v}^+(k)) \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^+(k)}{1 - \mathbf{v}^+(k) \mathbf{v}(k)} \right)$, $\mathbf{Q}(k) = \hat{\mathbf{Q}}(k) + \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \mathbf{C})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{C}^+ \hat{\mathbf{Q}}(k))$, $\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^+(k-1) \mathbf{y}(k)$, $\hat{\mathbf{w}}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mathbf{g}(k) \alpha^*(k)$ $\mathbf{w}(k) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \mathbf{O} (\mathbf{f} - \mathbf{C}^+ \hat{\mathbf{w}}(k))$</p>	<p>$0 < \mu < 2$</p>	<p>Используется для ЦДО совместно с компенсацией помех; требуется знание ДН в заданных направлениях ограничений</p>

Примечание. В формулах, представленных в табл. 6.2, использованы следующие обозначения: $d(k)$ – желаемое (эталонное) значение адаптированного выходного сигнала в k -й момент времени; для критерия минимума выходной мощности $d(k) = 0$; $\mathbf{y}(k)$, $x(k)$ – вектор входных сигналов и выходной сигнал в k -й момент времени; $\mathbf{w}(k)$ – вектор весовых коэффициентов приемных каналов в k -й момент времени; μ, δ – параметры, определяющие скорость сходимости и величину регуляризации входных данных; \mathbf{P} – проекционная матрица; $\alpha(k) = d(k) - x(k)$ – ошибка в k -й момент времени; \mathbf{C} – матрица, составленная из векторов значений ДН приемных каналов в направлениях вводимых ограничений; \mathbf{f} – вектор-столбец, составленный из желаемых значений ДН адаптированного приемного канала в направлениях вводимых ограничений; $tr(\Phi)$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы.

6.1.6. Показатели эффективности функционирования РЛС с многоканальными приемными системами

При выборе вариантов построения МПС с ЦДО, компенсацией источников активных помех и измерением (совместно с подсистемой временной обработки) угловых координат целей необходимо использовать простую и физическую понятную систему показателей эффективности (ПЭ).

Перечень рекомендуемых ПЭ, обобщенных по данным [52; 75; 77; 83], приведен в табл. 6.3. Эти же показатели используются в качестве промежуточных и выходных величин при проведении имитационного моделирования РЛС с МПС.

Большая часть приведенных в табл. 6.3 ПЭ является физически понятной. Некоторого комментария требуют показатели по точности оценивания угловых координат. Как известно, ошибки оценивания угловых координат обратно пропорциональны отношению сигнал/шум по напряжению. При функционировании РЛС с МПС в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки и при различных дальностях до цели это отношение может меняться в широких пределах. Поэтому целесообразно определять указанные в табл. 6.3 статистические характеристики оценки угловых координат при фиксированном отношении сигнал/помеха+шум, соответствующем типовым условиям функционирования. Например, при нахождении цели на дальней границы рабочей зоне в беспомеховой ситуации (~20 дБ при когерентном накоплении) и проводя соответствующее сравнение по точности с указанной ситуацией. Это позволит выявить влияние МПС на точность оценивания угловых координат.

В достаточно большом числе случаев при оценивании угловых координат закон распределения ошибок не является гауссовым. Наиболее характерный случай – распределение Стьюдента с двумя степенями свободы, не имеющее конечных вторых моментов и, соответственно, среднеквадратического отклонения. Поэтому для объективной оценки качества обработки и оценивания угловых координат необходимо использовать плотность вероятности ошибки пеленгации и интервал, в котором с заданной вероятностью находятся ошибки определения угловых координат по азимуту и углу места.

Показатели эффективности многоканальных приемных систем РЛС

Наименование показателя или характеристики	Порядок расчета
1 Мощность каждого из источников помех на выходе адаптированного канала	2 $P_{АНР_m} = \mathbf{w}^+ \Phi_{АНР_m} \mathbf{w}, \Phi_{АНР_m} = 2\sigma_{АНР_m}^2 \mathbf{f}(\alpha_{АНР_m}, \beta_{АНР_m}) \mathbf{f}^+(\alpha_{АНР_m}, \beta_{АНР_m}),$ где $\Phi_{АНР_m}$ – межканальная корреляционная матрица m -го источника помех; $\sigma_{АНР_m}^2$ – мощность m -го источника помех на выходе изотропной приемной антенны; $\mathbf{f}(\alpha_{АНР_m}, \beta_{АНР_m})$ – вектор ДН приемных каналов в угловом направлении $(\alpha_{АНР_m}, \beta_{АНР_m})$ m -го источника помех
Мощность взвешенных внутренних шумов на выходе адаптированного канала и коэффициент увеличения мощности взвешенных шумов	$P_{sh} = 2\sigma_{sh}^2 \mathbf{w} ^2, v_{sh} = \mathbf{w} ^2 = \sum_{n=0}^N \dot{w}_n ^2$
Суммарная мощность источников помех и взвешенных внутренних шумов на выходе адаптированного канала	$P_{sh+АНР} = P_{sh} + \sum_{m=1}^M P_{АНР_m} = \mathbf{w}^+ \Phi_{sh+АНР} \mathbf{w}, \Phi_{sh+АНР} = 2\sigma_{sh}^2 \mathbf{E} + \sum_{m=1}^M \Phi_{АНР_m},$ где $\Phi_{sh+АНР}$ – корреляционная матрица суммы внутренних шумов и внешних активных помех на выходах приемных каналов
Коэффициент компенсации помех (с учетом внутреннего шума)	$v_{AKP} = \frac{P_{sh+АНР}^{(0)}}{P_{sh+АНР}}$ где $P_{sh+АНР}^{(0)}$ – мощность суммы внутреннего шума основного приемного канала и внешних помех без адаптации
Мощность отраженного сигнала	$P_s = 2\sigma_s^2 \mathbf{w}^+ \mathbf{f}(\alpha_s, \beta_s) ^2 = \mathbf{w}^+ \Phi_s \mathbf{w}, \Phi_s = 2\sigma_s^2 \mathbf{f}(\alpha_s, \beta_s) \mathbf{f}^+(\alpha_s, \beta_s),$ где $2\sigma_s^2$ – мощность отраженного сигнала на выходе изотропной приемной антенны; $\mathbf{f}(\alpha_s, \beta_s)$ – вектор ДН приемных каналов в угловом направлении (α_s, β_s) цели; Φ_s – корреляционная матрица полезного сигнала на выходах приемных каналов

1	2
<p>Мощность мешающих отражений на выходе адаптированного канала (для одноэтапного алгоритма)</p>	$P_{MO} \approx 2\sigma_{MO}^2 \mathbf{w}^+ \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0) ^2,$ <p>где $2\sigma_{MO}^2$ – мощность MO на выходе изотропной приемной антенны; $\mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)$ – вектор ДН приемных каналов в угловом направлении (α_0, β_0) максимума главного лепестка адаптированного приемного канала</p>
<p>Отношение сигнал/шум на выходе адаптированного канала по мощности и коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха+шум</p>	$\gamma_{AKP} = \frac{P_s}{P_{sh+ANP}} = \frac{\mathbf{w}^+ \Phi_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^+ \Phi_{sh+ANP} \mathbf{w}}, \quad K_{AKP} = \frac{\gamma_{AKP}}{\gamma_0},$ <p>где γ_0 – отношение сигнал/помеха+шум, рассчитанное на выходе исходного основного канала без пространственной адаптации</p>
<p>Диаграмма направленности адаптированного приемного канала</p>	$\dot{F}_a(\alpha, \beta) = \mathbf{w}^+ \mathbf{f}(\alpha, \beta)$
<p>Плотность (совместная) или плотности вероятности ошибок оценивания угловых координат по азимуту и углу места</p>	<p>$\omega(\alpha, \beta)$ или $\omega_\alpha(\alpha), \omega_\beta(\beta)$</p>
<p>Математические ожидания ошибок пеленгации по азимуту и углу места</p>	$m_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha \cdot \omega_\alpha(\alpha) d\alpha; \quad m_\beta = \int_{-\infty}^{\infty} \beta \cdot \omega_\beta(\beta) d\beta$
<p>Среднеквадратические ошибки пеленгации по азимуту и углу места</p>	$\sigma_\alpha = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \alpha^2 \omega_\alpha(\alpha) d\alpha - m_\alpha^2}, \quad \sigma_\beta = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \beta^2 \omega_\beta(\beta) d\beta - m_\beta^2}$
<p>Интервал $[-\alpha(\beta)_p; \alpha(\beta)_p]$, в который ошибки определения координат по азимуту и углу места попадают с заданной вероятностью P (например, $P = 0,5$ или $P = 0,9$)</p>	$p = \int_{-\alpha_p}^{\alpha_p} \omega_\alpha(\alpha) d\alpha, \quad p = \int_{-\beta_p}^{\beta_p} \omega_\beta(\beta) d\beta$

6.2. Выбор параметров многоканальных приемных систем РЛС и алгоритмов обработки сигналов

6.2.1. Анализ факторов, приводящих к снижению эффективности обработки сигналов в многоканальных приемных системах

Снижение эффективности функционирования МПС с адаптивной пространственной компенсацией помех в РЛС связано с наличием [75; 83]:

- ошибок адаптации;
- немонохроматичности полезных сигналов и помех;
- аппаратных ошибок.

Виды и места возникновения ошибок в МПС приведены на рис. 6.12.



Рис. 6.12. Виды аппаратных ошибок и места их возникновения при обработке сигналов в многоканальных приемных системах

Ошибки адаптации могут быть обусловлены недостаточным объемом выборки при формировании оценки корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов или недостаточностью времени адаптации для рекурсивных алгоритмов, нестационарностью сигналов и помех, а также принципиальной погрешностью некоторых алгоритмов формирования ВВК, в частности *LMS*-алгоритма.

Влияние *немонохроматичности* полезных сигналов и помех обусловлено конечным временем распространения электромагнитной волны до различных приемных антенн МПС. Из-за ненулевого времени распространения комплексные огибающие принимаемых сигналов и помех изменяются на выходах приемных каналов несинхронно [75; 83], а величина их коэффициента корреляции определяется величиной нормированной корреляционной функции помехи или функцией рассогласования полезного сигнала.

Для РЛС с шириной спектра зондирующего сигнала $\Delta f_0 = 1 \dots 10$ МГц и апертурой антенной системы с разрешением по угловым координатам $1 \dots 5^\circ$ влияние некогерентности оказывается существенно меньшим, чем других факторов. Для более широкополосных РЛС влияние некогерентности может оказаться более сильным, что требует реализации специальной структуры тракта обработки.

Обработка в РЛС с широкополосным сигналом должна быть многоканальной по частоте. Полоса частот, равная ширине спектра Δf_0 ЗС, разделяется на поддиапазоны. В каждом из поддиапазонов осуществляется независимая обработка с формированием КМ, ВВК и т. д. Результаты обработки объединяют.

Аппаратурные ошибки в МПС являются основным фактором снижения качества их функционирования по отношению к потенциально достижимым уровням. Эти ошибки по конечному эффекту можно разделить на два класса:

- ошибки, приводящие к *декорреляции* процессов в приемных каналах;
- ошибки задания *априорных данных*.

Необходимо отметить, что указанное разделение является во многом искусственным, отражая либо доминирование одного из факторов в снижении эффективности компенсации помех, либо возможности количественного выделения каждого из них при математическом описании процессов обработки.

К декорреляции процессов в приемных каналах приводят [75; 83]:

- погрешности преобразования сигналов в квадратуры;
- погрешности аналого-цифрового преобразования сигналов – шумы квантования по уровню, несинхронность моментов преобразования (джиттер);
- амплитудно-фазочастотная неидентичность (АФЧН) приемных каналов относительно их среднего уровня;
- различия поляризационных характеристик приемных каналов при хаотической или изменяющейся на интервале адаптации поляризации.

К ошибкам задания априорных данных приводят прежде всего некомпенсированные при калибровке ошибки амплитудно-фазового распределения на апертуре и различия средних уровней амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик приемных каналов. Отметим, что различия поляризационных характеристик приемных каналов при хаотической поляризации помех также могут быть интерпретированы как ошибки задания априорных данных, однако более удобной является их трактовка как ошибок, приводящих к декорреляции процессов в приемных каналах.

Погрешности АЦП и цифровой обработки. Снижение погрешностей, обусловленных аналого-цифровым преобразованием и последующей цифровой обработкой, достигается [38; 62; 67; 75; 83]:

- большой (10...14) эффективной разрядностью АЦП;
- выбором правильной разрядности тракта цифровой обработки при вычислении весовых коэффициентов и взвешенном суммировании и переходом (при необходимости) к обработке с плавающей точкой;
- использованием корректоров квадратур; в отдельных случаях, например в РЛС с непрерывным и квазинепрерывным излучением, могут быть использованы

бескватратурные АЦП с последующим формированием квадратур в цифровом виде, что полностью устраняет эту погрешность;

- использованием специальных микросхем, восстанавливающих крутизну тактового сигнала АЦП (устранение «джиттера»).

В целом можно полагать, что ошибки квадратурного преобразования, АЦП и последующего тракта цифровой обработки правильно спроектированной МПС являются относительно малыми и потенциально ограничивают степень компенсации помех на уровне 50...60 дБ.

Амплитудно-фазочастотная неидентичность приемных каналов. АФЧН приемных каналов приводит к уменьшению коэффициента корреляции выходных сигналов каналов, а также снижению точности оценивания угловых координат [77; 83; 85]. Рассмотрим основные соотношения для анализа влияния АФЧН на характеристики компенсации помех.

Пусть комплексная частотная характеристика i -го и q -го приемных каналов системы обработки равны $\dot{K}_i(\omega)$ и $\dot{K}_q(\omega)$ соответственно, при этом $\dot{K}_i(\omega) \neq \dot{K}_q(\omega)$. Спектральная плотность мощности принимаемого процесса (помехи) составляет $S(\omega)$, $\omega \in \Omega$. Тогда коэффициент корреляции этого процесса на выходах приемных каналов составит

$$\dot{r}_{i,q} = \frac{\int_{\Omega} \dot{K}_i(\omega) \dot{K}_q^*(\omega) S(\omega) d\omega}{\sqrt{\int_{\Omega} |\dot{K}_i(\omega)|^2 S(\omega) d\omega \cdot \int_{\Omega} |\dot{K}_q(\omega)|^2 S(\omega) d\omega}} < 1. \quad (6.42)$$

Качественно и количественно АФЧН может быть описана:

- моделью неидентичности в виде детерминированной функции или случайного процесса;

- среднеквадратическими величинами неидентичности по амплитуде и фазе;

- периодом или интервалом корреляции неидентичности по частоте.

В качестве общей модели амплитудно-фазочастотной характеристики $n = \overline{0, N}$ приемных каналов может быть принято выражение вида

$$\dot{K}_n(\omega) = b \dot{K}(\omega) (1 + \Delta K_n(\omega)) e^{j\Delta\varphi_n(\omega)}, \quad (6.43)$$

где $\dot{K}(\omega)$ – средняя амплитудно-фазочастотная характеристика приемных каналов; $\Delta K_n(\omega)$, $\Delta\varphi_n(\omega)$ – функции, определяющие отклонения соответственно амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик от средней, то есть неидентичности характеристик, причем $\Delta K_n(\omega) \ll 1$, $\Delta\varphi_n(\omega) \ll \pi/6$. Нормировочный коэффициент b определяется из условия $b^2 \int_{\Omega} |\dot{K}(\omega)|^2 d\omega = 1$.

При случайном характере неидентичности в качестве $\Delta K_n(\omega)$, $\Delta\varphi_n(\omega)$ могут быть использованы независимые (по приемным каналам, амплитуде и фазе)

нормальные стационарные эргодические случайные процессы со средними значениями $\overline{\Delta K_n(\omega)} = \overline{\Delta \varphi_n(\omega)} = 0$, корреляционными функциями $R_{\Delta K}(\omega) = \sigma_{\Delta K}^2 r_{\Delta K}(\omega)$, $R_{\Delta \varphi}(\omega) = \sigma_{\Delta \varphi}^2 r_{\Delta \varphi}(\omega)$ и интервалами корреляции по амплитуде и фазе $\omega_{\Delta K} = \frac{1}{\Omega} \int_{\Omega} r_{\Delta K}(\omega) d\omega$, $\omega_{\Delta \varphi} = \frac{1}{\Omega} \int_{\Omega} r_{\Delta \varphi}(\omega) d\omega$. Для модели неидентичностей в виде случайных процессов (функций) частоты простые соотношения могут быть получены, если интервалы корреляции неидентичностей существенно меньше полосы обрабатываемых частот.

Упрощенный метод [63; 83] учета АФЧН, а также немонохроматичности сигналов и помех при проведении моделирования заключается в поэлементном умножении недиагональных элементов корреляционной матрицы Φ_{AHP_m} для m -го источника на выходах приемных каналов, полученной без учета АФЧН, на элементы матрицы \mathbf{R}_m коэффициентов корреляции с элементами

$$\dot{R}_{m_{q,r}} = \frac{\int_{\Omega} \dot{K}_q(\omega) K_r^*(\omega) S_m(\omega) e^{j\omega \Delta \tau_{q,r}^{(m)}} d\omega}{\sqrt{\int_{\Omega} |\dot{K}_q(\omega)|^2 S_i(\omega) d\omega \int_{\Omega} |\dot{K}_r(\omega)|^2 S_m(\omega) d\omega}}, \quad (6.44)$$

где $\Delta r_{q,r}^{(m)}$ – разность времени распространения сигнала (помехи) от m -го источника между фазовыми центрами q -го и r -го приемных каналов.

Приведенный подход позволяет записать корреляционную матрицу Φ с учетом АФЧН и немонохроматичности сигналов в виде

$$\Phi = \Phi_{sh} + \sum_{m=1}^M \Phi_{AHP_m} \otimes \mathbf{R}_m, \quad (6.45)$$

где символом \otimes обозначено поэлементное произведение матриц.

Оценка уровня АФЧН при проектировании многоканальной приемной системы РЛС представляет собой трудно формализуемую задачу. Для этого необходимо использовать результаты лабораторных и экспериментальных исследований уровня неидентичности серийных многоканальных приемных модулей, обобщение имеющихся данных по уровням неидентичности и мнений разработчиков современных радиолокационных систем и требований к ним.

В настоящее время среднеквадратический уровень неидентичности приемных каналов по амплитуде может составить 0,1...0,5 дБ. Среднеквадратическая величина фазовой неидентичности может быть принята соответствующей амплитудной неидентичности в пределах 1...5°.

Снижение влияния АФЧН достигается за счет следующих мер [9; 51; 75; 83]:

- как можно более раннего перехода к цифровой обработке, желательно непосредственно на выходе малошумящего усилителя высокой частоты приемного канала;

- подбора аналоговых фильтров усилителей промежуточной частоты приемных каналов по величине неидентичности АФЧХ;
- применения схем коррекции амплитудно-фазочастотной характеристики приемных каналов.

При раннем переходе к цифровой обработке полосу пропускания тракта высокой частоты до квадратурного смесителя стремятся сделать достаточно широкой, что обеспечивает малый уровень неидентичности в пределах ширины спектра сигналов и помех, а перевод сигнала в цифровой вид реализуют непосредственно на выходе квадратурного смесителя.

При использовании схем коррекции частотной характеристики [51] в каждый приемный канал включается специальный корректор (трансверсальный фильтр, эквалайзер) с регулируемой частотной характеристикой $\dot{K}_{\text{эк}_n}(\omega)$, выбираемой из соотношения

$$\dot{K}_{\text{эк}_n}(\omega) = \frac{\text{const}}{\dot{K}_n(j\omega)}. \quad (6.46)$$

Подбор параметров управления (весовых коэффициентов трансверсального фильтра) может быть выполнен по специальному тестовому сигналу с равномерным энергетическим спектром. Этот сигнал вводится во входную цепь каждого тракта на этапе настройки и калибровки. Возможен также вариант использования для решения этой задачи сигналов источников радиоизлучения с известными параметрами.

Ошибки задания априорных данных. Ошибки задания априорных данных приводят к расхождению расчетных или измеренных при настройке или калибровке и имеющих место в процессе эксплуатации параметров приемных каналов многоканальных приемных систем РЛС.

Так при электронном сканировании ДН и перестройке частоты ввиду взаимного влияния элементов в антенной решетке будут иметь место изменения модулей и фаз значений диаграмм направленности антенн приемных каналов [13; 86]. Эти уровни могут быть зафиксированы при калибровках многоканальной приемной системы с некоторыми ошибками, которые будем называть ошибками калибровки. К аналогичным по влиянию процессам следует также отнести устранение различий в средних по диапазону частот коэффициентах усиления приемных трактов, их температурных нестабильностей и т. д.

Ошибки амплитудно-фазового распределения на апертуре обусловлены большой группой факторов [85; 86; 92]: отказом отдельных приемных элементов, дискретностью фазовращателей и аттенюаторов, взаимодействием между элементами антенной системы и т. д. Указанные ошибки при устранении систематических факторов в процессе калибровки в ряде случаев могут быть приняты случайными от одного углового направления к другому.

Априорные данные о значениях ДН приемных каналов используются при обработке принимаемой реализации по критерию максимума отношения сигнал/помеха+шум для формирования вектора значения ДН приемных каналов в

заданном направлении наблюдения $\mathbf{f}(\alpha_s, \beta_s)$ и по критерию минимума выходной мощности с ограничениями для формирования векторов \mathbf{f} желательных значений адаптированных ДН в угловых направлениях ограничений и матрицы \mathbf{C} значений ДН приемных каналов в этих угловых направлениях. При этом критерий максимума ОСПШ при соответствующей нормировке является частным случаем критерия минимума выходной мощности при наличии ограничений.

Кратко рассмотрим основные закономерности в данном случае. При наличии ошибок, то есть при различии уровней ДН приемных каналов, заложенных в алгоритм адаптации, и реальных характеристик приемной системы, при наличии ОС или МО правильное функционирование системы компенсации при определенных соотношениях сигнал/шум или мешающие отражения / шум нарушается.

Физически указанная ситуация может быть сведена к возникновению «фиктивного» источника помехи, компенсация которого происходит путем выставления «нуля» ДН адаптированного приемного канала при выполнении заданных ограничений для заложенных в алгоритм адаптации (но отличающихся от истинных) значений ДН приемных каналов. Для возникновения данного эффекта, необходимо, чтобы отношение сигнал (МО) / шум на выходах приемных каналов находилось в определенном соотношении с ошибкой калибровки.

Рассмотрим для примера случай использования в качестве антенн приемных каналов подрешеток общей антенной решетки с числом приемных элементов в подрешетке $N_{пр}$. Нормированные амплитудные Δa_i и абсолютные фазовые $\Delta \varphi_i$ ошибки приемных элементов считаем нормально распределенными некоррелированными $\overline{\Delta a_i \Delta \varphi_i} = 0$, $\overline{\Delta a_i \Delta a_j} = \delta_{ij} \sigma_a^2$, $\overline{\Delta \varphi_i \Delta \varphi_j} = \delta_{ij} \sigma_\varphi^2$, где δ_{ij} – символ Кронекера, случайными величинами с дисперсиями σ_a^2 и σ_φ^2 соответственно. Исходные амплитудное и фазовое распределения на подрешетках равномерные. В соответствии с источником [92] для рассматриваемой модели ошибок ДН подрешеток представляют собой сумму детерминированного (неискаженной составляющей ДН) $\dot{F}_n(\alpha, \beta)$ и случайного нормально распределенного $\Delta \dot{F}_n(\alpha, \beta)$ компонентов. Для относительного уровня $\gamma(\alpha, \beta)$ случайного компонента выполняется соотношение [61]

$$\gamma(\alpha, \beta) = \frac{|\overline{\Delta \dot{F}_n(\alpha, \beta)}|^2}{|\dot{F}_n(\alpha, \beta)|^2} = \frac{1 - \alpha_0^2 + \sigma_a^2}{N_{пр} \alpha_0^2 G_n(\alpha, \beta)}, \quad (6.47)$$

где $\alpha_0^2 = e^{-\sigma_\varphi^2}$; $G_n(\alpha, \beta)$ – нормированная ДН подрешетки по мощности.

Для указанных условий оценка отношения γ_ϕ сигнал (МО) / шум на выходе приемного канала, при котором мощность «фиктивного» источника будет превышать мощность шума, будет иметь вид

$$\mu_{s(MO)} = \frac{2\sigma_{s(MO)}^2}{2\sigma_{sh}^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{N_{пр} e^{-\sigma_\varphi^2}}{1 - e^{-\sigma_\varphi^2} + \sigma_a^2}}. \quad (6.48)$$

Выражение (6.48) позволяет для заданных характеристиках подрешеток определить отношение сигнал/шум, при котором наличие ошибок будет приводить к искажениям ДН адаптированного канала. На рис. 6.13 приведены результаты расчетов величины $\gamma_{s(MO)}$ от уровня амплитудных и фазовых ошибок и числа элементов подрешетки.

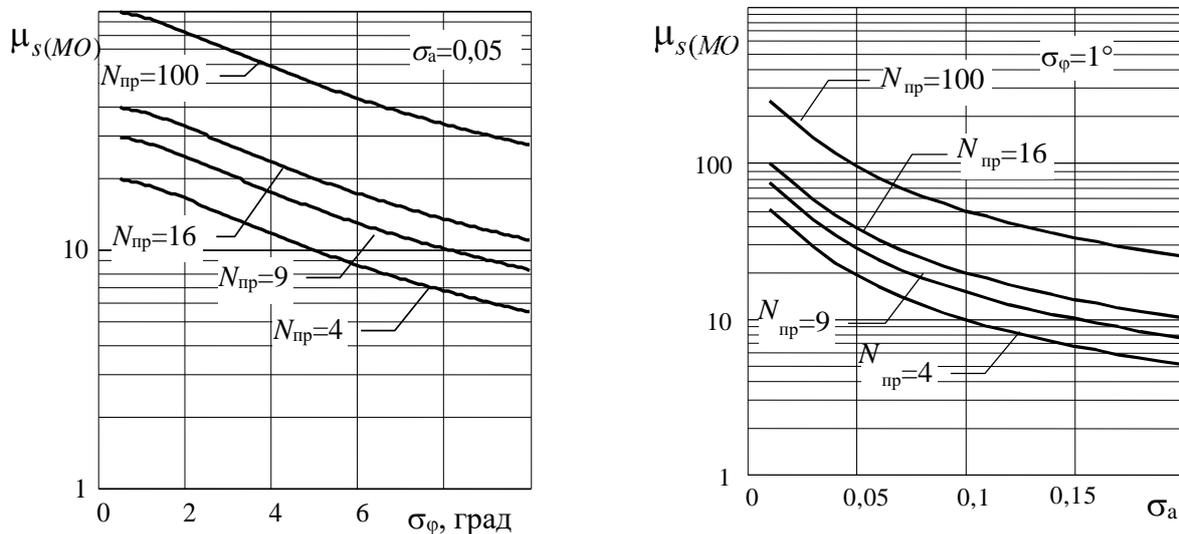


Рис. 6.13. Зависимости порогового отношения сигнал/шум, при которых необходимо учитывать наличие ошибок на апертуре

Из приведенных зависимостей видно, что чем больше апертура подрешетки, тем больше допустимое отношение сигнал (МО) /шум, начиная с которого будут наблюдаться искажения ДН адаптированного приемного канала. Физически это определяется большим усреднением ошибок в апертурах большего размера. В малых апертурах, например, при $N_{пр}=4\dots9$ даже небольшие ошибки амплитудно-фазового распределения приводят к заметному изменению значений ДН в заданных (фиксируемых) направлениях.

Зависимости на рис. 6.13 могут быть использованы разработчиком для определения параметров подрешеток. Отметим, что достижение приведенных на рис. 6.13 значений отношения сигнал/шум на выходе приемного канала без учета ВПО для типовых условиях функционирования РЛС возможно только на небольших в сравнении с дальней границей зоны действия РЛС расстояниях до цели. По мешающим отражениям влияние ошибок калибровки может наблюдаться во всей зоне действия РЛС.

Аналогичные явления будут иметь место для структур приемных систем с блокировкой полезного сигнала в компенсационных каналах. В этом случае наличие ошибок АФР на апертуре будет приводить к тому, что в заданной области, где ДН компенсационных каналов близка к нулю, появятся значения ДН, заметно отличающиеся от нуля. Если уровень сигнала или мешающих отражений на выходе компенсационной подрешетки будет превышать уровень внутренних шумов приемных каналов, полезный сигнал будет компенсироваться, то есть воз-

никнут искажения результирующей диаграммы направленности адаптированных суммарного и разностных каналов. Это эквивалентно условию

$$\gamma_{\text{пор}} > \frac{1}{\gamma_{s(MO)}},$$

где $\gamma_{\text{пор}}$ – среднеквадратический уровень случайной составляющей ДН компенсационной подрешетки, нормированный к максимуму главного лепестка суммарного канала; $\gamma_{s(MO)}$ – отношение сигнал (МО) / шум в основном канале. Влияние указанных ошибок, как и для случая алгоритма с ограничениями, может оказаться существенным при больших отношениях сигнал (МО) / шум.

6.2.2. Процедура выбора параметров многоканальных приемных систем радиолокационных станций и математическое моделирование

6.2.2.1. Исходные данные и последовательность выбора параметров многоканальных приемных систем

Выбор параметров МПС в РЛС представляет собой сложный итеративный процесс, основанный на учете известных закономерностей обработки сигналов при компенсации помех, обнаружении и оценивании угловых координат цели, результатах аналитического и имитационного моделирования, а также во многом на интуиции разработчика.

Рекомендуемая блок-схема процедуры выбора параметров МПС РЛС приведена на рис. 6.14.

В исходные данные входят и ограничения по массе, габаритам, элементной базе аппаратуры и по стоимости.

Варьируемыми параметрами многоканальной являются:

- вид структуры МПС в соответствии с классификацией табл. 6.1;
- число приемных каналов;
- наличие или отсутствие коррекции АФЧН приемных каналов;
- вид преобразования (квадратурное, бесквадратурное) принимаемых сигналов, частота дискретизации и разрядность многоканального АЦП;
- вид алгоритма вычисления весовых коэффициентов системы обработки (рекурсивные или методом непосредственного обращения матрицы).

Выбор структуры многоканальной приемной системы и числа приемных каналов определяется на основе числа и углового распределения источников помех.

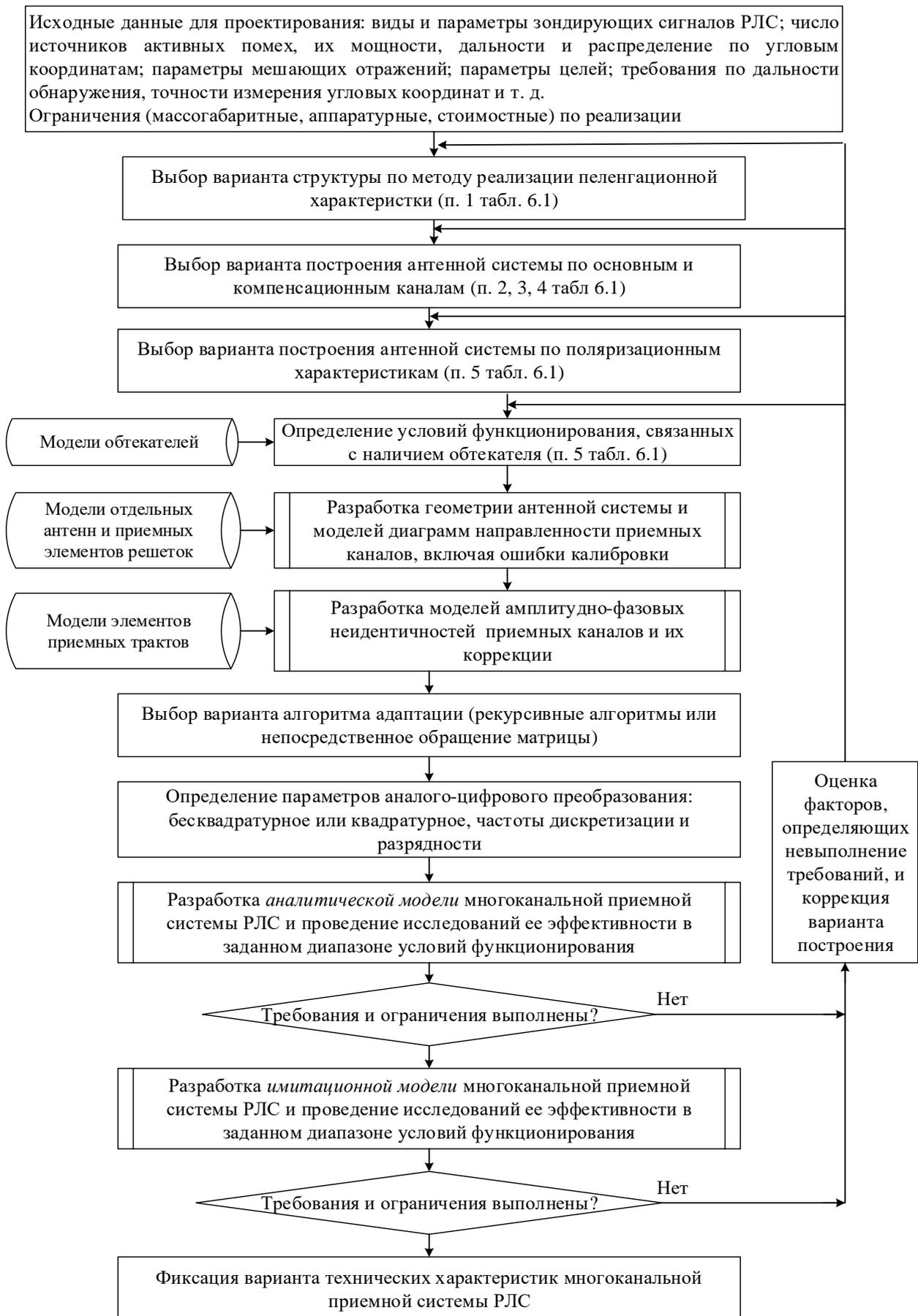


Рис. 6.14. Блок-схема процедуры выбора параметров многоканальных приемных систем

При этом необходимо учитывать следующее:

- для РЛС с механическим сканированием антенной системы (обзорные РЛС обнаружения, РЛС с коническим сканированием) и определением угловых координат по максимуму пачки отраженных сигналов выбирается структура с полным анализом функции правдоподобия (коррекцией пеленгационной характеристики) или с блокировкой полезных сигналов в заданной области;

- измерение угловых координат для структуры с полным анализом функции правдоподобия предполагает обеление реализации на выходе адаптированного приемного канала по углу и построение функции правдоподобия с использованием значений адаптированной ДН с учетом компенсации помех и обеления по углу, соответствующие алгоритмы обработки приведены в источниках [35; 36; 52; 83];

- структура с блокировкой является более простой в части обработки сигнала, относительно несложной с позиций реализаций ДН компенсационных каналов и обладает высокой эффективностью для случая воздействия помех, начиная со второго-третьего бокового лепестка основного канала; при воздействии помехи по первому боковому и скату главного лепестка эффективность компенсации помех и точность пеленгации снижается;

- для РЛС с электронным управлением лучом может быть выбрана любая из структур при соответствующем соотношении между эффективностью и затратами на реализацию;

- для эффективной компенсации помех, в том числе в условиях нестационарной помеховой обстановки, число степеней свободы $N_{\text{св}}$ системы компенсации должно удовлетворять условию $N_{\text{св}} \leq \frac{M}{2}$, где M – число источников помех; число степеней свободы системы обработки составляет $N, N-1, N-R$ для критериев минимума выходной мощности, максимума отношения сигнал/помеха + шум и минимума выходной мощности с ограничениями; при приближении числа степеней свободы к числу источников помех эффективность компенсации помех и точность пеленгации резко снижаются.

Алгоритм вычисления ВВК тесно взаимосвязан с выбором структуры МПС и основной вопрос, решаемый разработчиком, связан с выбором метода НОМ или рекурсивными алгоритмами вычисления ВВК в вариантах *LMS* или *RLS* на основании ограничений по ресурсам подсистемы цифровой обработки.

На основании выбора структуры и определения геометрии МПС разрабатывается ее модель, представляющая собой ДН $\hat{F}_n(\alpha, \beta)$ приемных каналов и статистические характеристики ошибок калибровки по амплитуде и фазе. Подчеркнем, что дальнейший интерес представляют статистические характеристики ошибок калибровки в одном направлении – максимума ДН основного канала для критерия максимума отношения сигнал/помеха+шум, в области примерно $\pm 0,15$ от ширины главного лепестка при использовании алгоритма адаптации с ограничениями и в области примерно $\pm 0,5$ от ширины главного лепестка для случая РЛС с механическим сканированием [35; 36; 60]. При функционировании РЛС в

диапазоне рабочих частот в зависимости от ширины диапазона необходимо получение ДН для 4...8 значений несущей частоты.

Определение разрядности АЦП осуществляется на основе соотношения

$$N_{\text{ацп}} \geq (3...4) + \left\lceil \frac{\max(\gamma_{\text{ASP}_n}) \text{ [дБ]}}{6} \right\rceil, \quad (6.49)$$

где величина 3...4 соответствует числу разрядов, выделяемых на квантование внутреннего шума; γ_{ASP_n} [дБ] – прогнозируемое отношение помеха/шум в полосе пропускания n -го приемного канала.

Типовой пример. Многоканальная приемная система РЛС должна обеспечить компенсацию источника помех с энергopotенциалом $PG_{\text{п}}=30$ дБВт, находящегося на дальности $r_{\text{п}}=100$ км от РЛС при ширине спектра помехи $\Delta f_{\text{п}}=50$ МГц при воздействии помехи по первому боковому лепестку основного канала с относительным уровнем $G_{\text{бп1}}=-13$ дБ. Длина волны составляет $\lambda=0,1$ м, полоса пропускания приемных каналов $\Delta f_{\text{к}}=10$ МГц, коэффициент усиления антенны основного канал $G_0=33$ дБ, антенн компенсационных каналов $G_{\text{к}}=10$ дБ; коэффициент потерь в приемном тракте $K_{\text{тр}}=0,5$; спектральная плотность мощности внутренних шумов $N_0 = 10^{-20}$ Вт/Гц.

Определим максимальные отношения помеха/шум в основном канале при воздействии помехи по первому боковому лепестку ДН антенны основного канала и в компенсационном канале при воздействии по главному лепестку антенны компенсационного канала (наихудший случай):

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= \frac{\sigma_{\text{п0}}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{PG_{\text{п}}G_0G_{\text{бп1}}\lambda^2K_{\text{тр}}f_{\text{к}}}{(4\pi)^2r_{\text{п}}^2\Delta f_{\text{п}}N_0f_{\text{к}}} = \frac{PG_{\text{п}}G_0G_{\text{бп1}}K_{\text{тр}}\lambda^2}{(4\pi)^2r_{\text{п}}^2\Delta f_{\text{п}}N_0} = \\ &= \frac{10^3 \cdot 10^{3,3} \cdot 10^{-1,3} \cdot 0,5 \cdot 0,1^2}{(4\pi)^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 10^{-20}} = 633; \gamma_0 = 28 \text{ дБ}; \\ \gamma_n &= \frac{\sigma_{\text{шн}}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{PG_{\text{п}}G_{\text{к}}\lambda^2}{(4\pi)^2r_{\text{п}}^2\Delta f_{\text{п}}N_0} = \frac{10^3 \cdot 10^1 \cdot 0,5 \cdot 0,1^2}{(4\pi)^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 10^{-20}} = 63; \gamma_0 = 18 \text{ дБ}. \end{aligned}$$

Требуемое число разрядов АЦП: $N_{\text{ацп}} \geq 4 + \left\lceil \frac{\max(28,18)}{6} \right\rceil = 9$ определяется в данном случае отношением помеха/шум в основном канале.

Требуемое число разрядов в примере получилось относительно небольшим и выбор АЦП не представляет сложностей. Если при этих же исходных данных уменьшить дальность до источника помех до 10 км, то, как несложно убедиться, требуемое число разрядов увеличится до $N_{\text{ацп}} = 12$.

После определения всех параметров МПС осуществляется разработка ее аналитической модели и проведение исследований ее эффективности в заданном диапазоне условий функционирования. Если требования по эффективности не выполнены, то проводится анализ причин этого, и структура и параметры МПС корректируются (число приемных каналов, геометрия расположения и размеры антенн основного и компенсационного каналов, наличие корректора АЧХ и т. д.) и исследования повторяются.

Если условия по эффективности выполнены, то аналитическая модель дополняется до уровня имитационной путем воспроизведения сигналов, помех, многоканальной принимаемой реализации и алгоритмов их обработки. Эта имитационная модель представляет собой полный «цифровой двойник» МПС и подсистемы цифровой обработки и позволяет проводить детальные исследования с учетом динамики изменения сигнально-помеховой обстановки.

По результатам исследования эффективности с использованием имитационной модели – «цифрового двойника» – принимается решение о пригодности рассматриваемого варианта.

6.2.2.2. Особенности математического моделирования при исследовании эффективности обработки сигналов в многоканальных приемных системах

Как показано в предыдущем подразделе, выбор рациональных вариантов построения МПС необходимо проводить с использованием аналитической и имитационной моделей. Различия в их построении и области применения состоят в следующем.

Аналитическая модель предназначена для расчета ДН приемных каналов, воспроизведения энергетических соотношений между ОС, МО, активными помехами и шумами на их выходах и расчета показателей эффективности по известным аналитическим соотношениям. Подчеркнем, что в части воспроизведения геометрии антенной системы эту модель в полной мере также можно считать имитационной. Термин «аналитическая» подчеркивает, что получение выходных показателей выполняется без воспроизведения сигналов, помех и алгоритмов их обработки. Аналитическая модель используется для отсеивания неэффективных вариантов построения МПС без привлечения трудоемкого имитационного моделирования.

На основе аналитической разрабатывается более полная имитационная модель – «цифровой двойник» МПС. Для этого модель дополняется программными модулями воспроизведения шумов, помех, ОС и МО, разрабатываемых на основе стандартных алгоритмов [28; 71], и программным модулем воспроизведения алгоритмов обработки сигналов. Программный модуль воспроизведения алгоритмов обработки, особенно при реализации модели – «цифрового двойника» – в среде *MatLab*, является при этом достаточно близким «образом» алгоритма цифровой обработки в реальной РЛС и в ряде случаев может быть непосредственно реализован в аппаратуре подсистемы цифровой обработки.

С использованием имитационной модели проводится исследование и «тонкая настройка» алгоритмов обработки сигналов: выбор числа отсчетов при формировании выборочной корреляционной матрицы и времени адаптации в рекурсивных алгоритмах в различных помеховых условиях, исследование динамики изменения коэффициента подавления и ДН адаптированных каналов, подбор параметра регуляризации и т. д.

Наиболее сложным и трудоемким при моделировании является исследование точности оценивания угловых координат целей. Если эффективность многоканальной приемной системы в части подавления помех и результирующего отношения сигнал/помеха + шум в рамках аналитической модели можно оценить достаточно просто, то при исследовании эффективности измерения угловых координат необходимо учитывать как обработку сигналов в многоканальной приемной системе, так и временную обработку.

Для исследования точности оценивания угловых координат в аналитической модели необходим *статистический эквивалент* измерителя угловых координат в РЛС с многоканальной приемной системой. Статистический эквивалент включает *пеленгационную (ПХ) и флуктуационную (ФХ) характеристики*. ПХ – это зависимости математического ожидания $M(\hat{\alpha} - \alpha_s)$ ошибок оценивания координат цели от пространственных и энергетических параметров сигналов и помех, ФХ – это зависимость дисперсии $D(\hat{\alpha} - \alpha_s)$ от указанных параметров. Рассмотрим простые соотношения для указанных характеристик применительно к моноимпульсной РЛС с амплитудной суммарно-разностной обработкой и когерентным накоплением отраженного сигнала.

Измеритель угловых координат в такой РЛС может быть реализован с инерционной и мгновенной нормировкой [28]. Измеритель с мгновенной нормировкой предполагает деление мгновенных значений сигналов разностного и суммарного каналов. Измеритель с инерционной нормировкой широко распространен на практике и реализуется при нормировке сигнала разностного канала быстродействующей системой автоматической регулировки усиления, функционирующей по выходному сигналу суммарного канала.

Для оценок отклонений направлений на источник полезного сигнала $\hat{\varepsilon} = (\hat{\alpha}, \hat{\beta})$ от опорного направления при использовании инерционной и мгновенной нормировок по сигналу суммарного канала имеем соответственно:

$$\hat{\varepsilon}_{\text{ин}} = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \frac{\text{Re}(\dot{Z}_\Sigma Z_{\Delta\varepsilon}^*)}{|\dot{Z}_\Sigma|^2}, \quad (6.50)$$

$$\hat{\varepsilon}_{\text{мг}} = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \frac{\text{Re}(\dot{Z}_\Sigma Z_{\Delta\varepsilon}^*)}{\dot{Z}_\Sigma Z_\Sigma^*} = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \text{Re}\left(\frac{Z_{\Delta\varepsilon}^*}{Z_\Sigma^*}\right), \quad (6.51)$$

где \dot{Z}_Σ , $\dot{Z}_{\Delta\varepsilon}$ – сигналы на выходах когерентных накопителей суммарного и разностных каналов по азимуту и углу места; μ_ε – крутизна пеленгационной характеристики по соответствующей координате.

Для простоты изложения рассмотрим пеленгацию в одной плоскости. При когерентном накоплении ОС случайные величины \dot{Z}_Σ и $\dot{Z}_{\Delta\varepsilon}$ являются гауссовыми с нулевыми математическими ожиданиями и межканальной корреляционной матрицей [57; 63]:

$$\Phi_{\Sigma\Delta} = \mathbf{W}_{\Sigma\Delta}^+ \Phi_T \mathbf{W}_{\Sigma\Delta} = \begin{pmatrix} \sigma_{\Sigma}^2 & \dot{R}_{\Sigma\Delta} \\ R_{\Sigma\Delta}^* & \sigma_{\Delta}^2 \end{pmatrix}, \quad (6.52)$$

где $\mathbf{W}_{\Sigma\Delta} = (\omega_{\Sigma} \quad \omega_{\Delta})$ – матрица, составленная из ВВК в суммарном и разностном каналах; Φ_T – корреляционная матрица суммы внутренних шумов, внешних помех, мешающих отражений и отраженного сигнала *на выходах всех приемных каналов после временной обработки*; σ_{Σ}^2 , σ_{Δ}^2 , $\dot{R}_{\Sigma\Delta}$ – дисперсия сигнала в суммарном канале, дисперсия сигнала в разностном канале и корреляционный момент связи процессов в суммарном и разностных каналах соответственно. Выражение (6.52) записано исходя из линейности процедур пространственной компенсации помех в МПС и временной обработки (ВПО, КК МО и КН ОС) в каждом приемном канале, когда их можно поменять местами.

Для КМ Φ_T процессов на выходах приемных каналов после временной обработки для оптимальной скорости цели и нормировки максимального значения АЧХ устройства КК МО к единице запишем

$$\Phi_T = \Phi_{sh} + \Phi_{АНР} + \Delta f_0 T_0 \left(\frac{1}{v_I} \Phi_{МО} + v_{II} \Phi_s \right), \quad (6.53)$$

где Δf_0 , T_0 – ширина спектра и длительность ЗС; v_I – эффективность КК МО; v_{II} – эффективность КН ОС.

При записи выражения (6.53) предполагалось, что матрицы Φ_{sh} , $\Phi_{АНР}$ рассчитаны для полосы пропускания Δf_0 . Произведение $B = \Delta f_0 T_0$ представляет собой базу (коэффициент сжатия) одиночного ЗС при ВПО. Значения v_I , v_{II} рассчитываются с учетом характеристик системы временной обработки и параметров флуктуаций МО и ОС согласно [77]. В выражении (6.53) легко учесть и другие факторы, влияющие на энергетические соотношения между шумами, помехами, МО и ОС: скоростные характеристики устройств КК МО и КН ОС, оконную обработку и т. д.

Получим статистические характеристики ошибок измерения угловых координат по формулам (6.50), (6.51) на основе выражения (6.52). Для упрощения выводов числовых характеристик результатов пеленгации используем следующий прием. Представим сигнал разностного канала в виде

$$\dot{Z}_{\Delta\epsilon} = \dot{Z}_{\Sigma} r_{\Sigma\Delta}^* + \dot{\xi}_{\Delta}, \quad (6.54)$$

где $\dot{r}_{\Sigma\Delta} = \frac{\dot{R}_{\Sigma\Delta}}{\sigma_{\Sigma}^2}$ – коэффициент регрессии величины \dot{Z}_{Σ} на $\dot{Z}_{\Delta\epsilon}$; $\dot{\xi}_{\Delta}$ – некоррелированная с \dot{Z}_{Σ} гауссова случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{\xi}^2 = \sigma_{\Delta}^2 - \sigma_{\Sigma}^2 |\dot{r}_{\Sigma\Delta}|^2$.

Так как КМ системы случайных величин \dot{Z}_{Σ} и $\dot{Z}_{\Delta\epsilon}$ осталась неизменной, а для гауссовых случайных величин с нулевым математическим ожиданием исчер-

пывающее статистическое описание дается корреляционной матрицей, то представление в виде формулы (6.54) для системы коррелированных случайных величин $\dot{Z}_\Sigma, \dot{Z}_{\Delta\varepsilon}$ с использованием $\dot{\xi}_d$ в статистическом плане полностью адекватно исходному.

Пеленгатор с инерционной нормировкой. Для математического ожидания оценки угловых координат имеем

$$M\{\hat{\varepsilon}_{ин}\} = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \operatorname{Re}\{\dot{r}_{\Sigma\Delta}\}. \quad (6.55)$$

Для расчета дисперсии оценки угловой координаты найдем величину $\operatorname{Re}^2(\dot{Y}_\Sigma Y_{\Delta\varepsilon}^*)$. Учитывая формулу (6.54), после несложных, но достаточно громоздких преобразований для величины $\overline{\operatorname{Re}^2(\dot{Y}_\Sigma Y_{\Delta\varepsilon}^*)}$ и дисперсии $D\{\hat{\varepsilon}_{ин}\} = M\{\hat{\varepsilon}_{ин}^2\} - M^2\{\hat{\varepsilon}_{ин}\}$ оценки угловой координаты имеем

$$\overline{\operatorname{Re}^2(\dot{Y}_\Sigma Y_{\Delta\varepsilon}^*)} = \sigma_\Sigma^2 \left(|\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}|^2 + \operatorname{Re}(\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \frac{1}{2} \sigma_\xi^2 \right), \quad (6.56)$$

$$D\{\hat{\varepsilon}_{ин}\} = \frac{1}{\mu_\varepsilon^2} \frac{\operatorname{Re}^2(\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) - \operatorname{Im}^2(\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \sigma_\Sigma^2 \sigma_{\Delta\varepsilon}^2}{2\sigma_\Sigma^4}. \quad (6.57)$$

Выражения (6.55) и (6.56) определяют ПХ и ФХ моноимпульсной РЛС с МПС при инерционной нормировке. Вся информация о статистических свойствах результатов измерения определяется КМ процессов на выходе суммарного и разностного каналов после пространственной и временной обработки.

Пеленгатор с мгновенной нормировкой. С учетом формулы (6.54) представим выражение (6.51) для оценки угловой координаты в виде

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_{мг} &= \frac{1}{\mu_\varepsilon} \operatorname{Re} \left(\frac{Y_{\Delta\varepsilon}^*}{Y_\Sigma} \right) = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \operatorname{Re}(\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \frac{1}{\mu_\varepsilon} \operatorname{Re} \left(\frac{\xi_d^*}{Y_\Sigma} \right) = \\ &= \frac{1}{\mu_\varepsilon} \operatorname{Re}(\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \frac{1}{\mu_\varepsilon} \frac{|\dot{\xi}_d|}{|\dot{Y}_\Sigma|} \cos(\varphi_\Sigma - \varphi_\xi). \end{aligned} \quad (6.58)$$

Рассмотрим случайные величины $A = \frac{|\dot{\xi}_d|}{|\dot{Y}_\Sigma|}$ и $B = \cos(\varphi_\Sigma - \varphi_\xi)$. Величина

A представляет собой отношение амплитуд двух независимых гауссовых комплексных величин и имеет плотность вероятности вида [57]

$$W_A(y) = \frac{2yQ}{(y^2Q + 1)^2}, \quad (6.59)$$

где $Q = \sigma_\Sigma^2 / \sigma_\xi^2 = \frac{\sigma_\Sigma^2}{\sigma_\Delta^2 - |\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}|^2 / \sigma_\Sigma^2}$.

Величина $\varphi = \varphi_\Sigma - \varphi_\xi$ имеет распределение Симпсона (треугольное) вида

$$W_\varphi(y) = \frac{1}{2\pi} - \frac{|y|}{4\pi^2} \operatorname{sign}(y), \quad |y| \leq 2\pi. \quad (6.60)$$

Тогда для величины B имеем распределение арксинуса

$$W_B(y) = \frac{1}{\pi\sqrt{1-y^2}}. \quad (6.61)$$

Выражение для плотности вероятности величины $C = \frac{|\dot{\xi}_\Delta|}{|\dot{Y}_\Sigma|} \cos(\varphi_\Sigma - \varphi_\xi)$

как произведения независимых случайных величин имеет вид

$$W_C(y) = \frac{2Q|y|}{\pi} \int_0^1 \frac{u^2 du}{(y^2Q + u^2)^2 \sqrt{1-u^2}} \quad (6.62)$$

и не может быть выражено в явном виде.

С учетом четности в выражении (6.62) математическое ожидание ошибки пеленгации

$$M\{\hat{\varepsilon}_{\text{мг}}\} = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \text{Re}\{\dot{\varepsilon}_{\Sigma\Delta\varepsilon}\} \quad (6.63)$$

совпадает с математическим ожиданием ошибки при инерционной нормировке.

Математического ожидания квадрата $M\{\hat{\varepsilon}_{\text{мг}}^2\}$ не существует, что является характерной особенностью пеленгации с нормировкой делением на мгновенное значение модуля суммарного сигнала. В связи с этим в качестве меры точности пеленгации можно использовать величину $\Delta\varepsilon_{\text{max}}$, вероятность превышения которой модулем ошибки не превышает заданного уровня $P(|\hat{\varepsilon}_{\text{мг}} - \varepsilon_0| < \Delta\varepsilon_{\text{max}}) \leq P_3$, где $\varepsilon_0 = (\alpha_0, \beta_0)$ – истинное значение угловой координаты полезного сигнала, откуда

$$P_3 = 2 \int_{\ell_0}^{\infty} W_C(y) dy, \quad (6.64)$$

где $\ell_0 = \Delta\varepsilon_{\text{max}} \mu_\varepsilon$ – нормированный порог.

Для $y^2Q \gg 1$ величина $\frac{u^2}{(y^2Q + u^2)^2}$ в формуле (6.62) может быть представлена в виде ряда по степеням u : $\frac{u^2}{(y^2Q + u^2)^2} = \sum_{n=2}^{N_p} \frac{(-1)^n (n-1)}{y^{2n} Q^n} u^{2n-2}$.

Подставляя в выражение (6.62) для «хвостов» распределения при $y^2Q \gg 1$, получим

$$W_C(y) = |y| \sum_{n=2}^{N_p} \frac{(-1)^n (n-1)}{y^{2n} Q^{n-1}} K(n-1), \quad (6.65)$$

где $K(n) = \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot \dots \cdot (n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot \dots \cdot n} = \prod_{i=1}^n (2i-1) / \prod_{i=1}^n 2i$.

Проведя интегрирование, получим

$$P_3 = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^n}{\ell_0^{2n-2} Q^{n-1}} K(n-1). \quad (6.66)$$

Как показали численные расчеты, удовлетворительная точность выражения (6.66) достигается при числе членов ряда $N_p = 6$ при величине $P_3 \geq 0,8$. Зависимость согласно выражению (6.66) в диапазоне $Q = 10 \dots 10^4$ с относительной ошибкой не хуже 7 % может быть аппроксимирована функцией вида

$$\ell_0(Q) = a_0 + \frac{a_1}{\lg Q} + \frac{a_2}{\lg^2 Q} + \frac{a_3}{\lg^3 Q}, \quad (6.67)$$

где коэффициенты аппроксимации для разных P_3 приведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Значения коэффициентов аппроксимации функции $\ell_0(Q)$

P_3	a_1	a_2	a_3	a_4
0,80	0,012244	-0,323956	1,520136	-0,793335
0,90	0,018954	-0,501483	2,353166	-1,22808
0,95	0,02793	-0,738945	3,467433	-1,809599

Значение ℓ_0 для заданных величин P_3 и Q может быть найдено на основе численного решения уравнения (6.66). При достаточно большом ОСПШ распределение величины $x = \mu_\varepsilon \hat{\varepsilon}_{\text{мг}}$ будет с высокой точностью подчиняться распределению Стьюдента с двумя степенями свободы с плотностью вероятности вида

$$w(x) = \frac{Q}{2(1 + (x - m)^2 Q^2)^{3/2}}, \quad (6.68)$$

где $m = M \{ \mu_\varepsilon \hat{\varepsilon}_{\text{мг}} \} = \text{Re} \{ \dot{r}_{\Sigma\Delta} \}$ – математическое ожидание величины.

На рис. 6.15 приведены зависимости $\ell_0(Q)$ для $P_3=0,8; 0,9; 0,95$, а на рис. 6.16 – вид плотности вероятности (6.68) при $m=0$.

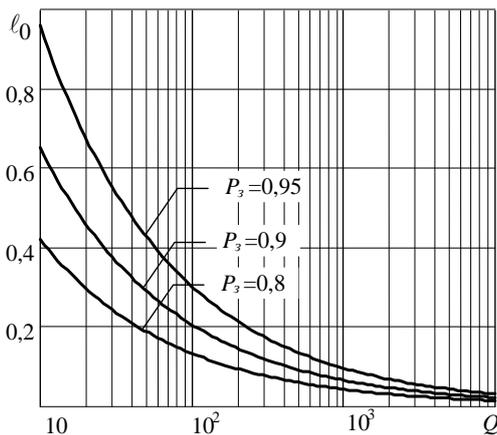


Рис. 6.15. Зависимость $\ell_0(Q)$

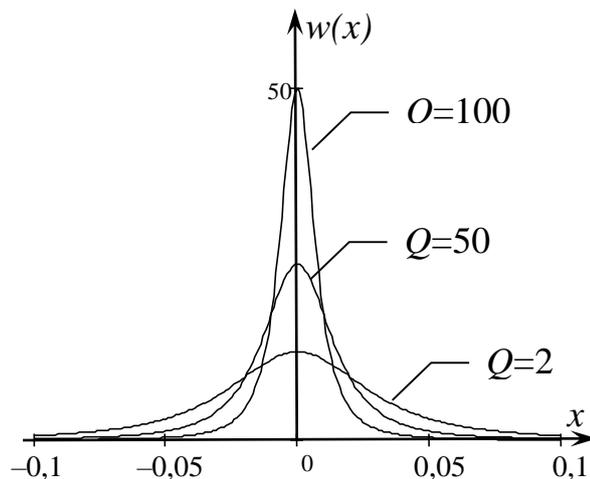


Рис. 6.16. Вид плотности вероятности нормированной ошибки оценивания угловых координат для различных значений Q

Характерной особенностью распределения Стьюдента с двумя степенями свободы является отсутствие центральных моментов начиная со второго порядка. Поэтому точность пеленгации необходимо оценивать с использованием величины интервала, в котором с заданной вероятностью находится ошибка измерения угловых координат.

Приведенная в настоящем подразделе методика расчета обеспечивает взаимосвязь аналитического моделирования МПС и расчетов показателей эффективности подсистемы временной обработки для моноимпульсной амплитудной суммарно-разностной РЛС.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

АНАЛИЗ ОБЩИХ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ТРЕБОВАНИЙ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫХ К РЛС ОБНАРУЖЕНИЯ

Разработка общих тактико-технических требований является обязательной при составлении, согласовании и утверждении тактико-технических заданий на разработку (модернизацию) конкретных РЛС. Эти требования относятся к следующим классам РЛС обнаружения, наведения и целеуказания (РЛС ОНЦ):

- автономные РЛС;
- многопозиционные (МП) радиолокационные комплексы (РЛК) и активно-пассивные комплексы (АПК) обнаружения и целеуказания;
- многопозиционные РЛС и АПК общего назначения;
- специализированные РЛС обнаружения.

Каждый класс РЛС включает станции средних и больших высот и станции малых высот. Специализированные РЛС включают станции программного обзора, РЛС для работы в горных условиях, РЛК воздушного базирования.

1. **Тактико-технические требования к РЛС обнаружения, наведения и целеуказания**

1.1. **Требования по назначению**

Диапазон частот должен задаваться в соответствии с документом Заказчика, а также ориентировочно оговариваются его пределы, которые следует обосновать при проектировании РЛС.

Зона обзора РЛС должна задаваться пределами работы по дальности и диапазоном скоростей полета обнаруженных целей от минимальных до максимальных значений, секторами обзора в горизонтальной и вертикальной плоскостях, максимальной высотой и периодом обзора зоны.

Зона обнаружения РЛС должна задаваться следующими показателями:

- максимальной и минимальной дальностью обнаружения цели (рубежом выдачи трасс с заданной вероятностью при наличии вторичной обработки информации) для фиксированных значений высоты полета с требуемой вероятностью правильного обнаружения и допустимой вероятностью ложных тревог по собственным шумам;
- диапазоном скоростей полета обнаруживаемых целей;
- верхней и нижней границами зоны по углу места;
- границами сектора обнаружения по азимуту;
- верхней границей зоны по высоте (беспровальной и допустимыми провалами по дальности);
- медианным или средним значением эффективной отражающей поверхности (ЭОП) или типами обнаруживаемых целей;
- темпом обновления информации.

Зона измерения трех координат для трехкоординатной РЛС и РЛК задается следующими показателями:

- дальностью измерения трех координат при высотах, значения которых заданы для зоны обнаружения;
- азимутальными и угломестными границами зоны;
- максимальной и минимальной высотами измерения (верхней и нижней границами зоны);
- максимальной и минимальной измеряемыми скоростями полета целей для РЛС с трассовой обработкой.

Требования к позиции при этом задаются следующими показателями:

- допустимыми углами закрытия;
- допустимыми неровностями земной поверхности в ближней и дальних зонах;
- допустимыми высотами позиции над уровнем моря.

Зона обеспечения целеуказания взаимодействующим средствам должна быть не менее заданной.

Точность измерения координат целей (дальности, азимута, угла места (высоты), скорости полета) задается среднеквадратическими ошибками (СКО) измерений каждой из координат и параметров траектории. Причем отдельно оговариваются СКО при визуальном съеме координат оператором с индикатора, автоматическом съеме без участия оператора и автоматизированном съеме координат оператором.

Для РЛС всех классов указывается допустимое снижение точности измерения координат и параметров траекторий при применении преднамеренных помех. При необходимости СКО измерения координат задают по участкам дальности. Для активно-пассивных комплексов требования к точности измерения дальности и угла места постановщика активной помехи задают усредненным СКО в заданной зоне дальностей и углов места с указанием допустимого снижения точности измерений координат и параметров траекторий при наличии неравномерности спектра помехи.

Разрешающая способность РЛС по дальности (азимуту, углу места, высоте, скорости) должна задаваться для двух целей с равными ЭОП, находящимися на одном азимуте и угле места (дальности) в заданном интервале дальностей. При этом цели должны обнаруживаться раздельно с заданной вероятностью. Для РЛС с визуальным съемом оговариваются масштаб отображения и точка рабочего поля экрана индикатора. Аналогично задаются требования по разрешению постановщиков активных помех для активно-пассивного комплекса.

Пропускная способность РЛС должна задаваться количеством целей и пеленгов, обрабатываемых и выдаваемых потребителям за период обзора при сопряжении с автоматизированной системой управления и в неавтоматизированном режиме с заданным качеством. Учитываются при необходимости максимальное количество целей, находящихся на одном азимутальном направлении, и темп входа целей в зону обнаружения с различных направлений.

В требованиях *по распознаванию целей* должны указываться:

- перечень распознаваемых классов целей с присвоением признака (например, «стратегический бомбардировщик», «тактический истребитель», «аэробаллистическая ракета», «стратегическая крылатая ракета», «ложная цель», «противорадиолокационная ракета», «дистанционно пилотируемый летательный аппарат», «автоматический дрейфующий аэростат», «постановщик активной шумовой помехи») (стратегический бомбардировщик, тактический истребитель, дистанционно пилотируемый летательный аппарат);

- границы зоны выдачи информации распознавания;
- пропускная способность аппаратуры распознавания.

При необходимости указываются параметры преднамеренных помех, при которых должно быть обеспечено распознавание целей.

При наличии в РЛС вторичной обработки радиолокационной информации *выходная информация РЛС должна удовлетворять требованиям потребителя* и задаваться следующими требованиями:

- средним временем завязки трассы;
- средним временем разрыва трассы;
- коэффициентом проводки с момента завязки трассы;
- требуемыми для наведения и целеуказания среднеквадратическими ошибками определения плоскостных координат и высоты, скорости и курса целей, а также определения пеленга постановщиков помех;
- коэффициентом ложных трасс;
- средней длительностью ложной трассы;

- средним временем выявления маневра по курсу с заданными перегрузками;
- темпом обращения к цели при сопровождении трассы для РЛС с программным обзором;
- средним временем задержки присвоения признака государственной принадлежности относительно момента завязки трассы;
- периодом обновления информации государственного опознавания;
- вероятностью правильной выдачи признака государственной принадлежности.

Аналогично предъявляются требования к радиолокационной информации по групповым целям с указанием характеристик группы (количественный состав и расстояние между целями). Кроме того, предъявляется требование передачи информации об уровнях активных помех, принимаемых пеленгационными каналами, и о границах областей пассивных помех с уровнями, превышающими заданные по помехозащищенности для РЛС.

Электроснабжение должно осуществляться как от систем автономного электроснабжения (САЭС), так и от государственной энергетической системы. САЭС должны быть согласованы с системой вторичного электропитания РЛС, иметь один номинал по частоте и напряжению. САЭС должны обеспечить непрерывную длительную (не менее заданного интервала) работу РЛС.

Топографическая привязка, ориентирование и юстирование РЛС должны осуществляться средствами, входящими в комплект РЛС, в течение времени развертывания.

1.2. Требования по радиоэлектронной защите

В РЛС для повышения помехозащищенности должна быть предусмотрена адаптация к помеховой обстановке путем использования специальных мер, в том числе путем введения специальных режимов работы, перестройки частоты от импульса к импульсу или от пачки к пачке и др.

В требованиях *по защищенности РЛС от воздействия специальных активных помех* задается перечень типов организованных помех (несинхронно-импульсные, квазисинхронные, ответные, скользящие по частоте, прицельные, имитирующие и др.), против которых в РЛС должны быть предусмотрены меры защиты. Характеристики специальных видов помех задаются в соответствии с исходными данными по видам и параметрам помех, действующими на момент утверждения ТТЗ.

Зона обнаружения РЛС в условиях активных шумовых помех должна задаваться отмеченными выше показателями при характеристиках условий, которые включают:

- суммарную спектральную плотность мощности шумовой заградительной помехи, действующей с заданной дальности и на заданной высоте в зоне ближних боковых лепестков от максимума главного лепестка ДНА, и число постановщиков помех в этой зоне;
- суммарную плотность мощности шумовой заградительной помехи, действующей с заданной дальности, по дальним боковым лепесткам ДНА.

При необходимости по этой же форме для других условий работы задаются следующие требования:

- особые участки зоны при одновременном действии шумовой помехи с различными уровнями на разные участки ДНА (главный лепесток, ближние и дальние боковые лепестки);
- вероятностные характеристики обнаружения;
- типы целей;
- диапазон радиальных скоростей целей.

Защищенность РЛС от преднамеренных пассивных помех должна задаваться числом стандартных пачек дипольных отражателей на интервале пути помехопостановщика (например, на 100 м пути) по целям с заданной ЭОП или заданного типа, летящих с заданной радиальной скоростью на заданной дальности с требуемыми вероятностными характеристиками

обнаружения. При необходимости указывают допустимый диапазон «слепых» скоростей, ширину зубца спектра пассивной помехи в диапазоне работы РЛС и другие параметры.

Тип и характеристики стандартных пачек дипольных отражателей и методы постановки помех задаются исходными данными по видам и параметрам помех, действующими на момент утверждения тактико-технического задания (ТТЗ).

Защищенность РЛС от непреднамеренных пассивных помех (местных предметов, гидрометеоров и т. П.) должна задаваться:

- коэффициентом подпомеховой видимости;
- коэффициентом подавления неподвижного местного предмета или имитированного сигнала с нулевой доплеровской частотой;
- коэффициентом подавления гидрометеообразований.

При этом указывают характер подстилающей поверхности (лес, равнина, среднепересеченная местность, холмистая местность, горные массивы и т. п.), при которой должны быть выполнены заданные требования. Предъявляется также требование по обеспечению обнаружения и проводки целей в условиях гидрометеообразований с заданными характеристиками обнаружения и параметрами целей.

Защищенность РЛС от комбинированных помех должна задаваться допустимым уровнем снижения характеристик обнаружения в процентах при одновременном воздействии активных и пассивных помех с выше оговоренными параметрами.

Предъявляется требование *по обеспечению постоянства уровня ложных тревог* вне зависимости от вида и интенсивности активных и пассивных помех. Определяются виды и параметры помех, при которых должно обеспечиваться автоматическое обнаружение целей и автоматическое измерение координат.

Зона пеленгации РЛС или *зона определения трех координат постановщиков АПП активно-пассивных комплексов* должны задаваться показателями, аналогичными показателям зоны обнаружения РЛС, где вместо ЭОП целей указывается плотность мощности помех с борта цели – постановщика помех. Измерение пеленгов по азимуту и углу места должно осуществляться в пределах заданной зоны при изменении мощности активной помехи в диапазоне не менее 50...70 дБ. Предъявляется требование по измерению уровня активных помех.

В соответствии с действующими государственными стандартами задаются требования по электромагнитной совместимости и допустимым уровням промышленных радиопомех.

Технические характеристики радиопередающих устройств РЛС должны задаваться:

- по основным параметрам внеполосных и побочных радиоизлучений;
- допустимым уровням радиоизлучений (согласуются между Заказчиком и Разработчиком);
- допустимым отклонениям частоты радиопередающих устройств.

Технические характеристики радиоприемных устройств РЛС должны задаваться:

- по частотной избирательности (в соответствии с государственными стандартами);
- восприимчивости к помехам (согласуются между Заказчиком и Разработчиком).

Уровень боковых и задних лепестков диаграмм направленности зеркальных антенн должен задаваться в соответствии с государственными стандартами. Для антенно-фидерных устройств других типов требования к диаграммам направленности антенн задаются по согласованию между Заказчиком и разработчиком.

Более жесткие требования по сравнению с требованиями действующих стандартов на характеристики радиопередающих, радиоприемных, антенно-фидерных и других устройств в целях обеспечения электромагнитной совместимости на объектах и в локальных группировках устанавливаются по согласованию между Заказчиком и Разработчиком.

В требованиях *по защищенности РЛС от самонаводящегося по радиоизлучению оружия* задается вероятность защиты, которая определяется для каждого конкретного образца. Характеристики противорадиолокационных ракет задаются в соответствии с исходными данными по характеристикам и тактике применения противорадиолокационных ракет противника, действующими на момент утверждения ТТЗ.

В эскизном проекте и на всех последующих этапах проектирования должна производиться оценка эффективности предлагаемых мер защиты.

1.3. Требования по живучести и стойкости к внешним воздействиям

Эти требования формируются в соответствии с номером группы и видом исполнения аппаратуры РЛС при разработке ТТЗ в соответствии с назначением РЛС. При разработке унифицированных РЛС межвидового применения, аппаратура которых предназначена для применения в условиях, соответствующих различным классификационным группам, по каждому фактору к ней предъявляются наиболее жесткие требования, соответствующие этим группам.

В РЛС должны быть приняты меры защиты и обеспечено выполнение задачи по целевому назначению *при воздействии электромагнитных и ионизирующих излучений ядерного взрыва*.

Средства РЛС должны обладать высокой противокоррозийной стойкостью и быть защищены от повреждения грызунами и другими биологическими вредителями.

Конструкция антенно-поворотного устройства должна быть устойчива к воздействию *ветровых нагрузок в рабочем состоянии*, например, до 30 м/с, а *в нерабочем состоянии* должна выдерживать ветровые нагрузки при скорости ветра, например, до 45...50 м/с без гололеда и, например, 20 м/с при сплошном обледенении с толщиной корки льда заданной толщины.

1.4. Требования по надежности

Значения показателей надежности должны задаваться как максимально допустимые значения и подтверждаться по результатам государственных испытаний с заданной доверительной вероятностью.

Допускается устанавливать различные требования к достоверности подтверждения значений показателей надежности для стадий разработки и производства, возрастающие от стадии к стадии.

Требования к точности оценок показателей надежности должны задаваться в виде отношений верхней и нижней доверительных границ показателей надежности.

В результате этого должна обеспечиваться непрерывная работа РЛС без ухудшения тактико-технических характеристик в течение всего времени, отводимого на выполнение боевой задачи и определяемого назначением РЛС. Время непрерывной работы задается в ТТЗ для конкретного типа РЛС.

При задании требований по безотказности (показателей безотказности) в ТТЗ должны оговариваться критерии отказа РЛС. В основу критерия отказа целесообразно принять недопустимые изменения признаков работоспособности (выход значений параметров за пределы допуска, нарушение признаков нормальной работы и т. п.). Критерии отказов конкретного образца устанавливаются Заказчиком.

На этапе эскизного проектирования предприятием-разработчиком РЛС должна быть разработана и согласована с Заказчиком *программа обеспечения надежности РЛС*, а также порядок ее выполнения, включая оценку количественных требований по надежности. На этапе эскизного проектирования должно быть оговорено количество образцов, выделяемых для испытаний на надежность, необходимость методик ускоренных испытаний и методы испытаний образцов на надежность.

В РЛС должны быть обеспечены:

- средний ресурс до капитального ремонта;
- средний срок службы до капитального ремонта;
- сохраняемость РЛС в режиме длительного хранения со сроком сохраняемости не менее, например, 20 лет.

1.5. Требования по эргономике и обитаемости

В специальной нормативно-технической документации и государственных стандартах формируются требования к распределению функций между операторами и техническими средствами, алгоритмам деятельности операторов, информационным моделям, планировке обитаемых отделений, конструкции и компоновке рабочих мест, информационному и моторному полям, средствам отображения информации, органам управления, условиям технического обслуживания и ремонта, эксплуатационной документации РЛС.

Эргономическое обеспечение разработки РЛС должно соответствовать требованиям государственных стандартов. Предприятие-разработчик РЛС должно разработать и согласовать с Заказчиком программу эргономического обеспечения и проектирования РЛС.

Необходимость отбора операторов РЛС и перечень специалистов, подлежащих отбору, должны быть обоснованы разработчиком и согласованы с Заказчиком РЛС.

Алгоритм и структура деятельности операторов по решению каждой задачи управления и обслуживания РЛС должны быть описаны в проектной и эксплуатационной документации в виде логической схемы или блок-схемы.

Вся информация, необходимая операторам для анализа сложившейся ситуации, должна предъявляться на средствах отображения информации. При анализе ситуации должна быть исключена необходимость дополнительных действий оператора при сопоставлении операторами ранее проходивших сигналов с текущими на средствах отображения информации.

Кроме того, формируются *требования по обитаемости РЛС*, включая требования по основным размерам обитаемого отделения; поддержанию оптимальных микроклиматических условий; обеспечению уровня допустимых значений вибраций на рабочих местах операторов; обеспечению предельно допустимого уровня стабильного акустического шума; освещенности; концентрации вредных примесей в воздухе; предельно допустимым уровням напряженности электромагнитного поля и предельно допустимым плотностям потока энергии электромагнитного поля на рабочих местах.

1.6. Требования по эксплуатации, удобству технического обслуживания, ремонта и хранения

Система технического обслуживания РЛС должна разрабатываться при проектировании РЛС и разработке рабочей документации. *Система технического обслуживания должна обеспечивать:*

- поддержание работоспособности РЛС и ее функционирование с требуемой эффективностью в течение заданного срока службы до списания;
- поддержание требуемого уровня готовности к применению по назначению (боевой готовности) в течение заданного срока эксплуатации;
- минимальное использование труда, времени и материальных средств при проведении работ по техническому обслуживанию и ремонту;
- максимальную безопасность личного состава при выполнении каждой технологической операции.

Требования к *эксплуатационным режимам работы РЛС* должны задаваться применительно к конкретным типам РЛС с учетом решаемых ими задач. При этом должна обеспечиваться возможность многократных автоматизированных переходов от одного режима к другому.

В РЛС должна обеспечиваться возможность эксплуатации минимальным количеством обслуживающего персонала. При разработке составных частей РЛС, приборов и оборудования необходимо избегать конструктивных и технических решений, требующих принятия особых мер безопасности при их эксплуатации.

Требования к средствам технического обслуживания, метрологическому обеспечению и комплектации ЗИП, с учетом которых достигаются заданные значения показателей надежности, должны устанавливаться в соответствии с государственными стандартами. Показателем полноты и достаточности комплектации ЗИП при этом должна быть вероятность отказа обслуживания из-за отсутствия ЗИП.

Периодичность, продолжительность и объем работ по техническому обслуживанию должны определяться по результатам контроля аппаратуры в соответствии с обобщенными параметрами и по прогнозированию технического состояния аппаратуры РЛС на заданный период времени.

В РЛС должна быть предусмотрена система контроля технического состояния. *Аппаратура контроля должна быть встроенной и обеспечивать в общем случае решение следующих задач:*

- автоматический текущий контроль работоспособности РЛС по обобщенным параметрам с индикацией состояния;
- выдачу информации о текущих параметрах аппаратуры РЛС по запросу оператора;
- автоматический поиск и локализацию места неисправности до 1...3 типовых элементов замены (ячеек);
- прогнозирование технического состояния аппаратуры на заданный период времени;
- автоматизированную выдачу рекомендаций (инструкций) обслуживающему персоналу по ремонту и техническому обслуживанию аппаратуры;
- контроль исправности сменных блоков, узлов (модулей), типовых элементов замены (ячеек), заложенных в ЗИП, с помощью встроенной или придаваемой аппаратуры контроля;
- автоматическую регистрацию данных о контролируемых параметрах, отказах и неисправностях аппаратуры.

В обоснованных случаях допускается использование невстроенной контрольно-измерительной аппаратуры из числа разрешенной для применения.

Аппаратура РЛС должна быть приспособлена к выполнению текущего, среднего (профилактического) и капитального ремонтов с минимальными затратами времени, труда и материалов. Текущий ремонт должен производиться агрегатным методом с использованием одиночного ЗИП. Ремонтная документация на проведение среднего и капитального ремонтов должна разрабатываться Предприятием-разработчиком РЛС или Предприятием-изготовителем, соответствовать требованиям государственных стандартов и согласовываться с Заказчиком. Этапы и сроки разработки ремонтной документации должны указываться в ТТЗ.

Для РЛС должны устанавливаться *следующие показатели, определяющие виды и состав ЗИП:*

- виды ЗИП (одиночные, групповые, ремонтные, восстановительные);
- порядок пополнения ЗИП (периодическое, периодическое с экстренными доставками, непрерывное по уровню и т. д.);
- период пополнения;
- показатель обеспеченности ЗИП (вероятность достаточности ЗИП за период пополнения или коэффициент готовности ЗИП);
- количество РЛС, на которые рассчитывается групповой ЗИП;
- порядок проверки и обслуживания ЗИП;
- порядок размещения, хранения, упаковки и перевозки ЗИП.

При разработке РЛС должны быть предусмотрены мероприятия, обеспечивающие сохранность РЛС в режиме длительного хранения в требуемых климатических условиях.

Время приведения РЛС в готовность к применению из режима длительного хранения не должно превышать времени, задаваемого в ТТЗ, включая время на устранение неисправностей, возникших в период хранения.

В процессе *длительного хранения РЛС* допускается их периодическая переконсервация с полной или частичной заменой средств временной противокоррозийной защиты, проверкой работоспособности и проведением необходимых восстановительных работ в объеме текущего

ремонта. Работы по переконсервации РЛС должны проводиться с учетом мест хранения, но не менее чем через 5 лет хранения.

Аппаратура РЛС должна быть ремонтнопригодной в войсковых ремонтных органах в объеме:

- контроля работоспособности, диагностики и ремонта типовых элементов замены (ячеек);
- ремонта механических, электромеханических систем и систем кондиционирования.

При необходимости разработчиком РЛС на стадии проектирования должны быть разработаны дополнительные ремонтные устройства, стенды, оборудование для обеспечения ремонта в войсковых ремонтных органах.

1.7. Требования по транспортабельности

РЛС должна иметь возможность транспортирования в целом или по составным частям автомобильным, железнодорожным, водным (морским или речным) и воздушным транспортом, выполнять свои функции и сохранять параметры в пределах норм после транспортирования на заданные расстояния.

Перевод РЛС в положение для транспортирования из боевого (походного) положения и обратно должен осуществляться силами штатного расчета в минимальное время независимо от вида транспорта.

Подвижные РЛС должны создаваться на шасси (средствах подвижности), определяемых типажом автомобильной и бронетанковой техники, задаваемых Заказчиком в ТТЗ.

Конструкция РЛС должна позволять транспортировать ее по дорогам всех категорий (с асфальтовым или бетонным покрытием, булыжным, грунтовым) на расстояние свыше 1000 км. При транспортировании автомобильным транспортом (в кузове, на трайлере, при буксировке) РЛС (ее составные части) должны выдерживать механические нагрузки, возникающие при движении:

- по шоссе со скоростью до 50 км/ч;
- по дорогам всех категорий и местности со скоростью до 40 км/ч, а также при экстренном торможении.

1.8. Требования по безопасности

Оборудование РЛС должно обеспечивать безопасность обслуживающего персонала в процессе эксплуатации в любых метеоусловиях, иметь молниезащиту (заземление) и противопожарную защиту.

В РЛС должна быть надежно заземлена вся аппаратура и исключена возможность поражения обслуживающего персонала электрическим током. Все токопроводящие элементы должны быть защищены корпусом или объемными кожухами.

Аппаратура и оборудование РЛС во всех режимах эксплуатации не должны выделять токсичных веществ выше предельно допустимых концентраций.

Движущиеся (вращающиеся) части аппаратуры РЛС должны иметь предохранительные ограждения, исключающие возможность травмирования личного состава.

В РЛС должны быть предусмотрены:

- сигнализирование о неисправностях, опасных режимах и выходе из строя основных ее частей;
- инструкции о принятии соответствующих мер, исключающих опасность работы с агрегатами станции.

1.9. Требования по стандартизации и унификации

Разработка РЛС должна осуществляться на основе действующих государственных (отраслевых) стандартов, перечней изделий электронной техники и электроники, конструктивных материалов, защитных покрытий, разрешенных для применения в военной технике.

Работы по стандартизации и унификации РЛС и их составных частей должны начинаться с этапов проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

РЛС должны разрабатываться на основе *базово-модульного принципа построения*, при котором вновь создаваемые образцы должны задаваться для разработки в виде ряда разновидностей РЛС данного типа. Разработка должна проводиться на основе базовых изделий (базовых наборов составных частей) при модульном их построении с использованием стандартных электронных модулей различных уровней разукрупнения и высокой степени интеграции.

Количественные показатели уровня стандартизации и унификации задаются исходя из особенностей аппаратуры и должны соответствовать величинам, установленным для соответствующего вида аппаратуры в действующих нормативных документах.

Не допускается обеспечивать заданный уровень стандартизации за счет снижения устанавливаемых боевых свойств и эксплуатационных характеристик РЛС.

1.10. Требования по технологичности

РЛС по технологичности конструкции должны соответствовать требованиям государственных стандартов. Кроме того, задается требование по обеспечению необходимого уровня комплексного показателя технологичности.

Технические решения, закладываемые в РЛС, должны способствовать рациональной организации производства, использованию серийно выпускаемого оборудования и технологической оснастки, прогрессивных и типовых технологических процессов, обеспечивать применение гибких (перестраиваемых) технологических схем производства.

Технические решения РЛС должны позволять в технологических циклах использовать:

- для несущих конструкций радиоэлектронных (электронных) устройств – максимально обоснованное заимствование базовых несущих конструкций (БНК), а по оригинальным несущим конструкциям – максимально обоснованное применение элементов БНК;
- для функциональных модулей радиоэлектронных (электронных) устройств – максимально обоснованное заимствование типовых функциональных модулей, а по оригинальным модулям – максимально обоснованное применение типовых технологических процессов;
- для радиомеханических (электронно-механических) устройств – максимально обоснованное применение типовых технологических процессов.

РЛС в интересах обеспечения технологичности должны отвечать принципам однозначности их сборки (и их составных частей), исключающим также неправильное выполнение операций технического обслуживания и ремонта, неправильную установку узлов, блоков и других составляющих образца, а также неправильное включение их в работу.

1.11. Конструктивные требования

Конструкция РЛС должна обеспечивать возможность поддержания заданного уровня эффективности применения РЛС по назначению в течение всего срока эксплуатации и удовлетворять требованиям государственных стандартов.

Общая конструктивно-компоновочная схема РЛС должна выбираться с учетом максимального использования наиболее отработанных и перспективных решений, передовой технологии производства, возможности планомерной модернизации РЛС и унификации ее составных частей.

РЛС и ее составные части должны сочетать простоту конструкции и схемного решения, минимально возможные габариты и массу с учетом обеспечения необходимых ТТХ.

Для снижения влияния интерференции конструкция РЛС малых высот ПВО должна предусматривать размещение ее антенны или всей РЛС на легкой подвижной вышке. Для снижения влияния леса на углы закрытия конструкция РЛС средних и больших высот ПВО также может предусматривать подъем и размещение антенных систем на вышках.

Компоновка аппаратуры и приборов РЛС должна производиться с учетом максимального уменьшения взаимных негативных влияний их отдельных элементов в виде механических, температурных, электрических, магнитных и радиационных воздействий. Для поддержания требуемых тепловых режимов при необходимости допускается применение системы терморегулирования и отвода тепла.

Конструкция РЛС должна исключать возможность неправильной сборки (монтажа) и другие ошибки личного состава в процессе технического обслуживания и ремонта РЛС, а также обеспечивать применение минимального количества инструментов и приспособлений для технического обслуживания, сборки и разборки, развертывания и свертывания, минимальный объем работ по инженерному оборудованию позиций и привлекаемых для этого сил и средств.

Конструкция РЛС должна иметь системы защиты и блокировки, предохраняющие РЛС от аварии при перегрузках и исключающие применение запрещенных видов и параметров излучений.

Радиоэлектронная аппаратура РЛС должна разрабатываться преимущественно в блочно-модульном исполнении с широким применением прогрессивных методов монтажа, базовых несущих конструкций, унифицированных приборов, узлов, модулей.

Радиоэлектронная аппаратура должна разрабатываться с применением микроэлектронных изделий и методов комплексной миниатюризации, обеспечивающих при заданных ТТХ необходимые объем, массу, потребляемую мощность и показатель уровня миниатюризации РЭА.

Кабельная сеть и электрические соединительные устройства РЛС должны обеспечивать надежное электрическое соединение приборов и блоков между собой без их вскрытия и исключать самопроизвольное разъединение в процессе эксплуатации РЛС. Конструкция электрических соединительных устройств должна исключать возможность их непрерывного подсоединения.

Аппаратура и приборы РЛС и отдельные их элементы, требующие защиты от ударов и вибраций, которые могут возникнуть в процессе эксплуатации, должны быть амортизированы.

Электроизделия и элементы аппаратуры и приборов РЛС, физические свойства которых изменяются под воздействием окружающей среды, должны быть герметизированы или иметь другие средства защиты, обеспечивающие их работоспособность в условиях воздействия окружающей среды. Для герметизированных конструкций аппаратуры и приборов должны быть предусмотрены меры, предотвращающие выпадение инея или росы во внутренних полостях этих конструкций.

2. Техничко-экономические требования

Техничко-экономические требования к РЛС должны задаваться ориентировочными предельными значениями:

- стоимости разработки образца в целом и при необходимости стоимости отдельных этапов опытно-конструкторской работы;
- стоимости строительства объектов, необходимых для проведения испытаний опытных образцов (при необходимости);
- стоимости разработки и создания технических средств защиты образца от технической разведки;

- плановой условной цены образца в серийном производстве;
- среднегодовой стоимости эксплуатации образца и содержания его в процессе длительного хранения;
- годового объема выпуска изделий в серийном производстве и предполагаемой длительности этапа эксплуатации.

На этапе технического (эскизного) проектирования производится оценка:

- стоимости и продолжительности подготовки и освоения серийного производства;
- ориентировочной полной стоимости стадий жизненного цикла образца, начиная с разработки технического предложения до снятия образца с эксплуатации;
- экономической целесообразности разработки и постановки на производство данного образца;
- технико-экономических характеристик, отражающих преимущества разрабатываемого образца по сравнению с лучшими отечественными и зарубежными образцами аналогичного типа;
- технической и технико-экономической реализуемости заявок Заказчиков на поставку образцов.

На этапе рабочего проектирования производится анализ выполнения заданных технико-экономических требований и разрабатываются рекомендации по снижению стоимости испытаний, серийного производства, эксплуатации и ремонта образцов.

3. Требования по видам обеспечения

3.1. Требования по метрологическому обеспечению

Общие требования к метрологическому обеспечению РЛС должны соответствовать государственным стандартам. Номенклатура показателей метрологического обеспечения РЛС должна устанавливаться с учетом условий их производства, испытаний, эксплуатации на основе перечня основных показателей.

Применяемые в РЛС средства измерений должны выбираться из действующих Перечней средств измерений, разрешенных для эксплуатации и комплектации.

3.2. Требования к математическому, программному и информационному обеспечению

Математическое обеспечение должно включать в себя совокупность математических методов, моделей, алгоритмов и их описаний, предназначенных:

- для повышения эффективности обнаружения, распознавания, наведения и целеуказания;
- повышения защищенности РЛС от воздействия радиопомех и от поражения самонаводящимся на излучение оружием;
- контроля функционирования и прогнозирования технического состояния РЛС;
- автоматизированного сбора и обработки информации об отказах аппаратуры РЛС;
- защиты хранимой информации и контроля доступа к ней.

При разработке математического обеспечения должно быть предусмотрено применение операционной системы, обеспечивающей возможность ее адаптации к конкретным условиям и необходимый уровень эффективности.

Программное обеспечение (общесистемное, общее и специальное) должно включать совокупность программ, описаний и инструкций, обеспечивающих организацию и контроль информационно-вычислительного процесса, непосредственное решение целевых задач и информационно-логическую обработку информации.

Программное обеспечение должно иметь модульную структуру с минимальными информационно-логическими связями между модулями, обеспечивающую эффективное применение вычислительных средств, их наращивание и модернизацию.

Алгоритмы и программы должны разрабатываться с учетом требований по эффективности, быстродействию, безотказности и экономичности, предъявляемых к образцу в целом.

Информационное обеспечение должно включать в общем случае совокупность единой системы классификации и кодирования информации, унифицированной системы документации и массивов информации.

Испытания математического, программного и информационного обеспечения должны проводиться при функционировании полной номенклатуры технических средств и элементов образца как в штатном режиме эксплуатации, так и в критических и аварийных ситуациях.

4. Требования к учебно-тренировочным средствам

Учебно-тренировочные средства должны разрабатываться, испытываться и приниматься с опережением относительно разрабатываемой РЛС на время, необходимое для подготовки обслуживающего персонала к испытаниям и эксплуатации РЛС. При принятии решения о комплектации РЛС серийно выпускаемыми тренажерами или подготовке боевых расчетов РЛС с помощью автономных средств тренажа в ТТЗ указываются требования по сопряжению РЛС с комплектующими или автономными тренажерами.

Учебно-тренировочные средства должны обеспечивать обучение операторов приемам и методам боевого использования РЛС в различных условиях помеховой и безпомеховой обстановки и отработку следующих навыков:

- проверку работоспособности и управления РЛС;
- выбор и включение режимов работы РЛС;
- обнаружение, определение координат и характеристик движения целей;
- распознавание и опознавание государственной принадлежности целей;
- анализ помеховой обстановки, выбор и включение режимов борьбы с помехами;
- обучение личного состава техническому обслуживанию, проведению регламентных работ и ремонту аппаратуры;
- имитацию аварийных ситуаций и аварийных режимов работы РЛС без угрозы здоровью личного состава.

РЛС должны быть обеспечены необходимым учебным оборудованием, инструкциями, пособиями и плакатами, позволяющими осуществлять подготовку операторов с высоким качеством в минимальные сроки.

5. Специальные требования

На этапе технического проектирования должны быть выбраны рациональные технические решения для разработки средств обеспечения испытаний (в том числе для обеспечения испытаний на электромагнитную совместимость, помехозащищенность и радиоэлектронную маскировку в соответствии со специальными решениями).

На этапе рабочего проектирования Разработчик обосновывает и представляет проекты программы и методик испытаний, разработанные в соответствии с государственными стандартами, и требования к штатному полигонному обеспечению. В методиках должно быть предусмотрено максимальное использование безоблетного определения характеристик РЛС.

К началу испытаний должна быть разработана и поставлена на полигон Заказчика контрольно-измерительная, регистрирующая и другая необходимая для испытаний аппаратура (кроме системы внешнетраекторных измерений). Состав этой аппаратуры определяется на этапе эскизного проектирования и согласовывается с Заказчиком.

Разработка системы внутристанционных измерений должна вестись с учетом возможностей аппаратуры обработки, имеющейся на полигоне Заказчика.

В эскизном проекте должны быть отражены требования к внешнетраекторным измерениям и инженерным сооружениям, необходимым для проведения испытаний.

В состав РЛС должна входить аппаратура оперативного безоблетного контроля зоны обнаружения для конкретных позиций и помеховых условий с возможностью отображения информации на рабочих местах РЛС.

На этапе эскизного проектирования разрабатывается математическая модель функционирования РЛС. Уточнение модели осуществляется на всех последующих этапах разработки РЛС.

На всех этапах разработки РЛС должны проводиться патентные исследования в соответствии с государственными стандартами.

ОСОБЕННОСТИ ТАКТИКИ БОЕВЫХ ДЕЙСТВИЙ СОВРЕМЕННОГО ВОЗДУШНОГО ПРОТИВНИКА. КРАТКИЙ ПРОГНОЗ

Приложение написано на основе данных, приведенных в источниках [10; 11; 14–21; 29; 30; 48; 66; 68; 69; 70; 71, 79; 81; 82; 87].

1. Особенности тактики боевых действий современного воздушного противника

Для правильного системного синтеза современного радиолокатора ПВО необходимо иметь четкие представления о возможностях и тактике действий современных средств воздушного нападения (СВН). Поэтому в качестве примера рассмотрим краткую характеристику боевых действий средств воздушного нападения в *войне с Ираком 1991 г.* Из анализа действий средств воздушного нападения Многонациональных сил видно, что весь *арсенал тактических приемов*, применявшихся американцами в Корее (1950 – 1953 гг.), Вьетнаме (1965 – 1973 гг.), в Арабо-израильской войне (1967 – 1973 гг.), в Ливане (1982 г.), Ливии (1986 г.), имел место и в Ираке:

- тактическая внезапность массированного воздушного удара;
- широкое (по единому замыслу) применение всех видов помех для подавления средств радиолокационной разведки и управления ПВО;
- использование темного времени суток (для исключения возможности применения средств ПВО с телевизионными и оптическими прицелами);
- использование малых и предельно малых высот в созданных коридорах прорыва ПВО.

К новым элементам в тактике действий СВН США можно отнести:

- первоначальное применение крылатых ракет (КР) морского базирования *Tomahawk* по приоритетным объектам, которые имели сильное противовоздушное прикрытие;
- широкое использование самолетов дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) *E-3A «Авакс»*, *E-2С «Хокай»* для круглосуточного контроля воздушной обстановки и управления авиацией в воздухе;
- поиск и выборочное уничтожение наиболее важных объектов в районах с сильной ПВО малозаметными самолетами *F-117A*, выполненными по технологии низкой радиолокационной заметности «Стелс»;
- применение усовершенствованных противорадиолокационных ракет с новыми принципами действия по объектам ПВО (например, *ALARM*).

Впервые нанесение массированных ракетно-бомбовых ударов осуществлялось во взаимосвязи с радиоэлектронным подавлением средств ПВО и боевого управления вооруженных сил Ирака, что обеспечило с первых дней войны превосходство авиации США и союзных стран. Активные помехи ставились во всех диапазонах частот, в которых могли работать иракские радиолокационные средства ПВО. Неквалифицированные действия боевых расчетов ПВО Ирака только облегчали коалиционным силам выполнение задач по радиоэлектронному подавлению РЭС.

Как правило, по отвлекающим (демонстративным) группам в Ираке включались одновременно все РЛС, которые немедленно подвергались воздействию специализированных самолетов РЭБ *EF-111A «Рейвен»* и *EA-6B «Праулер»*, самолетов подавления средств управления и связи *EC-130H* и самолетов огневого подавления ПВО, которые заблаговременно выводились в ранее определенные зоны.

Выходящие в эфир РЛС уничтожались самолетами F-4, F/A-18 и «Торнадо» из состава групп огневого подавления средств ПВО. Для уничтожения РЭС использовались ракеты AGM-88 (*HARM*) и впервые – *ALARM*, имеющие до пяти режимов боевого применения, в том числе и режим ожидания для поиска и обнаружения источника радиоизлучения в назначенной зоне. Кроме того, для огневого поражения РЛС после ее обнаружения использовались ракеты с лазерными и телевизионными головками самонаведения.

В эшелоне прорыва ПВО *впервые использовались противотанковые вертолеты AH-64 «Апач»*. Этими вертолетами еще до начала боевых действий в ночное время были уничтожены две РЛС дальнего обнаружения в западном районе Ирака. Через созданный коридор прорыва в плотном потоке прошли свыше 100 ударных самолетов ВВС США на Багдад и другие приоритетные объекты в глубине Ирака. При проведении этой операции вертолеты AH-64 действовали двумя группами по 4 вертолета в каждой с прикрытием вертолетами H-60. Экипажи применяли приборы ночного видения и использовали тепловизионные прицельно-навигационные системы. По некоторым источникам информации, на полное уничтожение каждой РЛС потребовалось не более четырех минут с момента их визуального обнаружения и идентификации с борта вертолета.

Ударные группы самолетов, как правило, выводились в созданные коридоры прорыва ПВО по наработанной и отлаженной схеме несколькими эшелонами с последующей разводкой по назначенным объектам удара.

В *первом эшелоне* действовали группы всепогодных и малозаметных самолетов F-117A, истребителей-бомбардировщиков F-15E и F-111, оснащенных лазерными системами наведения управляемых авиационных бомб. Их задачей являлось уничтожение приоритетных объектов в глубине Ирака (центры командования и управления, важные промышленные объекты, позиции ЗРК, склады вооружения и т. д.). Во *втором ударном эшелоне* действовали самолеты «Торнадо» с задачей блокирования подземных самолетных ангаров на аэродромах ВВС с применением касетного оружия. Одновременно с больших высот производился удар стратегической авиации методом «коврового» бомбометания для поражения мобильных пусковых установок оперативно-тактических ракет Ирака. В *закрывающем эшелоне* действовали самолеты-разведчики, регистрирующие результаты действий ударных групп для коррекции планов последующих ударов с воздуха.

По данным некоторых средств массовой информации, после десяти первых суток ведения боевых действий количество оставшихся в строю иракских РЛС ПВО не превышало 20 %.

Подавив ЗРК объектовой ПВО Ирака, самолеты Многонациональных сил осуществляли беспрепятственные полеты на средних высотах, не опускаясь на малые, где они могли быть сбиты заградительным огнем зенитных средств и переносных зенитных ракетных комплексов (ПЗРК).

Эффективность действий сухопутных войск МНС повышало наличие большого числа вертолетов и самолетов-штурмовиков, применявших высокоточные боеприпасы.

В ходе воздушной наступательной операции союзников *вертолетные тактические группы* из состава бригад армейской авиации корпусов и дивизий, действуя на малых и предельно малых высотах, скрытно выдвигались к опорным пунктам иракских войск и поражали танки, боевые машины и противотанковые средства огнем бортового вооружения. В ряде случаев подобные боевые задачи выполнялись совместно со штурмовиками A-10, оснащенными управляемыми ракетами «Мейверик» и касетами с неуправляемыми ракетами. При этом штурмовики, противотанковые и разведывательные вертолеты постоянно взаимодействовали между собой, дополняя ударами и огнем действия друг друга, что обеспечивало высокую эффективность поражения бронееквивалентов противника. Значительное содействие наступающим войскам оказывали *вертолетные рейдовые отряды* в составе от противотанковой вертолетной роты до батальона. Действуя впереди и на флангах своих войск и используя отсутствие противодействия со стороны иракских средств ПВО, они вели разведку противника в пределах

зоны потенциальной угрозы корпусов и дивизий, передавали добытые данные в реальном масштабе времени, а также наносили внезапные глубокие удары по танковым и механизированным колоннам иракской армии во взаимодействии с тактической и палубной авиацией.

Авиационные средства РЭБ на маршрутах полета самолетов обеспечивали практически полное подавление радиолокационных станций ПВО Ирака. Создаваемые спектральные плотности мощности помех затрудняли также применение зенитных ракетных и артиллерийских средств особенно в ночное время, когда невозможно использовать оптические системы обнаружения и сопровождения воздушных целей.

При первых массированных налетах и в процессе последующих боевых действий РЭБ обеспечила МНС явное преимущество в противоборстве с Ираком. По сути был реализован принцип «радиоэлектронного удара», в результате которого удалось создать благоприятные условия для внезапного применения авиации и сухопутных группировок войск, высокоточного оружия и добиться в итоге превосходства в управлении.

Таким образом, *радиоэлектронная борьба стала одним из важнейших видов оперативного и боевого обеспечения действий войск* в современных боевых действиях. Стало очевидным, что без завоевания превосходства в использовании своих радиоэлектронных средств и систем управления войсками и оружием, средств разведки и РЭБ нельзя рассчитывать на успех в первой оборонительной операции начального периода.

Высокую степень эффективности показали новейшие *истребители-бомбардировщики F-117A*. Совершив в целом около 1100 вылетов, что составило 1 % от общего числа боевых вылетов, эти самолеты уничтожили около 40 % стратегических целей на территории Ирака. При этом не было потеряно ни одного самолета. Одной из *особенностей их боевого применения* являлась полная автономность. Пилоты этих самолетов работали в режиме полного радиомолчания без права вести какие-либо радиопереговоры. Для нанесения ударов в основном использовалось темное время суток. Авиационные удары строились *по схеме «звездного» налета* (налета с нескольких направлений), что приводило к распылению сил и средств ПВО Ирака.

Необходимо отметить, что не следует преувеличивать возможности нового оружия и различных систем. Если говорить объективно, использование их осуществлялось практически в идеальных условиях, при отсутствии какого-либо серьезного огневого и радиоэлектронного противодействия со стороны Ирака.

2. Краткий прогноз возможной тактики действий средств воздушного нападения на обозримую перспективу

Анализ основных программ развития авиационных средств воздушного нападения ведущих стран мира показывает, что в первой половине XXI века на вооружении будут находиться следующие авиационные стратегические и тактические средства, которые должны использоваться при проведении расчетов.

Авиационные средства стратегического назначения будут включать:

- стратегические бомбардировщики типа *B-52*, «Мираж-4», *B-1B*, *FB-111*, *B-2*;
- аэробаллистические ракеты типа *SRAM*, *ASALM*;
- стратегические крылатые ракеты воздушного, наземного и морского базирования типа *ALCM (Air Launched Cruise Missile)*, *GLCM (Ground-Launched Cruise Missile)*, *SLCM (Submarine or Sea-Launched Cruise Missile)*, *ACM (Advanced Cruise Missile)*;

- управляемые авиабомбы различного назначения.

Авиационные средства тактического назначения будут включать:

- тактические истребители и штурмовики типа *F-14*, *F-15*, *F-111*, *F-16*, *A/F-18*, *F-19*, *F-22*, *F-117*, «Мираж-2000», «Торнадо», «Хариер» и другие типы;
- специализированные самолеты РЭБ типа *EF-111A*, *EA-6B*, *HFB-320*, *EC-130H*, «Торнадо» *ECR*, *Arava EW*, *F-4G (F-16B, F-15B)*;

- самолеты дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) типа *E-3A, E-2C*, «Нимрод»;
- вертолеты типа *AH-1, OH-58, AH-64*;
- тактические крылатые ракеты типа *Tomahawk (MRASM)*, управляемые ракеты типа *HARM*, «Мейверик», «Гарпун», *ALARM*, управляемые авиационные бомбы типа *GBU-15*;
- дистанционно пилотируемые летательные аппараты, автоматические дрейфующие аэростаты, малоразмерные шары различного назначения (боевые, разведывательные, РЭБ).

Основными тенденциями развития СВН являются:

- резкое снижение заметности СВН в основных физических полях за счет комплексного использования технологии «Стелс», причем численность таких СВН должна составить 30...50 %;
- освоение диапазона высот полета к цели 25...60 км и гиперзвуковых скоростей до 3000 м/с, предельно малых высот 50...100 м в зоне поражения средств ПВО;
- оснащение пилотируемых СВН интеллектуальным высокоточным оружием, обеспечивающим выполнение задач без входа в зону поражения средств ПВО;
- оснащение всех СВН высокоэффективными средствами РЭБ.

В настоящее время для достижения высокой эффективности проведения воздушно-наземных операций и максимального снижения своих потерь ведущие страны мира планируют широкомасштабное комплексное использование средств и методов радиоэлектронной борьбы. Для этого предусматривается разработка и реализация комплексных программ по обеспечению опережающего развития средств РЭБ с выходом на качественно новый уровень. В настоящее время практически 100 % пилотируемых СВН и значительное число беспилотных средств оснащаются автоматическими комплексами РЭБ, которые в реальном масштабе времени оценивают текущую радиоэлектронную обстановку, оценивают степень угрозы облучающих их РЭС и вырабатывают оптимальную помеховую (огневую) реакцию бортовой системы РЭП. В интересах успешного проведения воздушно-наземных операций планируется использование наземных и корабельных средств РЭП.

Рассмотрим номенклатуру типовых бортовых интегрированных средств РЭП, стоящих на вооружении армий ведущих государств и включающих средства активных помех, устройства применения расходуемых средств РЭП и информационно-управляющие средства.

Средства активных помех включают:

- средства индивидуально-коллективной защиты стратегических бомбардировщиков (например, *B-52, B-1B*) типа *AN/ALQ-161, AN/ALQ-172*;
- средства индивидуально-коллективной защиты тактической авиации (например, *АТВ*) типа *AN/ALQ-131, AN/ALQ-165*;
- средства индивидуально-коллективной защиты дистанционно пилотируемых летательных аппаратов (например, *BQM-34*) типа *AN/ALQ-X*;
- средства групповой защиты СВН из зон барражирования специальных самолетов РЭП (например, *EF-111A, EA-6B*) типа *AN/ALQ-99E*.

Устройства применения расходуемых средств РЭП включают:

- автоматы выброса дипольных противорадиолокационных отражателей, ложных радиолокационных целей и тепловых ловушек, целей-передатчиков помех одноразового использования типа *AN/ALE-40, AN/ALE-47*;
- автоматы выстреливания неуправляемы ракет и снарядов с пассивными помехами и ложными целями-ловушками вперед по курсу самолета;
- устройства сброса и управления буксируемыми и управляемыми ложными целями (например, *TALD, TEDS, МК-1, МК-2, МК-46* и др.).

Информационно-управляющие средства интегральных бортовых средств РЭБ включают *AN/ALR-67, AN/ALR-69*.

Рассмотрим основные тенденции развития комплексных авиационных систем РЭП.

1. Повышение энергопотенциала на 10...15 дБ:

- за счет повышения КНД передающей антенны путем использования конформных или многолучевых линзовых антенных решеток;
- разработки и применения широкополосных передатчиков СВЧ на новых принципах (например, плазменных генераторов СВЧ).

2. Повышение числа независимых частотных и пространственных каналов комплексов РЭП до 20...25:

- за счет повышения разрешающей способности по частоте бортовых приемников РТР на основе применения быстродействующих панорамных спектроанализаторов с обнаружением при грубой разрешающей способности и последующим уточнением оценок параметров обнаруженного сигнала в полосе 1...5 МГц;

- повышения разрешающей способности по угловым координатам систем РТР на основе применения многолучевых приемных антенных решеток;

- раздельного формирования помеховых сигналов с заданным законом модуляции для каждого из назначенных для подавления РЭС на основе цифровых синтезаторов частоты и цифровых схем формирования сигналов помех.

3. Расширение частотного диапазона системы РЭП до 40...50 ГГц:

- за счет расширения диапазона частотного анализа радиоэлектронной обстановки бортовой системой РТР на основе модульного построения многоканальных фильтровых систем с использованием интегральной технологии;

- разработки сверхширокополосных генераторных и усилительных приборов СВЧ с высоким КПД.

4. Повышение чувствительности приемников РТР до минус 110...120 дБВт и расширение их динамического диапазона на основе совершенствования элементной базы и способов обработки принимаемых сигналов.

5. Адаптивный выбор видов и параметров создаваемых помех:

- за счет распознавания типа и назначения разведываемых РЭС, а также выполняемой ими в данный момент задачи (обзор пространства, сопровождение цели, наведение ракеты и другое);

- использования алгоритмов адаптивного ситуационного выбора вида помехи на основании опыта предыдущих боевых действий;

- текущей оперативной оценки эффективности воздействия помехи;

- оперативной подстройки (перестройки) параметров помехи для повышения эффективности воздействия;

- запоминания результатов воздействия данного вида помехи на данный тип РЭС для их использования в последующем с целью наилучшего подавления РЭС.

6. Резкое расширение возможностей систем РЭП по постановке различных видов помех с регулировкой их параметров в широком диапазоне за счет использования совершенной аппаратуры цифрового синтеза сигналов помех.

Эти тенденции достаточно полно реализуются в последних разработках комплексов РЭП, проводившихся по программе *ASPJ* (AN/ALQ-161, AN/ALQ-165), а также в разрабатываемых по программам *INEWS*, *ADEWS*. При этом полностью учитывается богатый опыт РЭБ, полученный США в ходе локальных конфликтов на Ближнем Востоке, а также достаточно подробная информация о новых системах радиоэлектронного вооружения, получаемая при изучении проданных за рубеж образцов вооружения и военной техники.

Характерной чертой для новых средств РЭП является как существенное усложнение уже известных типов помех, так и создание новых помех – «интеллектуальных». К таким известным, но *усложненным* типам помех необходимо отнести:

- шумовые помехи самоприкрытия с инверсной модуляцией в пределах главного луча РЛС, что резко затрудняет их пеленгацию в РЛС с амплитудно-временной обработкой;

- шумовые и квазидетерминированные помехи на ортогональной поляризации;

- перенацеливающие на облако дипольных отражателей или земную поверхность с высокой развязкой между излучением по главному и боковым лепесткам диаграмм направленности приемной и передающей подсвечивающей антенн;
- синхронно мерцающие помехи с адаптивно регулируемой частотой мерцания с группы целей;
- когерентные помехи из двух точек с адаптивной настройкой амплитудно-фазовых соотношений.

К числу новых помех следует в первую очередь отнести имитационно-дезинформирующие помехи типа «ложная трасса», представляющие собой упорядоченные по дальности и скорости перемещения сигналы, имитирующие одни и те же ложные трассы целей одновременно для всех РЭС группировки на любых азимутах. При этом маскируется направление главного удара и отметок истинных (боевых) СВН в ударе. Кроме того, широко используются уводящие помехи по дальности и скорости с согласованным изменением этих координат. Частным видом этих помех является помеха, имитирующая отделение ПРР или управляемой авиабомбы от обстреливаемой РЭС цели. Этот вид помехи оказался чрезвычайно эффективным в ходе конфликтов на Ближнем Востоке. Обобщенные данные по основным параметрам комплексов РЭП, которые необходимо использовать при проектировании современных РЛС, представлены в табл. П.2.1.

Рассмотрим краткую *характеристику типового удара СВН*, который выдерживался во всех локальных конфликтах на Ближнем Востоке и может служить основой для выделения типовых и помеховых ситуаций для средств ПВО. В общем случае типовой удар будет включать три эшелона.

В состав *первого эшелона* входят, как правило, только беспилотные летательные аппараты – ДПЛА и крылатые ракеты. Основной боевой задачей эшелона является блокирование аэродромов базирования истребительной авиации, огневое подавление основных информационных средств группировок ПВО, пунктов автоматизированного управления и важнейших ЗРК в зоне прорыва для дезорганизации ПВО и завоевания превосходства в воздухе. Крылатые ракеты действуют, как правило, на предельно малых высотах 50...100 м с огибанием рельефа местности в узких коридорах при преодолении системы ПВО (размер зоны поражения ЗРК малой дальности). Крылатые ракеты будут прикрываться помехами самолетов РЭБ типа *EF-111A*. Прогнозируется возможность установки на 25...30 % крылатых ракет первого эшелона вместо боевой части передатчиков ответных или заградительных шумовых помех РЭС огневых средств группировки ПВО. Спектральная плотность помех передатчиков составит 0,5...2 Вт/МГц в полосе 500...1000 МГц. Кроме того, могут применяться передатчики помех одноразового использования, забрасываемые с помощью ДПЛА или ПРР в районы расположения РЭС группировки ПВО. Точность забрасывания передатчиков помех составляет 50...100 м, спектральная плотность заградительной АШП 0,1...0,2 Вт/МГц, включение передатчиков дистанционное по радиоканалу или от временного механизма. Применение ДПЛА в составе первого эшелона предполагает следующее – до 30...40 % ДПЛА оснащаются средствами формирования АШП со спектральной плотностью 1...50 Вт/МГц, до 10 % ДПЛА могут оснащаться средствами формирования многократных по дальности имитирующих помех, 5...10 % ДПЛА оснащаются аппаратурой разведки местоположения объектов подавления – РЛС, пунктов управления, огневых позиций средств группировки, а остальные ДПЛА оснащаются боевым снаряжением и комбинированной системой наведения на подавляемые объекты. Полет ДПЛА осуществляется на высотах 0,5...1,5 км, а при подлете к РЭС ЗРК на дальность 10...25 км осуществляется подъем ударных и разведывательных ДПЛА на высоту 3...4 км, удобную для пикирования боевых ДПЛА на объект и ведения разведки.

В состав *второго эшелона* входят, как правило, самолеты тактической авиации типа *F-111*, *F-117*, оснащенные средствами разведки РЭС и огневого подавления (ПРР «*HARM*»), управляемые ракеты и авиабомбы, а также обеспечивающие ДПЛА. Задачей эшелона является уточнение полноты выполнения задачи первого эшелона по подавлению группировки РЭС и

завершение подавления намеченных средств ПВО. Тактические истребители будут действовать на высотах 100...300 м под прикрытием активных шумовых помех с каждого самолета плотностью от 3...5 до 20...30 Вт/МГц.

Таблица П.2.1

Основные тактико-технические характеристики средств РЭП

Характеристики	Самолет РЭБ	Стратегический бомбардировщик	Тактический истребитель
Диапазон частот РТР, ГГц	0,03...40	0,03...20 0,03...40*	0,03...20 0,03...40*
Чувствительность, дБ/Вт: - при первичном обнаружении; - при уточнении и ретрансляции	-(90...100) -(110...120)* -(110...120)	-(90...100) -(100...110)* -(110...120)	-(90...100) -(100...110)* -(110...120)
Мгновенный динамический диапазон, дБ	35...55 55...70*	35...55 55...70*	35...55 55...70*
СКО оценки пеленга, град: - для $f_0 > 3$ ГГц; - для $f_0 < 3$ ГГц	0,2...2 5...10	0,2...2 5...10	3...5 10...20
СКО оценки частоты: - при первичном обнаружении; - при уточнении и ретрансляции	Δf_0 $0,00001 f_0$	Δf_0 $0,00001 f_0$	Δf_0 $0,00001 f_0$
Энергопотенциал $P_{0,АНР} \cdot G_{АНР}$, кВт: - без МЛАР**; - с МЛАР	10...20 100...1000	2...25 10...100	1,5...2,5 -
Ширина спектра помехи в режиме ретрансляции: - для РЭС с импульсным сигналом; - для РЭС с квазинепрерывным сигналом, кГц	Δf_0 5...100	Δf_0 5...100	Δf_0 5...100
Количество независимых управляемых лучей МЛАР	5 10*	3 5*	- -
Количество помеховых сигналов в каждом частотном поддиапазоне	3...4 10*	5...20 20...25*	1...8 8...12*
Коэффициент корреляции имитирующих сигналов в течение всей пачки при ретрансляции	0,95	0,8...0,95	0,8...0,95
Диапазон регулировки мощности помехи, дБ	30 60*	30...55 60*	20...55 60*
Количество формируемых ложных трасс в цикле	до 50	до 50	до 30

* С учетом тенденции развития в первом десятилетии XXI века;

** МЛАР – многолучевая антенная решетка.

Для повышения эффективности помех передатчики могут работать в режиме синхронного мерцания, на ортогональной поляризации РЛС или иметь инверсную модуляцию. При обнаружении наводящейся ракеты тактические истребители могут использовать уводящие по

дальности-скорости помехи, сброс передатчиков помех однократного использования, отстреливаемые и буксируемые активные и пассивные ловушки, а также перенацеливание РЛС (зенитной управляемой ракеты) на облака дипольных отражателей или земную поверхность (помеха типа «антипод»). ДПЛА выполняют вспомогательную роль отвлечения на себя огня сохранившихся средств ПВО, прикрытия помехами действий тактической авиации, доразведки средств ПВО и передачи информации на тактические истребители. Часть ДПЛА может выполнять функцию огневого подавления РЭС с возможным оснащением ПРП «HARM».

Третий эшелон включает средства огневого поражения важнейших объектов вооруженных сил и экономики. Наиболее дешевым способом реализации этого является использование бомбардировщиков *B-1B*, *B-2*, а также истребителей-бомбардировщиков типа *FB-111* под прикрытием истребительной авиации (*F-15*, *F-16*). При обнаружении облучения РЛС группировки ПВО бортовые комплексы РЭБ обеспечивают оптимальный вид противодействия. При этом наиболее эффективным видом противодействия являются активные шумовые помехи с плотностью мощности от 30...50 до 300...500 Вт/МГц в прерывистом режиме, на ортогональной поляризации или с инверсной модуляцией, а также дезинформирующие помехи типа «ложная трасса». Кроме того, при обнаружении наведения ракеты может быть использована когерентная помеха из двух точек на борту одного бомбардировщика или синхронно мерцающая помеха с группы бомбардировщиков.

ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЛС И ПРАВИЛА ВЫПОЛНЕНИЯ ОПЫТНО-КОНСТРУКТОРСКОЙ РАБОТЫ

1. Организация процесса проектирования РЛС

Процесс проектирования РЛС полностью регламентируется действующими государственными стандартами на опытно-конструкторскую работу (ОКР) по разработке РЛС.

Тактико-техническое задание (ТТЗ) на выполнение ОКР является основным исходным техническим документом и устанавливает цель разработки и назначение разрабатываемой РЛС, совокупность тактико-технических, технических, технико-экономических, специальных и других требований, предъявляемых к РЛС, этапы ОКР (в том числе порядок испытаний и приемки опытных образцов) и сроки их выполнения.

ТТЗ на ОКР разрабатывают на основе нормативно-технических документов системы общих технических требований к образцам, государственных и отраслевых стандартов, результатов научно-исследовательских работ, аванпроектов (если они выполнялись), анализа информационных и патентных материалов, новейших достижений и перспектив развития отечественной и зарубежной науки и техники по созданию и тактике применения средств воздушно-космического нападения, опыта предыдущих разработок аналогичных РЛС и эксплуатации существующих РЛС, исходя из условий обеспечения наиболее эффективного их боевого применения, а также на основе проработок научно-исследовательских организаций (институтов) Заказчика и руководящих документов Заказчика.

В связи с тем что разработка новой РЛС требует решения сложных научно-технических проблем и значительных материальных и финансовых затрат, разработке ТТЗ на ОКР предшествуют научно-исследовательские работы или аванпроекты по обоснованию создания новой РЛС. Наиболее существенная роль в этом процессе принадлежит применению метода системного аналитического проектирования на уровне эскизного проектирования по предварительно заданным тактико-техническим требованиям к РЛС.

ТТЗ на ОКР должно предусматривать создание надежных высокоэффективных образцов РЛС с учетом использования прогрессивных принципов конструирования, технологии изготовления, обслуживания и ремонта, позволяющих обеспечить выполнение заданных требований при наименьших затратах труда и средств в производстве, эксплуатации и ремонте образцов.

В ТТЗ обычно включают следующие разделы:

- наименование и основание для выполнения ОКР;
- тактико-технические требования к образцу РЛС;
- технико-экономические требования;
- требования по видам обеспечения;
- требования к сырью, материалам и комплектующим изделиям межотраслевого применения;
- требования к консервации, упаковке и маркировке;
- требования к учебно-тренировочным средствам;
- специальные требования;
- этапы выполнения ОКР;
- порядок выполнения и приемки этапов ОКР.

Рассмотрим *методологию проектирования РЛС*, которая отражается в государственных стандартах на выполнение опытно-конструкторской работы. Государственные стандарты устанавливают:

- требования к выполнению и приемке ОКР по созданию (модернизации) РЛС, выполняемых по ТТЗ Заказчика;
- функции основных участников ОКР и их взаимоотношения;

- порядок реализации законченной ОКР;
- этапы ОКР, правила их выполнения и приемки;
- порядок разработки, согласования и утверждения документов при организации и выполнении ОКР.

Кратко рассмотрим функции основных участников ОКР и их взаимоотношения.

Заказчик:

- разрабатывает ТТЗ на ОКР, утверждает и выдает его Главному Исполнителю;
- заключает договор на выполнение ОКР с Главным Исполнителем;
- осуществляет контроль за выполнением ОКР на всех ее этапах;
- контролирует проведение предварительных испытаний опытных образцов, принимает опытные образцы и организует их приемочные испытания;
- принимает этапы работы и работу в целом;
- определяет совместно с Исполнителями ОКР порядок ее реализации.

Исполнитель:

- согласовывает ТТЗ и проводит по нему ОКР по созданию РЛС для ее последующего изготовления;
- принимает участие в подготовке договорной документации;
- дорабатывает проект плана выполнения ОКР;
- разрабатывает программу обеспечения надежности образца РЛС на стадии разработки и программу эргономического обеспечения образца РЛС;
- разрабатывает конструкторскую документацию, осуществляет мероприятия по обеспечению технологичности разрабатываемого изделия;
- изготавливает опытный образец или передает выбранному изготовителю рабочую конструкторскую документацию на его изготовление;
- проводит предварительные испытания;
- принимает участие в совместных испытаниях;
- реализует мероприятия по стандартизации, унификации и метрологическому обеспечению опытного образца;
- разрабатывает регламент технического обслуживания;
- составляет отчетную научно-техническую документацию;
- несет ответственность за соответствие разрабатываемого опытного образца требованиям ТТЗ, за качество, технический уровень образца, сохранение выданных при выполнении ОКР тактико-технических характеристик в течение установленного срока службы образца при соблюдении требований конструкторской документации, за сроки и стоимость выполнения ОКР, за государственную регистрацию и учет ОКР, за широкое внедрение автоматизированного проектирования, художественного конструирования и других прогрессивных методов разработки новых образцов комплектующих изделий межотраслевого применения, материалов и технологических процессов;
- устанавливает при определении состава образца необходимость разработки новых оригинальных составных частей образца;
- разрабатывает и выдает технические задания на составные части ОКР;
- координирует и принимает работу исполнителей составных частей ОКР.

Изготовитель опытного образца выполняет следующие функции:

- с начала этапа технического проекта принимает участие в отработке конструкторской документации на технологичность с учетом действующих у него ограничительных стандартов и других руководящих документов;
- разрабатывает рекомендации для Главного Исполнителя (исполнителя) ОКР по использованию освоенных им изделий, если они не дублируют стандартизированные и покупные изделия и по техническому уровню соответствуют разрабатываемому опытному образцу;
- принимает участие в реализации программы обеспечения надежности;

- участвует в прогнозировании стоимости серийного производства разрабатываемого образца;
- подготавливает производство для изготовления опытного образца и изготавливает его в процессе ОКР;
- принимает участие в предварительных испытаниях;
- устраняет недостатки конструкции опытного образца;
- вносит предложения по улучшению конструкции опытного образца или внесению изменений в документацию.

Изготовитель серийных изделий:

- с начала этапа технического проекта принимает участие в отработке конструкторской документации на технологичность, в прогнозировании стоимости серийного производства разрабатываемого образца, может изготавливать опытный образец в процессе ОКР;
- принимает участие в проводимых Исполнителем ОКР предварительных испытаний и по решению Заказчика может принимать участие в окончательных испытаниях опытного образца;
- проводит технологическую подготовку производства для организации серийного производства нового (модернизированного) образца РЛС;
- изучает замечания и предложения Заказчика по улучшению конструкции опытного образца, его эксплуатационных качеств;
- вносит предложения по улучшению конструкции опытного образца и внесению изменений в документацию.

Научно-исследовательские учреждения (НИУ) Заказчика по решению Заказчика могут привлекаться к рассмотрению эскизных (технических) проектов ОКР, выдаче отзывов на них, к участию в предварительных и окончательных испытаниях опытных образцов РЛС, рассмотрению уровня стандартизации и унификации, согласованию документов, разрабатываемых в процессе ОКР, а также, при необходимости, к выполнению ОКР в части исследований оперативных, тактических и других военно-технических вопросов.

Головные научно-исследовательские институты (НИИ) министерств:

- выдают заключения на этапы ОКР, в которых, в том числе, дают оценку соответствия эскизных (технических) проектов ОКР современному уровню развития науки и техники;
- по решению министерства принимают участие в предварительных испытаниях опытных образцов, в рассмотрении результатов предварительных испытаний;
- согласовывают документы, разрабатываемые в процессе ОКР;
- по решению заказчика могут принимать участие в окончательных испытаниях опытного образца.

Рассмотрим взаимоотношения между участниками ОКР. Эти взаимоотношения строятся на основе положений, согласованных министерством Заказчика с министерством Исполнителя, а также на основе государственных стандартов. Взаимные обязательства между Заказчиком и Главным Исполнителем определяют в договоре на выполнение ОКР. Взаимоотношения между Главным Исполнителем ОКР и Главным Изготовителем опытного образца на всех этапах ОКР определяют применительно к степени участия их в выполнении ОКР при условии, что:

- Главной Исполнитель ОКР выполняет все этапы ОКР, включая проектирование, изготовление и предварительные испытания опытного образца, участвует по решению Заказчика в окончательных испытаниях, дорабатывает опытный образец и корректирует рабочую конструкторскую документацию по результатам испытаний;
- Главной Изготовитель опытного образца изготавливает опытный образец по рабочей конструкторской документации Главного Исполнителя ОКР и дорабатывает его по результатам испытаний. Главной Исполнитель ОКР в этом случае проектирует, проводит предварительные испытания опытного образца, участвует по решению Заказчика в окончательных

испытаниях, корректирует рабочую конструкторскую документацию по результатам испытаний, контролирует соблюдение требований рабочей конструкторской документации Головным Изготовителем опытного образца.

Головной Изготовитель должен назначать своих представителей для участия в ОКР с целью:

- изучения разрабатываемого опытного образца и его отработки на технологичность;
- ознакомления с новыми технологическими процессами, необходимыми для изготовления разрабатываемого опытного образца, с применяемыми в опытном образце новыми изделиями и материалами, а также для выявления необходимого производственного и испытательного оборудования для его своевременного заказа и приобретения;
- современной предварительной подготовки производства для освоения образца РЛС в серийном производстве;
- прогнозирования стоимости серийного изготовления разрабатываемого образца.

2. Правила выполнения опытно-конструкторской работы по проектированию РЛС

Опытно-конструкторская работа может включать следующие *этапы*:

- разработка эскизного проекта ОКР;
- разработка технического проекта ОКР;
- разработка рабочей конструкторской документации для изготовления опытного образца;
- изготовление опытного образца (партии) и проведение предварительных испытаний;
- проведение окончательных испытаний опытного образца (партии);
- корректировка рабочей конструкторской документации и доработка опытного образца (партии) по результатам окончательных испытаний.

Рассмотрим содержание некоторых принципиально важных этапов ОКР.

Эскизный проект ОКР разрабатывают для установления принципиальных (конструктивных, схемных и др.) решений образца, дающих общее представление о принципе работы и устройстве образца. На этапе эскизного проекта ОКР выполняются работы, необходимые для обеспечения предъявляемых к образцу требований ТТЗ и позволяющие установить принципиальные решения для создания образца РЛС. В общем случае при разработке эскизного проекта ОКР проводятся следующие работы:

- выполнение вариантов возможных решений, установление особенностей вариантов, их конструктивную проработку и сопоставление;
- изготовление и испытание макетов с целью проверки принципов работы образца;
- оценку образца на технологичность и правильность выбора средств и методов контроля (испытаний, анализа, измерений);
- оценку образца по показателям стандартизации и унификации;
- оценку образца на соответствие требованиям эргономики и технической эстетики;
- проверку соответствия вариантов образца требованиям техники безопасности;
- сравнительную оценку рассматриваемых вариантов, вопросы метрологического обеспечения разрабатываемого образца.

Сравнения различных вариантов проводят по показателям качества (характеристикам, надежности, технологичности, стандартизации и унификации, экономическим показателям и другим показателям). При этом необходимо учитывать:

- конструктивные и эксплуатационные особенности разрабатываемого и существующих образцов РЛС;
- выбор оптимального варианта образца РЛС, обоснование выбора;
- принятие принципиальных решений;

- подтверждение предъявляемых к образцу требований (тактико-технических характеристик, показателей качества обработки сигналов и информации в условиях применения активных и пассивных помех в сочетании со средствами огневого подавления, показателей устойчивости к внешним воздействиям и живучести, электромагнитной совместимости и т. п.), установленных в ТТЗ;

- составление перечня работ, которые следует провести на следующем этапе ОКР;
- проработку технологии изготовления;
- разработку технических заданий на проведение составных частей ОКР;
- разработку и обоснование решений по эффективности, условиям применения, эксплуатации, техническому обслуживанию и ремонту;
- разработку и обоснование решений по компоновке опытного образца, его энергопитанию, вентиляции, защищенности от внешних воздействующих факторов (климатических, механических, химических и др.), электромагнитной совместимости, средств обитаемости, инженерной психологии и других вопросов;
- разработку и обоснование решений по унификации;
- разработку мер по метрологическому обеспечению;
- разработку мероприятий по обеспечению режима скрытия параметров РЛС;
- разработку и обоснование средств и методов обеспечения безопасности обрабатываемой, хранимой и передаваемой по каналам связи информации;
- определение и обоснование состава расчета РЛС;
- разработку и взаимную оптимизацию алгоритмов, форм обрабатываемой и передаваемой информации, структуры вычислительного комплекса и системы команд;
- разработку и обоснование алгоритмов математического обеспечения;
- разработку и обоснование математической модели РЛС на ЭВМ, описание и анализ результатов моделирования;
- разработку эксплуатационной документации;
- разработку и обоснование набора алгоритмов тестирования;
- разработку и обоснование блок-схемы и временных графиков функционирования по всем режимам работы;
- разработку и обоснование предложений по уточнению основных характеристик РЛС, технико-экономических и эксплуатационных показателей, заданных в ТТЗ;
- составление справки об использовании материалов патентного фонда;
- разработку (уточнение) плана совместных работ на выполнение ОКР;
- разработку ведомости документов эскизного проекта ОКР.

Эскизный проект рассматривается на научно-техническом совете (НТС) или на техническом совещании специалистов Головного Исполнителя с участием Заказчика, исполнителей составных частей ОКР и других заинтересованных организаций.

Технический проект ОКР разрабатывается на основании эскизного проекта ОКР или на основании ТТЗ, если этап эскизного проектирования не предусмотрен. При разработке технического проекта ОКР выполняются работы, необходимые для обеспечения предъявляемых к образцу требований и позволяющие получить полное представление о конструкции разрабатываемого образца, технологичности, степени сложности изготовления, возможности транспортировки и монтажа, удобстве эксплуатации, возможности ремонта. В общем случае при разработке технического проекта ОКР проводят следующие работы:

- разработку конструктивных решений образца;
- выполнение необходимых расчетов, в том числе подтверждающих технико-экономические показатели, установленные в ТТЗ;
- разработку и обоснование технических решений, обеспечивающих заданные показатели надежности;
- анализ конструкции образца на технологичность с учетом отзывов изготовителей опытного образца и серийных изделий;

- разработку метрологического обеспечения;
- разработку, изготовление и испытание макетов;
- оценку соответствия образца требованиям эргономики, технической эстетики;
- оценку возможности транспортирования, хранения, а также монтажа образца на месте применения;
- оценку эксплуатационных данных образца (взаимозаменяемости, удобства обслуживания, ремонтпригодности, устойчивости против воздействия внешней среды, возможности быстрого устранения отказов, контроля качества работы, обеспеченности средствами контроля технического состояния и др.);
- проведение мероприятий по стандартизации и унификации образца;
- выявление номенклатуры покупных изделий, согласование применения покупных изделий;
- оценку технического уровня образца;
- проверку соответствия принимаемых решений требованиям техники безопасности;
- разработку и обоснование решений по живучести и безопасности эксплуатации;
- уточнение технических решений по унификации;
- разработку программ специального и общесистемного математического обеспечения;
- уточнение структуры информационных массивов, массивов исходных данных, входных данных, уточнение описания информационных массивов;
- уточнение способов ввода исходных данных и выдачи результата;
- уточнение алгоритмов функционирования;
- разработку инструкций по правилам применения;
- разработку программы и правил испытаний;
- разработку инструкций по правилам замены и наращивания программных и информационных модулей;
- разработку и обоснование решений по надежности программ и математического обеспечения;
- уточнение средств и методов обеспечения безопасности обрабатываемой, хранимой в элементах вычислительной техники и передаваемой по каналам связи информации;
- уточнение перечня (состава) учебно-тренировочных средств, а также специальных ремонтно-технологического оборудования и оснастки, предназначенных для обеспечения эксплуатации, технического обслуживания и текущего ремонта образца;
- разработку технологической документации;
- уточнение плана совместных работ на выполнение ОКР.

Рабочую конструкторскую документацию разрабатывают на основании утвержденного технического проекта ОКР или на основании эскизного проекта ОКР.

Рассмотрим порядок изготовления опытного образца и проведения предварительных испытаний. Цель этапа заключается в изготовлении опытного образца и проведении предварительных испытаний для определения его соответствия требованиям ТТЗ и возможности предъявления его на окончательные испытания. Этап должен содержать следующие работы:

- подготовку опытного производства для изготовления опытного образца;
- изготовление опытного образца для предварительных испытаний;
- проведение предварительных испытаний опытного образца;
- корректировку рабочей конструкторской документации по результатам изготовления и предварительных испытаний опытного образца;
- доработку опытного образца или изготовление нового опытного образца для предъявления его на окончательные испытания.

После проведения окончательных испытаний может осуществляться *корректировка рабочей конструкторской документации и доработки опытного образца* по результатам испытаний.

Список использованных источников

1. Абрамович, Ю. И. Анализ прямого метода адаптивной настройки систем компенсации при дополнительных линейных ограничениях / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, № 8. – С. 1678–1675.
2. Абрамович, Ю. И. Анализ сходимости настраиваемого вектора в адаптивных методах, в которых используется обращение максимально-правдоподобных оценок корреляционных матриц / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, № 2. – С. 311–316.
3. Абрамович, Ю. И. Методы защиты отличающегося от опорного полезного сигнала в адаптивных процедурах с неклассифицированной обучающей выборкой / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т. 35, № 6. – С. 1235–1242.
4. Абрамович, Ю. И. Методы поочередной адаптивной настройки отдельных систем компенсации помех // Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур // Радиотехника и электроника. – 1987. – Т. 32, № 7. – С. 1446–1453.
5. Абрамович, Ю. И. Предельная скорость сходимости процессов адаптивной настройки системы компенсации помех в условиях неклассифицированной обучающей выборки / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 8. – С. 1534–1538.
6. Абрамович, Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26, № 3. – С. 543–551.
7. Абрамович, Ю. И. Скорость сходимости адаптивных процедур отдельной настройки систем компенсации помех / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур, В. Н. Михайлюков // Радиотехника и электроника. – 1987. – Т. 32, № 7. – С. 1438–1434.
8. Абрамович, Ю. И. Сходимость коэффициента направленного действия и его стабилизация в быстродействующих процедурах адаптивной настройки пространственных фильтров / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур, В. Н. Михайлюков // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, № 2. – С. 316–320.
9. Абрамович, Ю. И. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур, В. Н. Михайлюков // Радиотехника и электроника. – 1987. – № 6. – С. 1196–1205.
10. Алексеев, А. Анализ боевого применения авиации США в ходе операции «Решительная сила» / А. Алексеев // Зарубеж. воен. обозрение. – 2001. – № 1. – С. 20–26.
11. Способы и средства помехозащиты радиолокационных измерителей дальности и скорости в режимах сопровождения / Ю. А. Алексеев [и др.] // Успехи современ. радиоэлектроники. – 2000. – № 1. – С. 3–64.

12. Андрианов, В. А. Рассеяние радиоволн подстилающей поверхностью с растительным покровом / В. А. Андрианов, Н. А. Арманд, В. А. Кибардина // Радиотехника и электроника. – 1976. – № 9. – С. 1816–1821.

13. Антенные системы радиоэлектронной техники / под ред. Л. Н. Маркова. – М. : Воениздат, 1993. – 366 с.

14. Афинов, В. Направления совершенствования средств РЭП индивидуальной защиты самолетов / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1998. – № 7. – С. 33–42.

15. Афинов, В. Направления совершенствования средств РЭП индивидуальной защиты самолетов / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1998. – № 9. – С. 35–42.

16. Афинов, В. Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов. В 3 ч. Ч. 1 / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1999. – № 7. – С. 37–39.

17. Афинов, В. Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов. В 3 ч. Ч. 2 / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1999. – № 8. – С. 39–42.

18. Афинов, В. Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов. В 3 ч. Ч. 3 / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1999. – № 9. – С. 34–38.

19. Афинов, В. Станции РЭП индивидуальной защиты американских боевых самолетов / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1999. – № 2. – С. 34–41.

20. Афинов, В. Тенденции развития средств РЭБ авиации Вооруженных сил США на пороге XXI века / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1998. – № 6. – С. 28–35.

21. Афинов, В. Эволюция авиационных средств РЭБ и их применение в вооруженных конфликтах / В. Афинов // Зарубеж. воен. обозрение. – 1998. – № 3. – С. 33–41.

22. Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. – М. : Радио и связь, 1986. – 288 с.

23. Бартон, Д. Радиолокационное сопровождение целей при малых углах места / Д. Бартон // ТИИЭР. – 1974. – Т. 62. – № 6. – С. 37–61.

24. Бартон, Д. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард ; пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. – М. : Сов. радио, 1976. – 392 с.

25. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 1988. – 448 с.

26. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М. : Наука, 1986. – 544 с.

27. Буров, Н. И. Маловысотная радиолокация / Н. И. Буров. – М. : Воениздат, 1977. – 127 с.

28. Быков, В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков. – М. : Сов. радио, 1971. – 328 с.

29. Вакин, С. А. Радиоэлектронные системы как объекты РЭБ / С. А. Вакин // Радиотехника. – 1994. – № 4–5. – С. 40–49.

30. Вакин, С. А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М. : Сов. радио, 1968. – 448 с.
31. Вакман, Д. Е. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов / Д. Е. Вакман, Р. М. Седлецкий. – М. : Сов. радио, 1973. – 311 с.
32. Вакман, Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации / Д. Е. Вакман. – М. : Сов. радио, 1965. – 304 с.
33. Варакин, Л. Е. Теория сложных сигналов / Л. Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1970. – 375 с.
34. Вопросы статистической теории радиолокации / под ред. Г. П. Тартаковского. – М. : Сов. радио, 1963. – Т. 1. – 424 с.
35. Ву, Т. Х. Оценивание угловых координат в обзорных радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех / Т. Х. Ву, С. В. Козлов // Докл. БГУИР. – 2019. – № 4. – С. 48–56.
36. Ву, Т. Х. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой / Т. Х. Ву, С. В. Козлов // Журнал радиоэлектроники. – 2019. – № 11. – С. 1–29.
37. Гейстер, С. Р. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала / С. Р. Гейстер, П. Г. Семашко // Докл. БГУИР. – 2021. – Т.19. – № 7. – С. 40–48.
38. Гейстер, С. Р. Влияние параметров аналого-цифрового преобразования и децимации на отношение сигнал/помеха в радиолокационном тракте / С. Р. Гейстер, В. В. Кириченко // Изв. вузов России. Радиотехника. – 2021. – Т. 24. – № 6. – С. 38–50.
39. Гейстер С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. – Минск : ВА РБ, 2000. – 172 с.
40. Гейстер, С. Р. Весовая обработка принятого сигнала в условиях мешающих отражений / С. Р. Гейстер, М. М. Музычин // Наука и воен. безопасность. – 2021. – № 2. – С. 25–30.
41. Гейстер, С. Р. Методика и результаты экспериментальных исследований эффективной отражающей поверхности легкомоторных летательных аппаратов в сантиметровом диапазоне / С. Р. Гейстер // Наука и воен. безопасность. – 2016. – № 1. – С. 13–19.
42. Гейстер, С. Р. Модель отраженного радиолокационного сигнала в задаче получения спектрального портрета движущегося человека / С. Р. Гейстер, В. Э. Маркевич // Электромагнит. волны и электрон. системы. – 1999. – Т. 4. – № 4. – С. 27–38.
43. Гейстер, С. Р. Системное проектирование и расчет радиолокаторов противовоздушной обороны. Часть 1. Выбор типа и расчет параметров зондирующего сигнала / С. Р. Гейстер. – Минск : ВА РБ, 1999. – 222 с.
44. Гейстер, С. Р. Спектральный анализ сигналов в защите радиолокатора с импульсным излучением от многократных имитирующих помех / С. Р. Гейстер // Интеллектуальные системы : сб. науч. тр. ин. технич. кибернетики НАН Беларуси. – Минск, 1999. – Вып. 2. – С. 89–95.

45. Гейстер, С. Р. Статистические характеристики скорости ветра и спектральных портретов мешающих отражений от снеговых облаков / С. Р. Гейстер, К. Н. Чугай // Докл. БГУИР. – 2003. – Т. 1. – № 4. – С. 26–30.

46. Гейстер, С. Р. Статистические характеристики спектрального портрета помех от дождевых облаков в сантиметровом диапазоне волн / С. Р. Гейстер // Электромагнит. волны и электрон. системы. – 2000. – Т. 5. – № 2. – С. 50–57.

47. Гейстер, С. Р. Экспериментальные исследования спектральных портретов винтовых и турбореактивных самолетов в радиолокаторе обзора с непрерывным зондирующим сигналом / С. Р. Гейстер, В. И. Курлович, С. В. Шаляпин // Радиолокация и радиометрия : сб. ст. из науч.-технич. сер. Вып. 3. – М. – 2000. – С. 90–96.

48. Высокоточное оружие и борьба с ним / С. А. Головин [и др.]. – М. : Вооружение. Политика. Конверсия. – 1996. – 231 с.

49. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. – М. : Техносфера, 2013. – 528 с.

50. Довиак, Р. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения / Р. Довиак, Д. Зринич. – Л. : Гидрометеиздат, 1988. – 512 с.

51. Модель компенсатора помех с коррекцией частотных характеристик каналов / В. С. Ефименко [и др.] // Радиотехника. – 2003. – № 7. – С. 62–68.

52. Журавлёв, А. К. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлёв, В. А. Хлебников, А. П. Родимов. – Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1991. – 544 с.

53. Защита от радиопомех / под ред. М. В. Максимова. – М. : Сов. радио, 1976. – 496 с.

54. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.

55. Методы подавления импульсно-доплеровских РЛС обнаружения и сопровождения траекторий целей / А. Н. Иванов [и др.] // Радиотехника. – 1997. – № 5. – С. 103–105.

56. Канарейкин, Д. Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д. Б. Канарейкин, Н. Ф. Павлов, В. А. Потехин. – М. : Сов. радио, 1966. – 440 с.

57. Карпухин, В. И. Пеленгационные и флуктуационные характеристики амплитудных суммарно-разностных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2009. – № 4. – С. 59–65.

58. Карпухин, В. И. Синтез амплитудно-фазового распределения на апертуре компенсационного канала системы адаптивной пространственной компенсации помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2012. – № 6. – С. 24–28.

59. Карпухин, В. И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2010. – № 6. – С. 71–76.

60. Карпухин, В. И. Особенности и характеристики моноимпульсных радиолокационных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Радиотехника. – 2009. – № 6. – С. 69–74.

61. Карпухин, В. И. Статистические характеристики сопровождения источника излучений моноимпульсным пеленгатором на базе антенной решетки в области боковых лепестков диаграмм направленности его каналов / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2010. – № 5. – С. 61–64.

62. Кестер, У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер; пер. с англ. под ред. Е. Б. Володина. – М. : Техносфера, 2007. – 1015 с.

63. Козлов, С. В. Анализ качества функционирования амплитудных суммарно-разностных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех при наличии амплитудно-фазочастотных неравномерностей приемных каналов и ограниченном объеме выборки / С. В. Козлов // Информ.-измер. и упр. системы. – 2010. – № 8. – С. 46–58.

64. Козлов, С. В. Характеристики точности моноимпульсных радиолокационных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех при наличии аппаратурных ошибок / С. В. Козлов // Радиотехника. – 2009. – № 6. – С. 75–78.

65. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд; пер. с англ. – М. : Сов. радио, 1971. – 566 с.

66. Куприянов, А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вуз. кн., 2003. – 528 с.

67. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов: 2-е издание / Р. Лайонс : пер. с англ. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

68. Леньшин, А. В. Бортовые комплексы обороны воздушных судов : учеб. пособие / А. В. Леньшин, Г. В. Зибров, А. Д. Виноградов ; под ред. А. В. Леньшина. – Воронеж : Науч. кн., 2013. – 309 с.

69. Леньшин, А. В. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения : учеб. пособие / А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, С. А. Попов; под ред. А. В. Леньшина. – Воронеж : Научная книга, 2021. – 486 с.

70. Леньшин, А. В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления / А. В. Леньшин. – Воронеж : Науч. кн., 2014. – 590 с.

71. Леонов, С. А. Радиолокационные средства противовоздушной обороны / С. А. Леонов. – М. : Воениздат, 1988. – 180 с.

72. Майзельс, Е. Н. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей / Е. Н. Майзельс, В. А. Торгованов. – М. : Сов. радио, 1972. – 232 с.

73. Маркевич, В. Э. Статистическая модель радиолокационных портретов наземных объектов / В. Э. Маркевич, С. Р. Гейстер // Интеллектуальные системы : сб. науч. тр. ин-т технич. кибернетики НАН Беларуси. – Минск, 1998. – Вып. 1. – С. 88–95.

74. Моделирование в радиолокации / А. И. Леонов [и др.] ; под ред. А. И. Леонова. – М. : Сов. радио, 1979. – 264 с.

75. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.
76. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М. : Техносфера, 2006. – 858 с.
77. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации / А. Е. Охрименко. – М. : Воениздат, 1983. – 456 с.
78. Охрименко, А. Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации / А. Е. Охрименко. – Минск : БГУИР, 1994.
79. Палий, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Палий. – М. : Воениздат, 1981. – 350 с.
80. Паршин, Ю. Н. Влияние сигнально-помеховой ситуации на оптимальную пространственную структуру антенной системы / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Вест. Рязан. гос. радиотехнич. акад. – 1998. – № 4. – С. 117–120.
81. Перунов, Ю. М. Зарубежные радиоэлектронные средства / Ю. М. Перунов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев ; под. ред. Ю. М. Перунова: в 4 кн. Кн. 2: Системы радиоэлектронной борьбы. – М. : Радиотехника, 2010. – 352 с.
82. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин ; под ред. Ю. М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.
83. Ратынский, М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М. В. Ратынский. – М. : Радио и связь, 2003. – 200 с.
84. Ратынский, М. В. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / М. В. Ратынский, В. И. Порсев. – М. : Радиотехника, 2019. – 160 с.
85. Сколник, М. Введение в технику радиолокационных систем / М. Сколник ; пер. с англ. под ред. К. Н. Трофимова. – М. : Мир, 1965. – 747 с.
86. Сколник, М. Справочник по радиолокации. Т. 1–4 / пер. с англ. под общ. ред. К. Н. Трофимова. – М. : Сов. радио, 1976.
87. Военное искусство в локальных войнах и вооруженных конфликтах. Вторая половина XX – начало XXI века / А. В. Усиков [и др.]; под. общ. ред. А. С. Рукшина – М. : Воен. из-во, 2000. – 765 с.
88. Фельдман, Ю. И. Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / Ю. И. Фельдман, И. А. Мандуровский ; под ред. Ю. И. Фельдмана. – М. : Радио и связь, 1988. – 272 с.
89. Хэррис, Ф. Д. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье / Ф. Д. Хэррис // ТИИЭР. – 1978. – Т. 66. – № 1. – С. 60–96.
90. Чижов, А. А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС / А. А. Чижов // Информ.-упр. системы. – 2016. – № 1. – С. 88 – 92.
91. Ширман, Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я. Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1974. – 360 с.

92. Шифрин, Я. Д. Вопросы статистической теории антенн / Я. Д. Шифрин. – М. : Сов. радио, 1970. – 384 с.
93. Штагер, Е. А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы / Е. А. Штагер. – М. : Радио и связь, 1986. – 184 с.
94. Guerci, J. R. Space-Time Adaptive Processing for Radar, 2nd ed. Boston-London: Artech House, 2014. – 283 p.
95. Klemm, R., Principles of Space-Time Adaptive Processing, London, England: IEEE Press, 2002. – 672 p.
96. Leroy B. Van Brunt. Applied Electronics Countermeasures. – EW Engineering Inc. USA, vol. 1, 1978; vol. 2, 1987; vol. 3, 1995.

Учебное издание

Гейстер Сергей Романович
Козлов Сергей Вячеславович

СИСТЕМНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

**УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ
ПОСОБИЕ**

Редактор *Ю. В. Ляховец*
Корректор *Е. Н. Батурчик*
Компьютерная правка, оригинал-макет *А. А. Луцикова*

Подписано в печать 05.02.2025. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 18,02. Уч.-изд. л. 19,2. Тираж 30 экз. Заказ 238.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск