

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

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

С. В. Козлов

ПЕЛЕНГАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ

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

Минск БГУИР 2019

УДК 621.396.969:621.396.67(076)

ББК 32.95я73

К59

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»
(протокол №17 от 08.04.2019);

директор республиканского научно-производственного унитарного
предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
член-корреспондент НАН Беларуси, доктор технических наук, профессор
С. М. Костромицкий

Козлов, С. В.

К59 Пеленгационные антенные системы с пространственной компенсацией
помех : учеб.-метод. пособие / С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. –
158 с. : ил.

ISBN 978-985-543-533-5.

Учебно-методическое пособие посвящено изложению принципов построения и алгоритмов функционирования пеленгационных антенных систем с пространственной компенсацией помех. Приведены основные теоретические сведения по алгоритмам пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех в многоканальных приемных системах, критериям адаптации, методам формирования весовых коэффициентов и обеспечения устойчивости функционирования при деградации характеристик приемных каналов. Рассмотрены варианты алгоритмов функционирования подсистем пространственной компенсации помех для моноимпульсных радиолокационных средств, обзорных радиолокационных станций при механическом сканировании антенной системы и многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга.

Предназначено для магистрантов, изучающих дисциплину «Современные тенденции развития систем радиолокации и радионавигации», а также аспирантов и специалистов в области адаптивных систем обработки сигналов.

УДК 621.396.969:621.396.67(076)

ББК 32.95я73

ISBN 978-985-543-533-5

© Козлов С. В., 2019

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2019

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	6
1. Общие сведения об обработке сигналов в многоканальных пеленгационных приемных системах	9
1.1. Физические основы обработки сигналов в многоканальных пеленгационных приемных системах	9
1.1.1. Сущность пространственной компенсации помех	9
1.1.2. Измерение угловых координат полезных сигналов	13
1.1.3. Структурные схемы многоканальных приемных систем средств радиолокации, радионавигации и радиомониторинга	18
1.2. Основные положения оптимальной пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех	23
1.2.1. Оптимальный вектор весовых коэффициентов	23
1.2.2. Корреляционная матрица процессов на выходах приемных каналов	27
1.2.3. Критерии адаптации	29
1.2.4. Аналоговые и цифровые алгоритмы формирования весовых коэффициентов	30
1.2.5. Особенности описания сигналов и помех в системах пространственно-поляризационной обработки	36
1.2.6. Показатели качества функционирования подсистем адаптивной пространственной компенсации помех	42
1.3. Заключительные замечания и ссылки	42
2. Структуры и алгоритмы обработки сигналов в многоканальных приемных системах моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех	44
2.1. Обработка сигналов в многоканальных приемных системах на базе алгоритма с полным анализом всех составляющих функции правдоподобия	45
2.2. Обработка сигналов в многоканальных приемных системах на базе алгоритма с ограничениями	50
2.3. Обработка сигналов в многоканальных приемных системах на базе алгоритма с блокировкой	56
2.4. Классификация вариантов построения моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех	57
2.5. Оптимизация характеристик моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех для различных вариантов построения	58
2.5.1. Алгоритм с ограничениями	59
2.5.2. Алгоритм с блокировкой	61
2.6. Построение подсистем пространственно-поляризационной компенсации помех моноимпульсных измерителей	70

2.7. Заключительные замечания и ссылки	72
3. Алгоритмы адаптации и оценивания угловых координат в РЛС с механическим сканированием антенной системы	73
3.1. Модели процессов на выходе многоканальной приемной системы при ее механическом сканировании	73
3.2. Оценивание пеленга источника нефлуктуирующего отраженного сигнала	75
3.2.1. Оптимальный алгоритм обработки когерентной пачки нефлуктуирующих сигналов	75
3.2.2. Квазиоптимальные алгоритмы обработки для когерентной пачки нефлуктуирующих и дружно флуктуирующих сигналов	78
3.3. Квазиоптимальные алгоритмы обработки для некогерентной пачки нефлуктуирующих, дружно и быстро флуктуирующих сигналов	81
3.4. Анализ процессов компенсации помех и пеленгации в РЛС с механическим сканированием антенной системы	83
3.5. Заключительные замечания и ссылки	86
4. Алгоритмы адаптивной пространственной компенсации помех и пеленгования в многолучевых приемных антенных решетках средств радиомониторинга	87
4.1. Обоснование алгоритма адаптивной пространственной компенсации помех и пеленгования	87
4.2. Угловые характеристики каналов и точность пеленгации в адаптивной многолучевой антенной решетке	91
4.3. Углочастотные характеристики каналов адаптивной многолучевой антенной решетки	93
4.4. Заключительные замечания и ссылки	97
5. Деградация характеристик алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов в многоканальных приемных системах и пути ее преодоления	99
5.1. Общая характеристика факторов, приводящих к деградациии характеристик алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов в многоканальных приемных системах	99
5.2. Ошибки задания априорных данных	101
5.3. Различия поляризационных характеристик приемных каналов	105
5.4. Амплитудно-фазочастотная неидентичность приемных каналов	107
5.5. Методы повышения качества функционирования на основе адаптивной регуляризации ковариационной матрицы процессов на выходах приемных каналов	109
5.6. Заключительные замечания и ссылки	114
6. Статистические эквиваленты моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех и специальными режимами функционирования.....	115
6.1. Статистические эквиваленты моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех	115

6.1.1. Моноимпульсный измеритель с полным анализом всех составляющих функции правдоподобия	115
6.1.2. Моноимпульсный измеритель с ограничениями и блокировкой...	119
6.2. Потенциальные характеристики и эффективность оценивания пеленга цели в РЛС с механическим сканированием антенной системы...	125
6.2.1. Методика расчета дисперсии ошибки оценивания пеленга цели...	125
6.2.2. Эффективность оценивания пеленга цели со сканирующей антенной системой	127
6.3. Эффективность применения адаптивных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга в условиях сложной радиоэлектронной обстановки	130
6.4. Заключительные замечания и ссылки	132
7. Перспективные нейросетевые алгоритмы обработки сигналов в многоканальных приемных системах	133
7.1. Структуры нейронных сетей и состав входной информации	133
7.2. Результаты обучения нейронной сети и моделирования	137
7.3. Заключительные замечания и ссылки	139
Заключение	140
Литература	141

ВВЕДЕНИЕ

На обозримую перспективу резервы повышения мощности излучения, коэффициента усиления антенны и снижения потерь полезного сигнала в радиолокационных средствах (РЛСр) и радионавигационных системах (РНС) можно считать практически исчерпанными [73, 127]. В условиях постоянного увеличения насыщенности радиоэлектронной обстановки существенно осложняется и построение пеленгационных антенных систем средств радиомониторинга (РМ) [129–131, 135]. Одним из актуальных направлений повышения эффективности РЭС различного назначения в условиях сложной помеховой обстановки является внедрение многоканальных антенных систем с реализацией на их основе подсистем пространственной компенсации помех (ПКП) [25, 28, 36–38, 118, 128–132, 135, 138, 139, 160, 176]. Использование подсистем ПКП позволит обеспечить практическую нечувствительность РЛС по отношению к помехам, создаваемым по боковым (БЛ) и в ряде случаев главным (ГЛ) лепесткам диаграммы направленности (ДН) основных каналов их антенных систем, и значительно повысить информационные возможности в условиях помех.

При развитии методов пространственной обработки основное внимание было сосредоточено на обосновании алгоритмов адаптации, обеспечивающих заданное качество подавления внешних помех. О важности указанного вопроса в развитии современных радиоэлектронных средств как гражданского, так и двойного назначения свидетельствует значительное число монографий, учебных пособий и научных статей, опубликованных к настоящему времени. Их можно разделить на два активно развивающихся научных направления.

Одно из них определяется использованием методов так называемого «современного цифрового спектрального анализа». Основные результаты в рамках указанного направления получены отечественными (из государств бывшего СССР) учеными Ю. И. Абрамовичем, В. В. Сазоновым, М. В. Ратынским, О. П. Черемисиным, В. А. Варюхиным, В. В. Абраменковым, А. А. Чижовым, Д. С. Григорьяном, В. А. Савиным, В. Н. Дрогалиным, А. Г. Флакманом и зарубежными специалистами А. Barabell, J. Bohme, K. M. Buchley, J. Capon, B. Friedlander, T. Kailath, M. Kavech, M. Haard, X. Mestre, M. P. Moudi, A. Nehorai, B. Ottersten, U. Pillai, B. D. Rao, D. P. Reilly, T. Sarkar, R. Schmidt, P. Stoica, L. Swindlehurst, M. Viberg, M. Wax, A. Weiss, G. Xu, M. Zolotowski, а также многими другими авторами.

К основным работам из второго направления, условно называемого «классической пространственно-поляризационной обработкой» и развивающегося с 50-х годов прошлого века, относятся работы Я. Д. Ширмана и В. Н. Манжоса, Р. Монзинго и У. Миллера, Б. Уидроу и С. Стирнза, Р. С. Хансена, О. С. Литвинова и А. А. Пистолькорса. Значительные результаты общетеоретического характера получены Ю. И. Абрамовичем, С. И. Вексиним, А. А. Чижовым. Применительно к адаптивным антенным решеткам аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем выделяются работы научных школ В. Н. Харисова и А. И. Перова. В развитие пеленгационных си-

стем средств радиомониторинга значительный вклад внесен В. А. Уфаевым, В. Г. Радзиевским, А. Д. Виноградовым, Ю. И. Нечаевым.

Безусловно, деление на указанные направления достаточно условно, так как обработке подлежит одна и та же принимаемая реализация на выходе многоканальной приемной системы. Вместе с тем первое из указанных направлений ориентировано преимущественно на разрешение интенсивных стохастических сигналов либо пересекающихся по параметрам нефлуктуирующих полезных сигналов при наличии большого запаса в отношении сигнал/шум. Второе направление ориентировано на выделение слабых сигналов с произвольными корреляционными функциями флуктуаций в радиолокации и радионавигации и неизвестных сигналов в радиомониторинге с сохранением их временной формы.

При всем множестве работ по адаптивной пространственной обработке в известной литературе не нашли достаточно полного отражения вопросы построения многоканальных пеленгационных антенных систем средств радиолокации, навигации и радиомониторинга. В этой связи в настоящем учебно-методическом пособии автором ставились задачи:

- разработки достаточно компактного введения в адаптивную пространственно-поляризационную обработку полезных сигналов на фоне помех;
- обобщения и систематизации размещенных в большом числе труднодоступных источников результатов по построению пеленгационных антенных систем адаптивной пространственной компенсации помех.

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 матричного исчисления.

Материалы учебно-методического пособия структурно разбиты на семь разделов. Первый раздел является вводным и содержит краткое изложение основных положений пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех. Во втором, третьем и четвертом разделах приведены способы и алгоритмы обработки сигналов в моноимпульсных измерителях, обзорных РЛС с механическим сканированием антенной системы и многолучевых антенных решеток (МЛАР) средств радиомониторинга с амплитудной суммарно-разностной обработкой и ПКП. В пятом разделе изложены вопросы повышения эффективности адаптивной пространственной обработки сигналов в многоканальных приемных системах при деградации их характеристик. В шестом разделе описаны статистические эквиваленты измерителей угловых координат, необходимые для обоснованного выбора их параметров без проведения трудоемких процедур имитационного моделирования и используемые в моделях радиотехнических средств и систем более высокого уровня. Седьмой раздел содержит информацию о некоторых перспективных направлениях обработки сигналов в многоканальных пеленгационных приемных системах на основе ансамблей нейронных сетей.

Оригинальные материалы, изложенные в разделах 2, 3, 5 и 6, получены за годы совместной плодотворной работы с доктором технических наук, профессором В. И. Карпухиным и кандидатом технических наук, доцентом В. И. Сергеевым. При разработке раздела 3 и подраздела 6.2 использованы результаты исследований аспиранта Ву Тхань Ха, раздела 7 – аспиранта Ле Ван Кыонга.

При составлении списка литературы автор придерживался правила включения в него наиболее значимых работ, содержащих систематизированные результаты по алгоритмам пространственной компенсации помех и пеленгации, а также наиболее важные результаты по отдельным вопросам. В этом смысле список литературы совместно с подразделами «Заключительные замечания и ссылки» в конце каждого раздела могут рассматриваться как своеобразный путеводитель по библиографии пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех, насчитывающей на настоящий момент тысячи источников.

Автор надеется, что учебно-методическое пособие окажется полезным не только магистрантам и аспирантам при углубленном изучении дисциплины «Современные тенденции развития систем радиолокации и радионавигации», но также и специалистам, разрабатывающим радиотехнические системы с повышенными требованиями по помехоустойчивости.

Автор выражает благодарность коллективу кафедры автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь» и член-корреспонденту НАН Беларуси, доктору технических наук, профессору С. М. Костромицкому за внимание и ценные рекомендации, способствовавшие улучшению качества и доступности материалов учебно-методического пособия.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПЕЛЕНГАЦИОННЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМАХ

1.1. Физические основы обработки сигналов в многоканальных пеленгационных приемных системах

1.1.1. Сущность пространственной компенсации помех

Существенное снижение влияния помех за счет использования их пространственных различий с полезными сигналами обеспечивается за счет использования в приемниках радиоэлектронных средств *многоканальных антенных систем* с реализацией на их базе алгоритмов *пространственной обработки (компенсации помех)*. Рассмотрим физические основы пространственной компенсации помех.

В простейшем случае в состав системы пространственной компенсации помех (рис. 1.1, а) входит основная (0) и компенсационная (1) антенны с диаграммами направленности $\dot{F}_0(\alpha)$, $\dot{F}_1(\alpha)$ (рис. 1.1, б, масштаб логарифмический), идентичные приемники (ПрМ), образующие основной и компенсационный каналы соответственно, и схема весового суммирования.

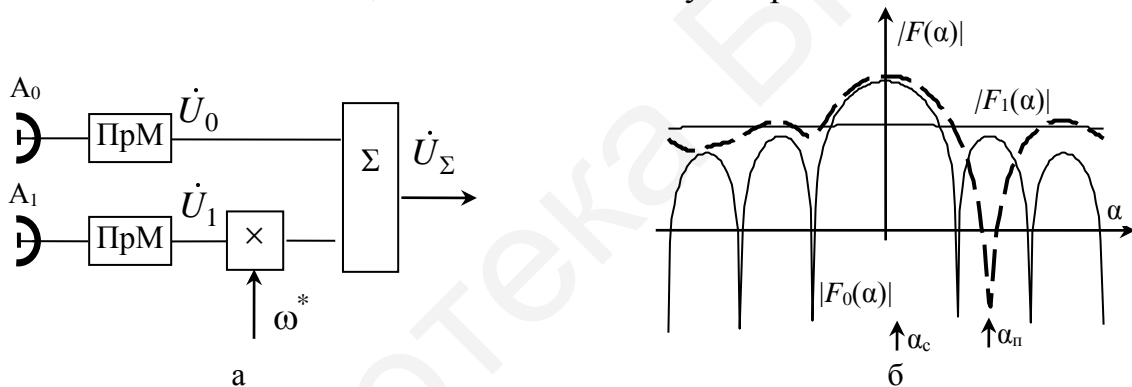


Рис. 1.1. Схема простейшей системы пространственной компенсации помех (а) и вид ДН основного и компенсационного каналов (б)

Диаграммы направленности основной и компенсационной антенн должны иметь *амплитудные или фазовые различия*. Выходной \dot{U}_Σ сигнал системы обработки формируется путем весового суммирования сигналов \dot{U}_0, \dot{U}_1 основного и компенсационного канала:

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 + \omega^* \dot{U}_1, \quad (1.1)$$

где $\dot{\omega} = |\dot{\omega}| e^{j\varphi}$ – весовой коэффициент компенсационного канала, имеющий модуль $|\dot{\omega}|$ и фазу φ .

При воздействии помехи с комплексной амплитудой на выходе изотропной антенны \dot{U}_Π с направления α_Π на выходе основного и компенсационного каналов будут иметь место комплексные напряжения

$$\begin{cases} \dot{U}_0 = \dot{U}_\Pi \dot{F}_{0\Pi} + \dot{Y}_0; \\ \dot{U}_1 = \dot{U}_\Pi \dot{F}_{1\Pi} + \dot{Y}_1, \end{cases} \quad (1.2)$$

где $\dot{F}_{0п}, \dot{F}_{1п}$ – значения ДН основной и компенсационной антенны в направлении источника помех, $\dot{F}_{0п} = \dot{F}_0(\alpha_п), \dot{F}_{1п} = \dot{F}_1(\alpha_п)$; \dot{Y}_0, \dot{Y}_1 – внутренние шумы приемников основного и компенсационного каналов, причем $\overline{\dot{Y}_0 \dot{Y}_1^*} = 0$, то есть шумы независимы, а их средняя мощность $\overline{\dot{Y}_0 \dot{Y}_0^*} = \overline{\dot{Y}_1 \dot{Y}_1^*} = 2P_{ш}$.

Тогда для комплексного напряжения на выходе можно записать

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_п (\dot{F}_{0п} + \omega^* \dot{F}_{1п}) + \dot{Y}_0 + \omega^* \dot{Y}_1. \quad (1.3)$$

Как видно из (1.3), при

$$\omega^* = -\frac{\dot{F}_{0п}}{\dot{F}_{1п}} \quad (1.4)$$

внешняя помеха с направления $\alpha_п$ полностью компенсируется (выражение в скобках в правой части (1.3) будет равно нулю), а на выходе системы обработки будет присутствовать взвешенная сумма внутренних шумов основного и компенсационного приемных каналов.

Докажем указанное утверждение более строго. Средняя мощность суммы помехи и внутренних шумов на выходе системы

$$P = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_\Sigma \dot{U}_\Sigma^*} = P_п (|\dot{F}_{0п}|^2 + |\dot{\omega}|^2 |\dot{F}_{1п}|^2 + |\dot{\omega}| e^{j\varphi} \dot{F}_{0п} \dot{F}_{1п}^* + |\dot{\omega}| e^{-j\varphi} \dot{F}_{0п}^* \dot{F}_{1п}) + P_{ш} (1 + |\dot{\omega}|^2). \quad (1.5)$$

Найдем фазу и модуль весового коэффициента компенсационного канала, при котором достигается минимум мощности суммы внешней помехи и внутреннего шума на выходе системы. Вычисляя производную от средней мощности по фазе, получим

$$\frac{\partial P}{\partial \varphi} = jP_п |\dot{\omega}| (e^{j\varphi} \dot{F}_{0п} \dot{F}_{1п}^* - e^{-j\varphi} \dot{F}_{0п}^* \dot{F}_{1п}) = 0.$$

Первое и второе слагаемые в скобках являются комплексно-сопряженными величинами, то есть

$$e^{j\varphi} \dot{F}_{0п} \dot{F}_{1п}^* = |\dot{F}_{0п}| |\dot{F}_{1п}| (\cos(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi) + j \sin(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi));$$

$$e^{-j\varphi} \dot{F}_{0п}^* \dot{F}_{1п} = |\dot{F}_{0п}| |\dot{F}_{1п}| (\cos(-(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi)) - j \sin(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi)),$$

где φ_0, φ_1 – фазы соответствующих ДН, $\varphi_0 = \arg(\dot{F}_{0п})$; $\varphi_1 = \arg(\dot{F}_{1п})$, и

$$e^{j\varphi} \dot{F}_{0п} \dot{F}_{1п}^* - e^{-j\varphi} \dot{F}_{0п}^* \dot{F}_{1п} = 2j |\dot{F}_{0п}| |\dot{F}_{1п}| \sin(\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi) = 0,$$

откуда

$$\varphi_0 - \varphi_1 + \varphi = 0 \text{ и } \varphi_{опт} = -\varphi_0 + \varphi_1. \quad (1.6)$$

Вычисляя производную по модулю весового коэффициента и приравнявая ее к нулю, получим уравнение для модуля весового коэффициента:

$$\frac{\partial P}{\partial |\omega|} = P_п (2 |\dot{\omega}| |\dot{F}_{1п}|^2 + e^{j\varphi} \dot{F}_{0п} \dot{F}_{1п}^* + e^{-j\varphi} \dot{F}_{0п}^* \dot{F}_{1п}) + 2 |\dot{\omega}| P_{ш} = 0.$$

Подставив выражение для оптимальной фазы весового коэффициента, когда

$$e^{j\varphi_{\text{опт}}} \dot{F}_{0\text{п}} F_{1\text{п}}^* + e^{-j\varphi_{\text{опт}}} \dot{F}_{0\text{п}}^* \dot{F}_{1\text{п}} = 2P_{\text{п}} |\dot{F}_{0\text{п}}| |\dot{F}_{1\text{п}}|,$$

получим

$$\frac{\partial P}{\partial |\dot{\omega}|} = P_{\text{п}} |\dot{\omega}| |\dot{F}_{1\text{п}}|^2 + P_{\text{п}} |\dot{F}_{0\text{п}}| |\dot{F}_{1\text{п}}| + |\dot{\omega}| = 0,$$

откуда

$$|\dot{\omega}| = -\frac{P_{\text{п}} |\dot{F}_{0\text{п}}| |\dot{F}_{1\text{п}}|}{P_{\text{п}} |\dot{F}_{1\text{п}}|^2 + P_{\text{ш}}} \quad \text{или} \quad \dot{\omega} = -\frac{P_{\text{п}} F_{0\text{п}}^* \dot{F}_{1\text{п}}}{P_{\text{п}} |\dot{F}_{1\text{п}}|^2 + P_{\text{ш}}}. \quad (1.7)$$

При $P_{\text{ш}} \ll P_{\text{п}} |\dot{F}_{1\text{п}}|^2$ имеем

$$\dot{\omega} = -\frac{F_{0\text{п}}^* \dot{F}_{1\text{п}}}{|\dot{F}_{1\text{п}}|^2} = -\frac{F_{0\text{п}}^* \dot{F}_{1\text{п}}}{\dot{F}_{\text{кп}} F_{1\text{п}}^*} = -\frac{F_{0\text{п}}^*}{F_{1\text{п}}^*} \quad \text{или} \quad \omega^* = -\frac{\dot{F}_{0\text{п}}}{\dot{F}_{1\text{п}}}, \quad (1.8)$$

что в точности соответствует (1.4).

Процессы на выходах основного и компенсационного каналов имеют мощности

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_0 U_0^*} = P_{\text{п}} |\dot{F}_{0\text{п}}|^2 + P_{\text{ш}}, \quad \sigma_1^2 = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_1 U_1^*} = P_{\text{п}} |\dot{F}_{1\text{п}}|^2 + P_{\text{ш}}.$$

Корреляционный момент связи процессов

$$\dot{R} = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_0^* \dot{U}_1} = \frac{1}{2} \overline{(\dot{U}_{\text{п}} \dot{F}_{0\text{п}} + \dot{Y}_0)^* (\dot{U}_{\text{п}} \dot{F}_{1\text{п}} + \dot{Y}_1)} = P_{\text{п}} F_{0\text{п}}^* \dot{F}_{1\text{п}}, \quad (1.9)$$

откуда

$$\dot{\omega} = -\frac{P_{\text{п}} F_{0\text{п}}^* \dot{F}_{1\text{п}}}{P_{\text{п}} |\dot{F}_{1\text{п}}|^2 + P_{\text{ш}}} = -\frac{\dot{R}}{\sigma_1^2} = -\dot{r} \frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \quad (1.10)$$

где \dot{r} – коэффициент корреляции процессов на выходах основного и компенсационного приемного каналов:

$$\dot{r} = \frac{\dot{R}}{\sigma_0 \sigma_1}. \quad (1.11)$$

Выходная мощность суммы помехи и взвешенных внутренних шумов при оптимальной обработке составит

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= \frac{1}{2} \overline{\left(\dot{U}_0 - r^* \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \dot{U}_1 \right) \left(\dot{U}_0 - r^* \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \dot{U}_1 \right)^*} = \\ &= \sigma_0^2 + |r|^2 \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1} \right)^2 \sigma_1^2 - r^* \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_0 U_1^*} - \dot{r} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} \frac{1}{2} \overline{U_0^* \dot{U}_1} = \sigma_0^2 (1 - |\dot{r}|^2). \end{aligned} \quad (1.12)$$

Коэффициент компенсации помех, равный отношению мощности суммы внешней помехи и внутреннего шума на выходе основного канала к мощности процесса на выходе схемы компенсации,

$$K_{\Pi} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{1}{1-|\dot{r}|^2} \quad (1.13)$$

полностью определяется коэффициентом корреляции процессов в основном и компенсационном каналах.

Результирующая (адаптированная) диаграмм направленности $\dot{F}_{\Sigma}(\alpha)$ простейшей двухканальной системы пространственной обработки будет определяться весовой суммой ДН основного и компенсационного каналов:

$$\dot{F}_{\Sigma}(\alpha) = \dot{F}_0(\alpha) + \omega^* \dot{F}_1(\alpha). \quad (1.14)$$

Пример результирующей ДН системы пространственной обработки приведен на рис. 1.1, б (пунктирная кривая). Как видно из рис. 1.1, б, адаптированная ДН имеет в направлении источника помех глубокий провал. Наряду с полной компенсацией помехи может иметь место *искажение формы главного лепестка* адаптированной ДН.

Таким образом, в двухканальной приемной системе существует возможность компенсации внешней помехи за счет весовой обработки сигналов с выходов приемных каналов.

Очевидно, что при наличии двух приемных каналов (рис. 1.2) мы можем добиться:

- компенсации двух источников помех;
- компенсации одного источника помех с формированием заданного значения диаграммы направленности в любом направлении, например, в направлении прихода полезного сигнала.

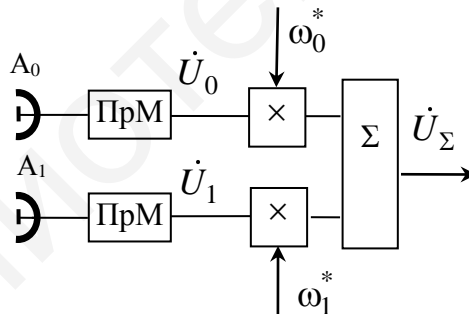


Рис. 1.2. Структурная схема двухканальной приемной системы с двумя управляемыми каналами

При компенсации двух источников помех комплексные напряжения на выходах приемных каналов запишутся в виде

$$\begin{cases} \dot{U}_0 = \dot{U}_{\Pi 1} \dot{F}_{0\Pi 1} + \dot{U}_{\Pi 2} \dot{F}_{0\Pi 2} + \dot{Y}_0; \\ \dot{U}_1 = \dot{U}_{\Pi 1} \dot{F}_{1\Pi 1} + \dot{U}_{\Pi 2} \dot{F}_{1\Pi 2} + \dot{Y}_1, \end{cases} \quad (1.15)$$

а результирующее напряжение составит

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma} &= \omega_1^* (\dot{U}_{\Pi 1} \dot{F}_{0\Pi 1} + \dot{U}_{\Pi 2} \dot{F}_{0\Pi 2} + \dot{Y}_0) + \omega_2^* (\dot{U}_{\Pi 1} \dot{F}_{1\Pi 1} + \dot{U}_{\Pi 2} \dot{F}_{1\Pi 2} + \dot{Y}_1) = \\ &= \dot{U}_{\Pi 1} (\omega_1^* \dot{F}_{0\Pi 1} + \omega_2^* \dot{F}_{1\Pi 1}) + \dot{U}_{\Pi 2} (\omega_1^* \dot{F}_{0\Pi 2} + \omega_2^* \dot{F}_{1\Pi 2}) + \omega_1^* \dot{Y}_0 + \omega_2^* \dot{Y}_1. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Средняя мощность суммы внешних помех и взвешенных внутренних шумов на выходе составит

$$P(\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2) = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_\Sigma U_\Sigma^*} = \\ = P_{\text{п1}} |\dot{\omega}_1 \dot{F}_{0\text{п1}}^* + \dot{\omega}_2 \dot{F}_{1\text{п1}}^*|^2 + P_{\text{п2}} |\dot{\omega}_1 \dot{F}_{0\text{п2}}^* + \dot{\omega}_2 \dot{F}_{1\text{п2}}^*|^2 + (|\dot{\omega}_1|^2 + |\dot{\omega}_2|^2) P_{\text{ш}}. \quad (1.17)$$

Для нахождения оптимальных весовых коэффициентов $\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2$, минимизирующих мощность суммы внешних помех и взвешенных внутренних шумов, необходимо решить оптимизационную задачу без ограничений вида:

$$(\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2)_{\text{опт}} = \arg \min_{\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2} P(\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2). \quad (1.18)$$

Приемная система с двумя управляемыми каналами может быть использована также для компенсации одного источника внешних помех с *сохранением коэффициента усиления адаптированного приемного канала в заданном направлении*. Потребуем, чтобы в результате адаптации коэффициент усиления адаптированного канала в некотором направлении $\alpha_{\text{огр}}$ был равен заданному значению $\dot{F}_{\Sigma_{\text{тр}}}$.

Комплексное напряжение на выходе сумматора и мощность внешней помехи и взвешенных внутренних шумов в этом случае определяется как

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_{\text{п1}} (\dot{\omega}_1 \dot{F}_{0\text{п1}}^* + \dot{\omega}_2 \dot{F}_{1\text{п1}}^*) + \dot{\omega}_1 \dot{Y}_0 + \dot{\omega}_2 \dot{Y}_1; \\ P(\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2) = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_\Sigma U_\Sigma^*} = P_{\text{п1}} |\dot{\omega}_1 \dot{F}_{0\text{п1}}^* + \dot{\omega}_2 \dot{F}_{1\text{п1}}^*|^2 + (|\dot{\omega}_1|^2 + |\dot{\omega}_2|^2) P_{\text{ш}}.$$

При этом оптимизационная задача (1.18) трансформируется в задачу с одним ограничением вида:

$$(\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2)_{\text{опт}} = \arg \min_{\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2} \left(P_{\text{п1}} |\dot{\omega}_1 \dot{F}_{0\text{п1}}^* + \dot{\omega}_2 \dot{F}_{1\text{п1}}^*|^2 + (|\dot{\omega}_1|^2 + |\dot{\omega}_2|^2) P_{\text{ш}} \right) \quad (1.19)$$

при

$$\dot{F}_\Sigma(\alpha_{\text{огр}}) = \dot{\omega}_1 \dot{F}_0(\alpha_{\text{огр}}) + \dot{\omega}_2 \dot{F}_1(\alpha_{\text{огр}}) = \dot{F}_{\Sigma_{\text{тр}}}. \quad (1.20)$$

Полученные соотношения могут быть очевидным образом распространены на приемные системы, имеющие $m = \overline{1, M}$ управляемых каналов при задании $q = \overline{1, Q}$ ограничений на значения адаптированной ДН. В общем случае возможна компенсация $M - Q$ внешних помех.

1.1.2. Измерение угловых координат полезных сигналов

В средствах радиолокации, навигации и радиомониторинга находят применение *амплитудные и фазовые* методы измерения угловых координат.

Амплитудный метод основан на использовании направленных свойств антенн. Различают следующие амплитудные методы: максимума, минимума и равносигнального направления (рис. 1.3).

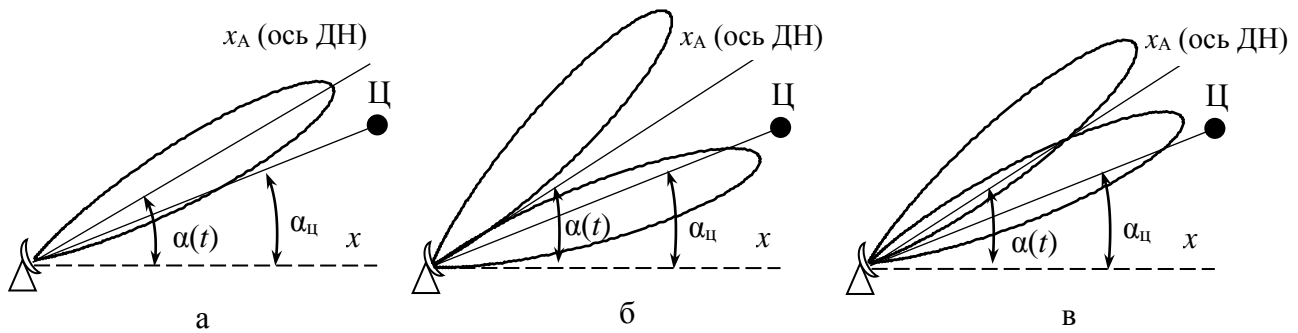


Рис. 1.3. Методы измерения угловых координат:
 а – метод максимума; б – метод минимума; в – метод равносигнального направления

Методы *максимума* (рис. 1.3, а) и *минимума* (рис. 1.3, б) реализуются в обзорных РЛС или при круговом или секторном сканировании антенны. Отсчет угловых координат производится в момент достижения максимальной (для метода максимума) или минимальной (для метода минимума) амплитуды принимаемого сигнала. На рис. 1.4 приведен примерный вид пачки принимаемых сигналов для метода максимума в виде зависимости амплитуд принимаемых зондирующих импульсов от углового положения антенны при ее круговом вращении без учета изменения амплитуд отдельных импульсов из-за шумов.

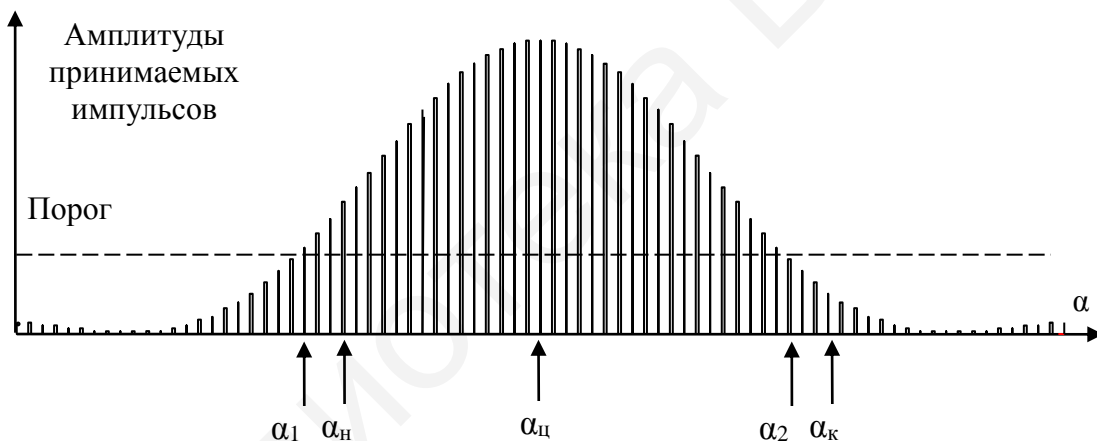


Рис. 1.4. К определению азимута цели методом максимума

Метод максимума сводится к определению угла $\alpha_{Ц}$, при котором амплитуда принимаемого импульсного или непрерывного сигнала является максимальной. В частности, в современных обзорных РЛС используется модификация метода максимума, заключающаяся в фиксации азимута $\alpha_{Н}$ начала пачки с использованием цифрового критерия "k из n" (то есть должно быть зафиксировано превышение порога не менее чем k импульсами из n после первого импульса, превысившего порог), фиксации азимута $\alpha_{К}$ окончания пачки по аналогичному критерию и вычисления азимута цели как $\alpha_{Ц} = (\alpha_{К} - \alpha_{Н}) / 2$.

Метод *равносигнального направления* (РСН) (рис. 1.3, в) основан на сравнении уровней сигналов, принимаемых на антенны с пересекающимися ДН.

Для определения координат на плоскости необходимы две антенны или двухканальная антенна.

Прямая x_a , проходящая через точку O и точку пересечения ДН антенны, образует РСН. Для создания РСН максимум ДН одноканальной антенны последовательно устанавливается в два симметричных положения относительно желательного РСН или используется многоканальная антенна. Число каналов при определении азимута на плоскости равно двум, а азимута и угла места в пространстве – четырем.

При использовании последовательного переключения ДН требуется излучение и прием не менее двух сигналов для каждого из двух положений антенны. Амплитуды первого и второго сигналов из-за присущих реальным целям флуктуаций отраженного сигнала могут оказаться различными, что приведет к снижению точности определения угловых координат. Поэтому метод последовательного переключения применяется редко и наибольшее распространение получил *моноимпульсный* метод определения угловых координат с использованием многоканальной антенной системы.

Под *дискриминационной (пеленгационной)* характеристикой (ДХ) углового измерителя понимается зависимость напряжения на выходе измерителя от угла отклонения цели от РСН. Дискриминационная характеристика $u(\alpha)$ определяется в пренебрежении внутренними шумами приемника РЛС.

В простейшем случае ДХ может быть определена как отношение сигналов на выходе двух приемных каналов:

$$u(\alpha) = \frac{u_1(\alpha)}{u_2(\alpha)} = \frac{F_1(\alpha)}{F_2(\alpha)}. \quad (1.21)$$

Как видно из рис. 1.5, а, функция $u(\alpha)$ – нелинейная, при этом $u(0) = 1$. Получив напряжение на выходе измерителя $u(\alpha)$ и зная вид обратной функции, может быть получена оценка азимута цели. Различие коэффициентов передачи каналов приведет к смещению ДХ.

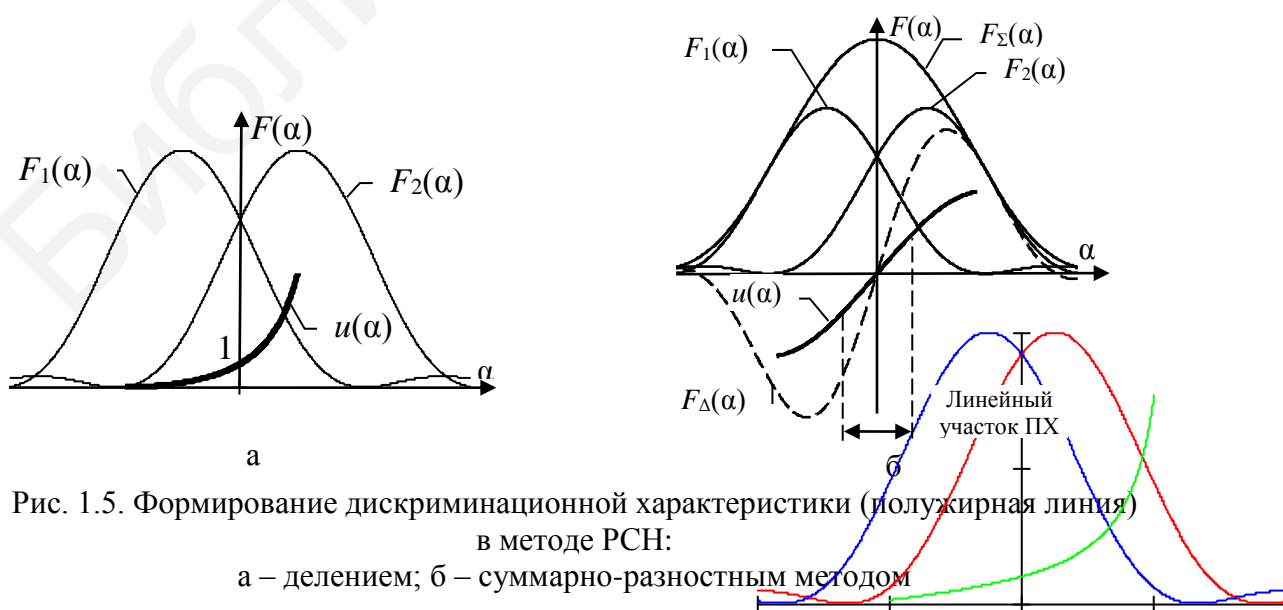


Рис. 1.5. Формирование дискриминационной характеристики (полу жирная линия) в методе РСН:

а – делением; б – суммарно-разностным методом

От этого недостатка в значительной степени избавлена амплитудная суммарно-разностная схема обработки, являющаяся наиболее часто применяемой в современных РТС. Дискриминационная характеристика такой схемы определяется выражением

$$u(\alpha) = \frac{u_1(\alpha) - u_2(\alpha)}{u_1(\alpha) + u_2(\alpha)} = \frac{F_1(\alpha) - F_2(\alpha)}{F_1(\alpha) + F_2(\alpha)} = \frac{F_{\Delta}(\alpha)}{F_{\Sigma}(\alpha)}. \quad (1.22)$$

Как видно из (1.22), обработка предполагает формирование диаграмм направленности разностного $F_{\Delta}(\alpha) = F_1(\alpha) - F_2(\alpha)$ и суммарного $F_{\Sigma}(\alpha) = F_1(\alpha) + F_2(\alpha)$ каналов. Вид ДХ определяется их отношением и в пределах 20...30 % от ширины ДН парциальных каналов является практически линейным (рис. 1.5, б). Тогда оценка азимута может быть определена согласно выражению

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{\mu} u(\alpha), \quad (1.23)$$

где $\mu \approx 1/\theta_{0,5}$ – крутизна ДХ; $\theta_{0,5}$ – ширина главного лепестка ДН парциально-го канала по мощности по уровню 0,5 от максимального значения.

Формирование парциальных или суммарного и разностных каналов в зеркальных антеннах осуществляется за счет смещения облучателей относительно фокуса отражателя и применения суммарно-разностных волноводных и коаксиальных мостов. В фазированных антенных решетках для формирования соответствующих амплитудно-фазовых распределений могут использоваться два комплекта фазовращателей или (для пространственного случая) разбиение решетки на четыре квадранта. Выходные сигналы каждого квадранта используются для формирования сигналов суммарного и разностных (по азимуту и углу места) каналов с использованием весовой обработки.

Простейший (двухканальный) *фазовый пеленгатор* включает две приемные антенны A_1 и A_2 и идентичные приемные каналы с ограничителями (рис. 1.6).

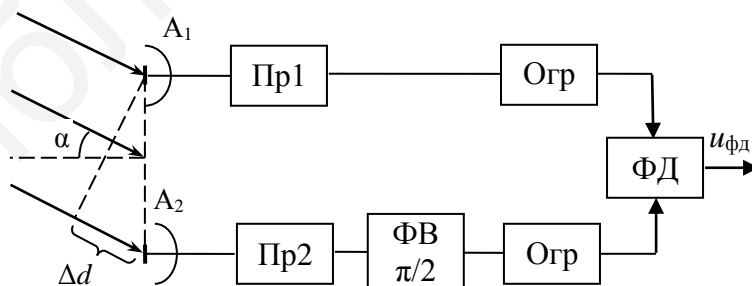


Рис. 1.6. Структурная схема фазового пеленгатора

В один из каналов дополнительно включается фазовращатель на $\pi/2$. Расстояние между фазовыми центрами антенн равно d и называется базой фазового пеленгатора.

Если расстояние до источника излучения много больше базы, то фазовый фронт приходящей волны можно считать плоским. Разность фаз принятых колебаний составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha, \quad (1.24)$$

где $\Delta d = d \sin \alpha$ – разность хода радиоволн, приходящих на антенны A_1 и A_2 .

Из (1.24) выразим угол прихода радиоволн:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi}\right). \quad (1.25)$$

Измерение разности фаз колебаний на выходах приемных антенн осуществляется с использованием фазовых детекторов. Сигналы с приемных каналов подаются на входы фазового детектора через ограничители, что устраняет влияние флуктуаций амплитуды принимаемого сигнала и разбаланса коэффициента усиления приемных каналов на результаты пеленгации.

В соответствии со структурной схемой фазового пеленгатора сигналы на выходе ограничителя запишутся в виде

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{\text{огр}} \cos(\omega_{\text{пр}}t + \Delta\varphi / 2); \\ u_2(t) &= U_{\text{огр}} \cos(\omega_{\text{пр}}t + \pi / 2 - \Delta\varphi / 2). \end{aligned} \quad (1.26)$$

Напряжение на выходе фазового детектора (ФД) пропорционально разности фаз. Для его выделения в фазовом детекторе осуществляются операции перемножения сигналов и фильтрации медленно меняющейся составляющей с использованием фильтра нижних частот (ФНЧ). При перемножении сигналов имеем

$$\begin{aligned} u_1(t)u_2(t) &= U_{\text{огр}}^2 \cos(\omega_{\text{пр}}t + \Delta\varphi / 2) \cos(\omega_{\text{пр}}t + \pi / 2 - \Delta\varphi / 2) = \\ &= \underbrace{U_{\text{огр}}^2 \cos(2\omega_{\text{пр}}t + \pi / 2)}_{\text{отфильтровывается ФНЧ}} + U_{\text{огр}}^2 \cos(-\pi / 2 + \Delta\varphi). \end{aligned} \quad (1.27)$$

На выходе ФД получим напряжение

$$u_{\text{фд}} = U_{\text{огр}}^2 \cos(-\pi / 2 + \Delta\varphi) = k \sin \Delta\varphi, \quad (1.28)$$

пропорциональное синусу сдвига фаз колебаний.

При $\Delta\varphi \approx 0$ выходное напряжение фазового детектора

$$u_{\text{вых}} \approx k\Delta\varphi = k \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha. \quad (1.29)$$

Таким образом, измеряя напряжение на выходе фазового детектора, можно определить угол прихода электромагнитной волны.

К достоинствам фазового пеленгатора рассматриваемого типа следует отнести простоту конструкции. В то же время при неидентичных и нестабильных (в части зависимости вносимого фазового сдвига от амплитуды сигнала) фазовых характеристиках каналов пеленгатора результат пеленгования может иметь систематическую погрешность, что является его существенным недостатком.

Для устранения указанного недостатка используют *фазовый суммарно-разностный пеленгатор* (рис. 1.7).

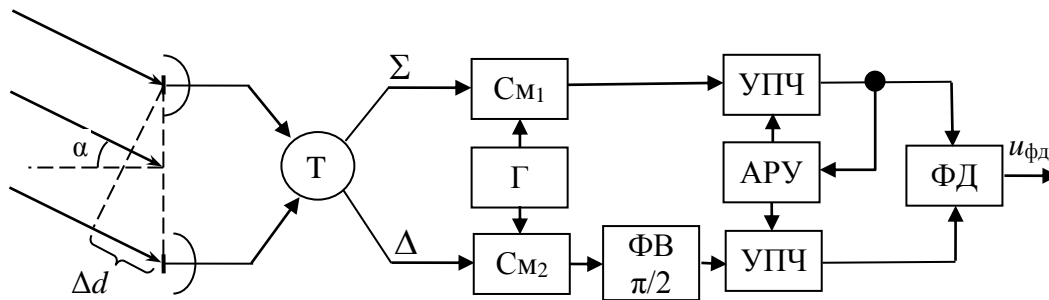


Рис. 1.7. Структурная схема фазового суммарно-разностного пеленгатора

При суммарно-разностной обработке из выходных сигналов антенн с использованием элементов СВЧ тракта (волноводных, коаксиальных или полосковых тройников) формируют суммарный и разностный сигналы, которые после переноса на промежуточную частоту усиливаются в усилителе промежуточной частоты (УПЧ). Коэффициент усиления суммарного и разностного канала регулируется с использованием общей системы автоматической регулировки усиления (АРУ), работающей по выходному сигналу суммарного канала. Это аналогично нормировке сигнала разностного канала сигналом суммарного канала. В сигнал разностного канала вводят фазовый сдвиг $\pi/2$.

Используя представление сигналов в комплексной форме для выходных сигналов суммарного и разностного каналов, получим:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma}(t) &= U \left[e^{j\Delta\varphi/2} + e^{-j\Delta\varphi/2} \right]; \\ \dot{U}_{\Delta}(t) &= U e^{j\pi/2} \left[e^{j\Delta\varphi/2} - e^{-j\Delta\varphi/2} \right]. \end{aligned} \quad (1.30)$$

На выходе ФД с учетом нормировки формируется напряжение

$$u_{\text{фд}} = \text{Re} \left\{ \frac{\dot{U}_{\Sigma}(t) U_{\Delta}^*(t)}{\dot{U}_{\Sigma}(t) U_{\Sigma}^*(t)} \right\} = \text{Re} \left\{ \frac{(e^{-j\Delta\varphi/2} - e^{j\Delta\varphi/2}) e^{j\pi/2}}{e^{-j\Delta\varphi/2} + e^{j\Delta\varphi/2}} \right\} = \text{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (1.31)$$

Неидентичность фазовых характеристик УПЧ в фазовом суммарно-разностном пеленгаторе не приводит к систематическому сдвигу пеленгационной характеристики. В то же время указанная неидентичность (в пределах до $60 \dots 90^\circ$) приводит к уменьшению коэффициента пропорциональности выходного напряжения пеленгатора от угла рассогласования, то есть к уменьшению пеленгационной чувствительности.

1.1.3. Структурные схемы многоканальных приемных систем средств радиолокации, радионавигации и радиомониторинга

Рассмотренные в предыдущем пункте квазиоптимальные измерители угловых координат полезных сигналов амплитудного и фазового типа обеспечивают пеленгацию полезного сигнала на фоне пространственно изотропного (внутреннего) шума. При наличии пространственно-коррелированных помех характеристики таких измерителей далеки от оптимальных.

В общем случае при оценке угловых координат сигналов произвольного вида (детерминированного или случайного) необходимо выполнить операции *пространственного отбеливания* с последующим *оцениванием углового положения измененного полезного сигнала* на фоне пространственно-изотропного шума. Для отбеливания пространственно-коррелированных помех необходимо использовать многоканальные приемные системы. Для оценивания одной угловой координаты (азимута или угла места) полезного сигнала на выходе системы обработки необходимо (точно или приближенно) сформировать функцию правдоподобия (или ее логарифм) по измеряемой угловой координате. Значения логарифма функции правдоподобия с требуемой дискретностью могут быть сформированы при реализации многоканальной по параметру α обработки. Двухканальная по параметру α обработка соответствует реализации дискриминаторных схем [22, 73, 122, 176] при оценивании угловой координаты в относительно небольшом секторе.

Типовые структурные схемы многоканальных приемных систем средств радиолокации приведены на рис. 1.8. Наиболее применимой является схема, представленная на рис. 1.8, а, содержащая основную антенну с суммарным и разностными каналами (при амплитудной пеленгации) или разнесенными фазовыми центрами (при фазовой пеленгации) и набор из L отдельных компенсационных антенн. Для обзорных РЛС при механическом вращении антенны и оценивании угловых координат методом максимума основная антенна имеет единственный выход. Размер апертуры основной антенны, как правило, существенно превышает размеры апертур компенсационных антенн. Такой вариант построения используется, например, в РЛС АН/МРQ-53 (рис. 1.9 [211]), трехкоординатной РЛС 19Ж6 (36Д6), бортовых РЛС самолетов различных типов и т. д. Так, например, для РЛС АН/МРQ-53 в качестве основной используется круглая фазированная антенная решетка (ФАР) проходного типа, на выходах которой формируются сигналы суммарного и разностных каналов, и пять компенсационных ФАР в форме правильного шестиугольника, расположенных в два яруса внизу от основной ФАР [218]. В данной конфигурации система обеспечивает подавление до пяти источников внешних помех. В РЛС 19Ж6 (36Д6) используется слабонаправленная компенсационная антенна, максимум которой совпадает с максимумом основной антенны, а размер апертуры обеспечивает «накрытие» первого бокового лепестка основной антенны [212].

С развитием технологии фазированных антенных решеток широкое распространение получила схема, представленная на рис. 1.8, б, предполагающая разделение полотна ФАР на подрешетки. В общем случае эти подрешетки являются приемопередающими. Прямоугольная ФАР может быть разбита на идентичные подрешетки, амплитудные ДН которых будут (в пренебрежении ошибками формирования амплитудно-фазового распределения) одинаковыми, а различия фазовых ДН будут обусловлены положениями фазовых центров подрешеток.

Однако в ряде случаев такое решение может оказаться технологически сложно выполнимым ввиду трудностей реализации волноводно-

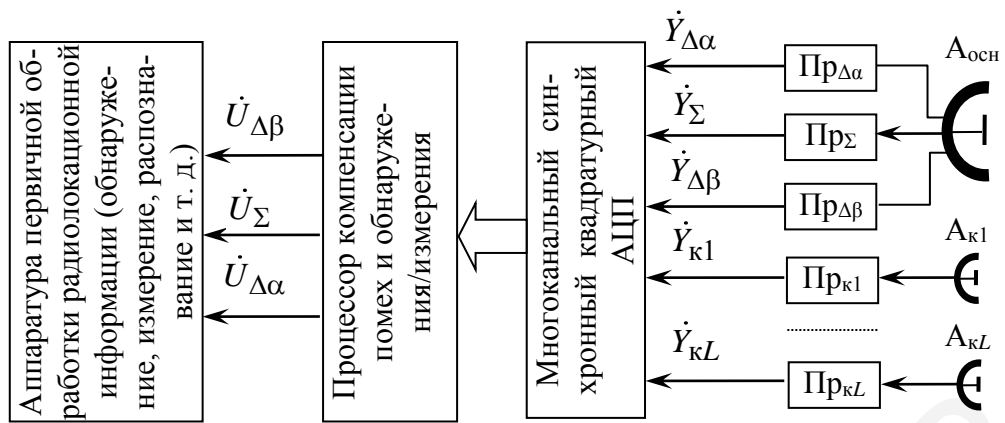
распределительной системы (ВРС), и поэтому структуру решетки упрощают. При этом 80...90 % полотна решетки используют как основную приемопередающую антенну, причем на передачу с использованием соответствующей ВРС формируется суммарный канал, а на прием – требуемое число *основных* каналов приема. При 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 различающимися фазовыми центрами, для чего основная антенная решетка на прием разделяется на четыре части.

Оставшиеся 10...20 % полотна решетки используют по структуре, изображенной на 1.8, б, для формирования компенсационных каналов, работающих только на прием. В предельном случае такой компенсационный канал может быть представлен единственным элементом ФАР с соответствующим приемником.

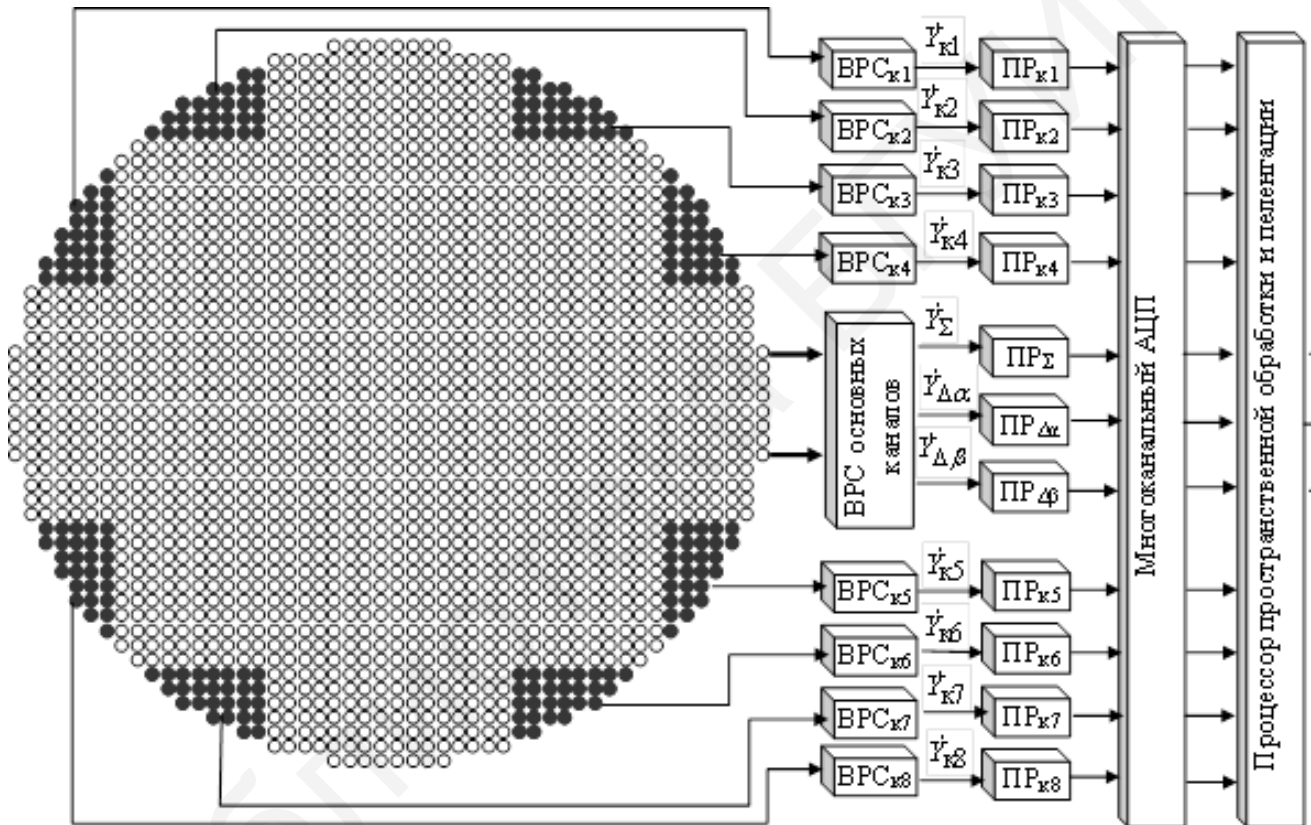
Наиболее экономичным в аппаратном плане является вариант, представленный на рис. 1.8, в, включающий только *квадрантную* антенну с четырьмя выходами. Так, например, для щелевых антенных решеток квадрантная антенна может быть получена разделением полотна решетки на четыре равные части (квадранта). Процедура диаграммообразования объединяется с пространственной компенсацией помех. Выходные сигналы каждой подрешетки поступают на идентичные приемные устройства и далее – на четырехканальный аналого-цифровой преобразователь. Сигналы адаптированных суммарного и разностных каналов формируются в процессе цифровой весовой обработки.

Структурная схема адаптивной многолучевой антенной решетки (АМЛАР) средства радиомониторинга с суммарно-разностной обработкой и пеленгацией в одной плоскости приведена на рис. 1.10. Типовое число элементов АМЛАР составляет $N = 8...32$. После переноса на промежуточную или видеочастоту сигналы $\dot{Y}_n(t)$ с выходов $n = \overline{1, N}$ приемных каналов подвергаются синхронному многоканальному квадратурному аналого-цифровому преобразованию с интервалом дискретизации Δt и поступают одновременно в буферное оперативное запоминающее устройство и процессор вычисления вектора весовых коэффициентов. Выходные сигналы для $\ell = \overline{1, L}$ суммарных $\dot{X}_{\ell, k}^{\Sigma}$ и разностных $\dot{X}_{n, k}^{\Delta}$ подканалов АМЛАР формируются путем взвешивания вектора сигналов $\mathbf{y} = (\dot{Y}_1(t), \dot{Y}_2(t), \dots, \dot{Y}_n(t))^T$ с использованием векторов весовых коэффициентов подканалов $\mathbf{w}_{\Sigma \ell}$ и $\mathbf{w}_{\Delta \ell}$.

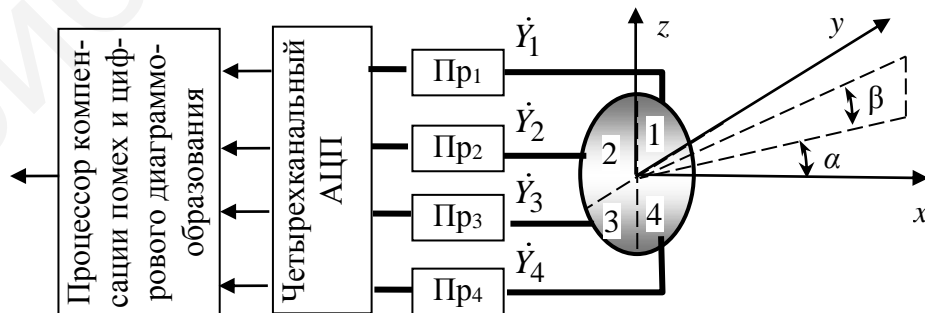
Структурная схема адаптивной антенной решетки (ААР) (рис. 1.11) помехозащищенной аппаратуры потребителя (АП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) в целом аналогична структурной схеме АМЛАР. Как правило, в составе ААР АП СРНС используется 3...7 приемных (вибраторы, микрополосковые антенны и т. д.) антенн, размещаемых по окружности радиусом $R \geq \lambda / 2$. Выходы антенн подключены к приемным устройствам, и далее к многоканальному синхронному АЦП.



а



б



в

Рис. 1.8. Варианты структурных схем многоканальных приемных систем средств радиолокации:

а – с использованием отдельных компенсационных антенн; б – на базе подрешеток в ФАР; в – на базе квадрантной антенной решетки



Рис. 1.9. Построение антенной системы современной РЛС с многоканальным автокомпенсатором помех

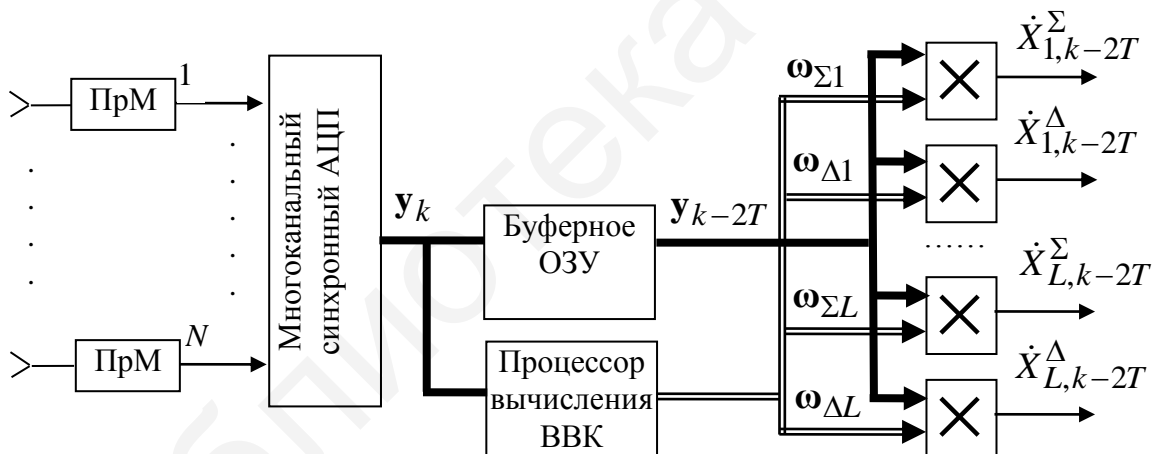


Рис. 1.10. Структура адаптивной МЛАР с суммарно-разностной обработкой

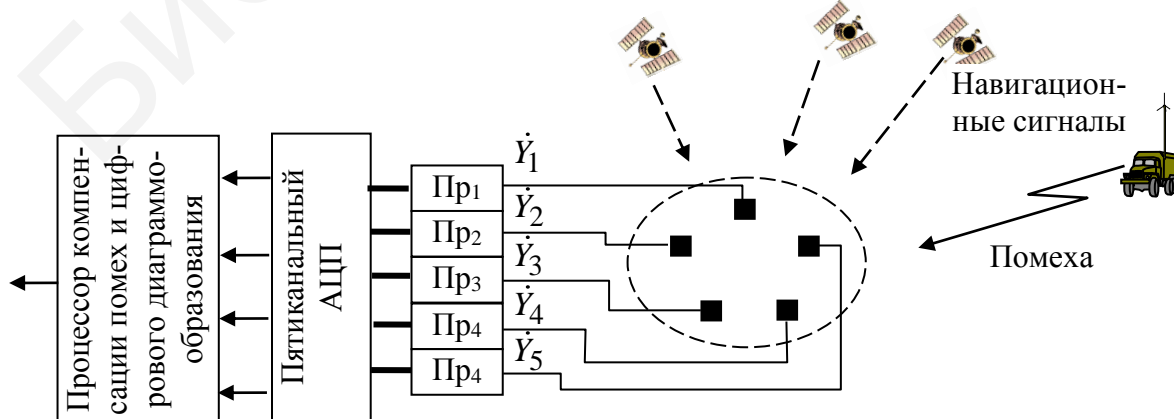


Рис. 1.11. Структура адаптивной антенной решетки аппаратуры потребителей СРНС

Формирование весовых коэффициентов в процессоре обработки может осуществляться в интересах подавления воздействующих помех («холодный старт», когда координаты навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ) неизвестны) и при подавлении внешних помех с фокусировкой адаптированной ДН в направлении на заданные НИСЗ с известными координатами («горячий старт»). В режиме «горячего старта» функционирование ААР СРНС практически не отличается от функционирования АМЛАР, за исключением формирования только суммарного канала. Определение направляющих косинусов углов установки ААР возможно путем измерения разности фаз сигналов от НИСЗ на выходах адаптированных приемных каналов.

1.2. Основные положения оптимальной пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех

1.2.1. Оптимальный вектор весовых коэффициентов

Рассмотрим основные положения пространственно-временной обработки в общем виде. Для этого запишем выражения для ДН приемных элементов многоканальной системы, принимаемых сигналов и помех.

Будем рассматривать приемную антенную систему из $\ell = \overline{1, L}$ приемных антенн (подрешеток, выделяемых из основной решетки, приемных модулей). Воздействующие на приемную антенную систему с угловых направлений $(\alpha_{pm}, \beta_{pm})$, где $m = \overline{1, M}$ (M – число источников), помехи $\dot{U}_m(t)$ считаем точечными, гауссовскими с мощностями на выходе изотропного приемного элемента

$P_m = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_m U_m^*}$. Для упрощения выражений, не нарушая общности получаемых результатов, будем считать помехи некоррелированными, $\overline{\dot{U}_m U_k^*} = 0, m \neq k$.

Приходящий с направления (α_c, β_c) полезный сигнал в общем случае представляет собой последовательность флуктуирующих радиоимпульсов со случайной начальной фазой и произвольными законами внутриимпульсной модуляции и корреляционной функцией флуктуации. Ширина спектра полезного сигнала с шириной спектра составляет Δf_c .

Помехи и полезный сигнал являются в пространственно-временном смысле узкополосными: $\Delta f \cdot t_{\max} \ll 1$, где Δf – ширина спектра помех (сигнала); t_{\max} – максимальное время распространения волны между крайними точками приемной системы.

Пусть фазовый центр ℓ -й приемной антенны расположен в произвольной точке (x_ℓ, y_ℓ, z_ℓ) . Для определенности будем полагать, что максимум главного лепестка ДН ℓ -й антенны ориентирован вдоль оси Ox , а комплексная ДН этой антенны при отсчете разности фаз от ее фазового центра (ФЦ) имеет вид $\dot{F}_\ell^{\text{ФЦ}}(\alpha, \beta)$ (рис. 1.12).

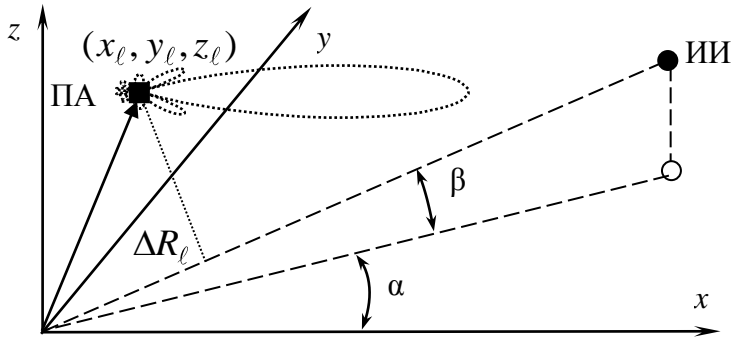


Рис. 1.12. К расчету разности фаз до приемных антенн

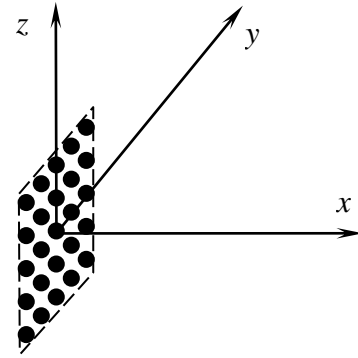


Рис. 1.13. Вариант расположения плоской подрешетки

ДН всех приемных элементов многоканальной антенной системы должны быть определены при одной и той же точке отсчета разности фаз. Выберем в качестве такой точки начало координат. Напряженность электрического поля электромагнитной волны от источника с угловыми координатами (α, β) , находящегося на дальности R_0 , в начале координат (точке отсчета фаз) и точке (x_ℓ, y_ℓ, z_ℓ) расположения фазового центра n -й приемной антенны составит

$$\dot{E}_0 = E_{m0} e^{j\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} R_0\right)}; \dot{E}_\ell = E_{m\ell} e^{j\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} R_\ell\right)},$$

где ω_0 – центральная частота спектра; $\lambda = \frac{2\pi c}{\omega_0}$ – длина волны; R_0, R_ℓ – даль-

ность от источника до начала координат и фазового центра ℓ -й приемной антенны; $E_{m0}, E_{m\ell}$ – амплитуды напряженности электрического поля в заданных точках. Так как $R_\ell \approx R_0$, то $E_{m0} = E_{m\ell} = E_m$.

Фаза электромагнитной волны в заданных точках и разность фаз равны:

$$\varphi_0 = \omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} R_0; \varphi_\ell = \omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} R_\ell; \varphi_\ell - \varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} (R_0 - R_\ell) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R_\ell,$$

где $\Delta R_\ell = R_0 - R_\ell$ – разность хода волны до начала координат и приемной антенны.

Указанная разность хода представляет собой проекцию вектора $\vec{a} = (x_\ell, y_\ell, z_\ell)$ на направление единичного вектора с координатами $\vec{b} = (\cos \alpha \cos \beta, \sin \alpha \cos \beta, \sin \beta)$, откуда

$$\Delta R_\ell = x_\ell \cos \alpha \cos \beta + y_\ell \sin \alpha \cos \beta + z_\ell \sin \beta. \quad (1.32)$$

Тогда ДН n -й приемной антенны при отсчете фаз от начала координат

$$\dot{F}_\ell(\alpha, \beta) = \dot{F}_\ell^{\text{ФЦ}}(\alpha, \beta) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R_\ell}. \quad (1.33)$$

Пусть приемная антенна представляет собой плоскую подрешетку, включающую K приемных элементов, размещаемых в плоскости yOz с координатами приемных элементов y_k, z_k . Тогда для ДН такой подрешетки получим

$$\dot{F}(\alpha, \beta) = \sum_k F_0(\alpha, \beta) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (y_k \sin \alpha \cos \beta + z_k \sin \beta)}, \quad (1.34)$$

где $F_0(\alpha, \beta)$ – амплитудная ДН приемного элемента.

Пусть на многоканальную антенную систему, включающую $\ell = \overline{1, L}$ приемных элементов с произвольной геометрией, поступает полезный сигнал с известного направления (α_c, β_c) и $m = \overline{1, M}$ помех. ДН приемных элементов определяются функциями $\dot{F}_\ell(\alpha, \beta)$. Тогда для многоканальной принимаемой реализации можно записать

$$\mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_L(t) \end{pmatrix} = \mathbf{f}_c \dot{S}(t, \theta) + \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_{\Pi m} \dot{U}_m(t) + \mathbf{n}(t), \quad (1.35)$$

где $\dot{S}(t, \theta)$, $\dot{X}_m(t)$ – временное представление полезного сигнала единичной амплитуды с неизвестным параметром θ и m -го источника помех на выходе изотропной приемной антенны; $\dot{A} = A e^{j\varphi}$ – комплексная амплитуда полезного сигнала с модулем A и случайной начальной фазой φ ; \mathbf{f}_c – вектор-столбец значений ДН приемных каналов в направлении на источник полезного сигнала; $\mathbf{f}_{\Pi m}$ – вектор-столбец значений ДН приемных каналов в направлении на m -ю помеху; $\mathbf{n}(t)$ – вектор-столбец комплексных значений внутренних шумов приемных каналов:

$$\mathbf{f}_c = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_c, \beta_c) \\ \dot{F}_2(\alpha_c, \beta_c) \\ \vdots \\ \dot{F}_L(\alpha_c, \beta_c) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{f}_{\Pi m} = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\Pi m}, \beta_{\Pi m}) \\ \dot{F}_2(\alpha_{\Pi m}, \beta_{\Pi m}) \\ \vdots \\ \dot{F}_L(\alpha_{\Pi m}, \beta_{\Pi m}) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{n}(t) = \begin{pmatrix} \dot{N}_1(t) \\ \dot{N}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{N}_L(t) \end{pmatrix};$$

$\dot{N}_\ell(t)$ – внутренний шум ℓ -го приемного канала.

Внешние помехи и внутренний шум объединим в общий вектор помех

$$\mathbf{n}_\Sigma(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_{\Pi m} \dot{X}_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.36)$$

с корреляционной матрицей (КМ)

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{1}{2} \overline{\mathbf{n}_\Sigma(t) \mathbf{n}_\Sigma^+(t)} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \overline{\dot{U}_m(t) U_m^*(t) \mathbf{f}_{\Pi m} \mathbf{f}_{\Pi m}^+} + \frac{1}{2} \overline{\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^+(t)} = \\ &= \sum_{m=1}^M P_m \mathbf{f}_{\Pi m} \mathbf{f}_{\Pi m}^+ + P_{\text{ш}} \mathbf{I} = \sum_{m=1}^M \Phi_{\Pi m} + P_{\text{ш}} \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (1.37)$$

где $\mathbf{\Phi}_{\text{ш}m} = P_m \mathbf{f}_{\text{ш}m} \mathbf{f}_{\text{ш}m}^+$ – корреляционная матрица m -го источника помех;
 $P_{\text{ш}} = \frac{1}{2} \overline{\dot{N}_\ell(t) N_\ell^*(t)}$ – мощность внутренних шумов, одинаковая для всех каналов;
 \mathbf{I} – единичная матрица соответствующей размерности.

При дискретной обработке функция правдоподобия для сигнала заданной формы со случайной начальной фазой и известным направлением прихода (α, β)

$$\Psi(\theta) = w(\mathbf{y} / \theta) = \frac{C}{|\mathbf{\Phi}|} \exp \left(- \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta))^+ \mathbf{\Phi}^{-1} (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta)) \right), \quad (1.38)$$

где $w(\mathbf{y} / \theta)$ – условная (по параметру θ) плотность вероятности наблюдаемой дискретной реализации \mathbf{y} ; I – число обрабатываемых отчетов; $|\mathbf{\Phi}|$ – определитель корреляционной матрицы $\mathbf{\Phi}$; C – нормировочный коэффициент.

Оценка максимального правдоподобия параметра θ :

$$\begin{aligned} \theta_{\text{опт}} &= \arg \max_{\lambda} \Psi(\theta) = \\ &= \arg \min_{\lambda} \left(\sum_{i=1}^I (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta))^+ \mathbf{\Phi}^{-1} (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta)) \right). \end{aligned} \quad (1.39)$$

Перепишем выражение в скобках (1.39) в виде

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^I (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta))^+ \mathbf{\Phi}^{-1} (\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta)) = \\ &= \sum_{i=1}^I \mathbf{y}^+(t_i) \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{y}(t_i) - A e^{j\varphi} \sum_{i=1}^I \mathbf{y}^+(t_i) \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{f}_c \dot{S}(t_i, \theta) - \\ &- A e^{-j\varphi} \sum_{i=1}^I \mathbf{f}_c^+ \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{y}(t_i) S^*(t_i, \theta) + A^2 \sum_{i=1}^I \mathbf{f}_c^+ \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{f}_c |\dot{S}(t_i, \theta)|^2. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Второе и третье слагаемое в (1.40) являются комплексно-сопряженными, а первое и четвертое от параметра θ не зависят, поэтому

$$\theta_{\text{опт}} = \arg \max_{\theta} \left| \sum_{i=1}^I \underbrace{\mathbf{f}_c^+ \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{y}(t_i)}_{\dot{X}(t_i)} S^*(t_i, \theta) \right|. \quad (1.41)$$

Операция взятия модуля обеспечивает инвариантность обработки к неизвестной начальной фазе полезного сигнала.

Скаляр

$$\dot{X}(t_i) = \mathbf{f}_c^+ \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{y}(t_i) \quad (1.42)$$

представляет собой один из отчетов выходного эффекта пространственной обработки, то есть отчет адаптированного выходного сигнала системы пространственной обработки в момент времени t_i . Тогда оптимальная оценка

$$\theta_{\text{опт}} = \arg \max_{\theta} \left| \sum_{i=1}^I \dot{X}(t_i) S^*(t_i, \theta) \right| \quad (1.43)$$

или при переходе к непрерывному наблюдению

$$\theta_{\text{опт}} = \arg \max_{\theta} \left| \underbrace{\int_0^{T_0} \dot{X}(t) S^*(t, \theta) dt}_{Z(t, \theta)} \right| = \arg \max_{\lambda} |Z(t, \theta)|. \quad (1.44)$$

Рассмотрим более подробно этап пространственной обработки:

$$\dot{X}(t_i) = \mathbf{f}_c^+ \underbrace{\Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i)}_{\substack{\text{компенсация} \\ \text{помех}}} \underbrace{\phantom{\Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i)}}_{\substack{\text{накопление} \\ \text{полезного сигнала}}} \quad (1.45)$$

Он включает собственно операцию «обеления» пространственно-коррелированных (сосредоточенных) помех и операцию *когерентного накопления* сигнала. Однако фактически эти два этапа выполняются одновременно путем формирования *вектора весовых коэффициентов* (ВВК) приемных каналов вида

$$\boldsymbol{\omega} = \Phi^{-1} \mathbf{f}_c, \quad (1.46)$$

в значении которого уже учтены как когерентная компенсация помех, так и когерентное накопление полезного сигнала в пространственной области, с последующим формированием отсчетов выходного сигнала адаптированного канала путем умножения указанного вектора на вектор входных сигналов приемных каналов:

$$\dot{X}(t_i) = \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{y}(t_i) = (\Phi^{-1} \mathbf{f}_c)^+ \mathbf{y}(t_i) = \mathbf{f}_c^+ \Phi^{-1} \mathbf{y}(t_i). \quad (1.47)$$

Дальнейшая обработка имеет традиционный характер и сводится к когерентному накоплению сигнала во временной области с формированием значений корреляционного интеграла для различных значений параметра λ .

Как следует из полученных соотношений, центральная часть пространственной обработки – это формирование ВВК с последующим весовым суммированием сигналов с выходов приемных каналов. Соотношения (1.46), (1.47) определяют фундаментальное винеровское решение задачи пространственной обработки и называются *уравнением Винера – Хопфа*.

1.2.2. Корреляционная матрица процессов на выходах приемных каналов

В соответствии с (1.38) функция правдоподобия представляет собой условную плотность вероятности многомерного комплексного гауссовского распределения и полностью определяется единственным *параметром* – *корреляционной матрицей* Φ .

Таким образом, корреляционная матрица Φ содержит *всю информацию* о статистических характеристиках внешних помех и внутренних шумах приемных каналов, а также (в неявном виде) – о геометрии антенной системы.

Корреляционная матрица Φ обладает следующими свойствами:

1) матрица является *эрмитовой*, то есть для любого элемента матрицы $\Phi_{j,i} = \Phi_{i,j}^*$ и при *эрмитовом сопряжении* (транспонировании и комплексном сопряжении) матрица не меняется $\Phi^+ = \Phi$ (в некоторых источниках вместо символа «+» для обозначения эрмитового сопряжения используются символы «H» или «h» в верхнем регистре);

2) определитель матрицы $|\Phi| \neq 0$, ранг матрицы равен L ;

3) матрица является положительно определенной, то есть для любого ненулевого комплексного вектора s

$$s^+ \Phi s > 0;$$

4) все собственные числа (значения) $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_L$ матрицы Φ положительны $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_L > 0$.

Примечание. Собственное число матрицы удовлетворяет соотношению $\nu_\ell \lambda_\ell = \Phi \lambda_\ell$, где λ_ℓ – собственный вектор, соответствующий собственному значению ν_ℓ ; каждый собственный вектор матрицы задает направление, которое не изменяется при линейном преобразовании, определяемом матрицей Φ ; собственные векторы, соответствующие различным собственным значениям, являются линейно независимыми $\lambda_k \lambda_m = 0, k \neq m$;

5) если из собственных значений $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_L$ составить диагональную

матрицу $\Lambda = \begin{pmatrix} \nu_1 & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \nu_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \nu_L \end{pmatrix}$, а из собственных векторов – матрицу

$U = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L)$, то корреляционную матрицу можно представить (спектральное разложение матрицы) в виде

$$\Phi = U \Lambda U^+, \quad (1.48)$$

при этом матрица U – унитарная $U^+ U = U U^+ = I$, то есть $U^{-1} = U$, откуда обратная матрица

$$\Phi^{-1} = U^+ \Lambda^{-1} U, \quad (1.49)$$

где Λ^{-1} – диагональная матрица, составленная из значений, обратных соб-

ственным числам матрицы Φ : $\Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} \nu_1^{-1} & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \nu_2^{-1} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \nu_L^{-1} \end{pmatrix}$.

Физически диагональные элементы корреляционной матрицы $\Phi_{i,i}$ представляют собой мощности суммы помех и внутреннего шума на выходе i -го приемного канала, а элементы $\Phi_{i,j}, i \neq j$, стоящие вне главной диагонали, –

корреляционные моменты связи процессов на выходах i -го и j -го приемных каналов (по сумме помеховой и шумовой составляющих).

1.2.3. Критерии адаптации

Полученный в п. 1.2.1 ВВК является оптимальным по критерию максимума функции правдоподобия. Как показано в [118], ВВК (1.46) с точностью до несущественного постоянного множителя соответствует критерию максимума отношения мощности сигнала на выходе системы обработки к суммарной мощности нескомпенсированных остатков помехи и взвешенных внутренних шумов приемных каналов – критерию максимума отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ). При этом

$$q^2 = \frac{A^2 |\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}_c|^2}{\boldsymbol{\omega}^+ \Phi \boldsymbol{\omega}} \rightarrow \max. \quad (1.50)$$

Числитель (1.50) представляет собой мощность полезного сигнала на выходе системы обработки, знаменатель – мощность суммы нескомпенсированных остатков помех и взвешенного внутреннего шума. Доказательство утверждения (1.50) можно найти, например, в [132].

Аналогично, если полезный сигнал является случайным процессом с корреляционной матрицей Φ_c , то ВВК (1.46) обеспечивает максимум средней мощности полезного сигнала на выходе системы обработки к мощности суммы помехи и шума:

$$q^2 = \frac{\boldsymbol{\omega}^+ \Phi_c \boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^+ \Phi \boldsymbol{\omega}} \rightarrow \max. \quad (1.51)$$

Достаточно часто от согласованного накопления полезного сигнала отказываются. Это может иметь место, например, в системах, включающих одну остронаправленную основную антенну и ряд слабонаправленных компенсационных антенн, а также в ААР аппаратуры потребителей СРНС. В этом случае весовой вектор будет иметь вид

$$\boldsymbol{\omega} = \frac{\Phi^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi^{-1} \mathbf{e}}, \quad (1.52)$$

где $\mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T$ – вектор, имеющий единственный отличный от нуля первый элемент, равный единице. Формируемый в соответствии с (1.52) ВВК представляет собой первый столбец обратной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, нормированный к его первому значению, и соответствует критерию минимума выходной мощности (минимума дисперсии шума). При использовании ВВК (1.52) суммарная мощность остатков внешних помех и шума $\boldsymbol{\omega}^+ \Phi \boldsymbol{\omega} \rightarrow \min$.

Для ВВК (1.52), формируемого по критерию минимума выходной мощности, мощность детерминированного полезного сигнала $A^2 |\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}_c|^2$ или средняя

мощность случайного полезного сигнала $\omega^+ \Phi_c \omega$ окажется неконтролируемой, то есть будет определяться расположением источников внешних помех. Для парирования этого явления используют алгоритм с ограничениями (алгоритм Фроста) вида

$$\omega = \arg \min_{\omega} (\omega^+ \Phi \omega) \quad (1.53)$$

при

$$\omega^+ \mathbf{f}(\alpha_q, \beta_q) = \dot{F}_{\text{тр}}(\alpha_q, \beta_q), \quad q = \overline{1, Q}, \quad (1.54)$$

где Q – число ограничений, вводимых на значения адаптированных ДН приемных каналов в направлениях (α_q, β_q) ; $\dot{F}_{\text{тр}}(\alpha_q, \beta_q)$ – требуемые значения адаптированных ДН.

Для алгоритма (1.53) при ограничениях (1.54) обеспечивается минимизация мощности внешних помех и взвешенных внутренних шумов на выходе системы обработки при обеспечении требуемых значений ДН приемных каналов в заданных направлениях. При $Q=1$ и $(\alpha_q, \beta_q) = (\alpha_c, \beta_c)$ ВВК, формируемый для алгоритма с одним ограничением с точностью до постоянного множителя, совпадает с ВВК для алгоритма максимума ОСПШ.

Отметим, что алгоритм (1.53) может использоваться для *прямого диаграммообразования с одновременной пространственной компенсацией внешних помех*.

1.2.4. Аналоговые и цифровые алгоритмы формирования весовых коэффициентов

Выражения (1.46) и (1.52) для оптимальных (для различных критериев) весовых векторов соответствуют формированию весовых коэффициентов при непосредственном обращении корреляционной матрицы (НОМ).

Для получения вектора весовых коэффициентов ω наряду с НОМ могут быть использованы:

- построение компенсаторов с использованием корреляционных обратных связей при аналоговой реализации;
- различные варианты рекурсивных алгоритмов при цифровой реализации;
- методы случайного поиска.

1.2.4.1. Формирование весовых коэффициентов в автокомпенсаторе с корреляционными обратными связями

Адаптивное, на основе принимаемой реализации, формирование ВВК при аналоговой реализации может быть выполнено в автокомпенсаторе помех с *корреляционными обратными связями*. На рис. 1.14 приведена схема простей-

шего одноканального автокомпенсатора помех с корреляционными обратными связями.

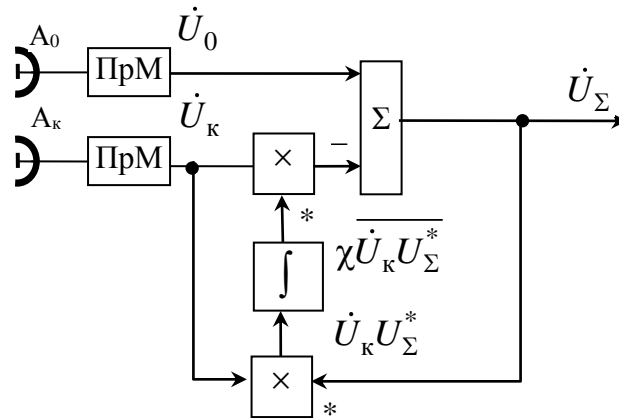


Рис. 1.14. Схема одноканального компенсатора помех с корреляционными обратными связями

Его функционирование определяется системой уравнений

$$\begin{cases} \dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - K^* \dot{U}_k; \\ K = \overline{\chi \dot{U}_k U_\Sigma^*}, \end{cases} \quad (1.55)$$

где χ – коэффициент усиления в цепи обратной связи, откуда

$$K = \overline{\chi \dot{U}_k (U_0^* - K U_k^*)} = \overline{\chi \dot{U}_k U_0^*} - \chi K \overline{|U_k|^2},$$

$$K = \frac{\overline{\chi \dot{U}_k U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_k|^2}}; \quad (1.56)$$

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_0 - \frac{\overline{\chi \dot{U}_k U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_k|^2}} \dot{U}_k. \quad (1.57)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления χ в цепи обратной связи единицей в знаменателе (1.57) можно пренебречь и коэффициент, вырабатываемый в цепи обратной связи,

$$K = \frac{\overline{\chi \dot{U}_k U_0^*}}{1 + \chi \overline{|U_k|^2}} \approx \frac{P_\Pi F_{0\Pi}^* \dot{F}_{кп}}{P_\Pi |\dot{F}_{кп}|^2 + P_\text{ш}} = \left| P_\Pi |\dot{F}_{кп}|^2 \gg P_\text{ш} \right| \approx -\omega^*$$

в точности равен оптимальному весовому коэффициенту простейшей системы пространственной компенсации.

В одноканальном компенсаторе происходит полная декорреляция выходного напряжения \dot{U}_Σ автокомпенсатора и напряжения \dot{U}_k компенсационного канала. При условии, что напряжение компенсационного канала обусловлено внешней помехой, это соответствует полному исключению внешней помехи из результирующего сигнала.

По аналогии с одноканальным строятся многоканальные аналоговые автокомпенсаторы помех (рис. 1.15).

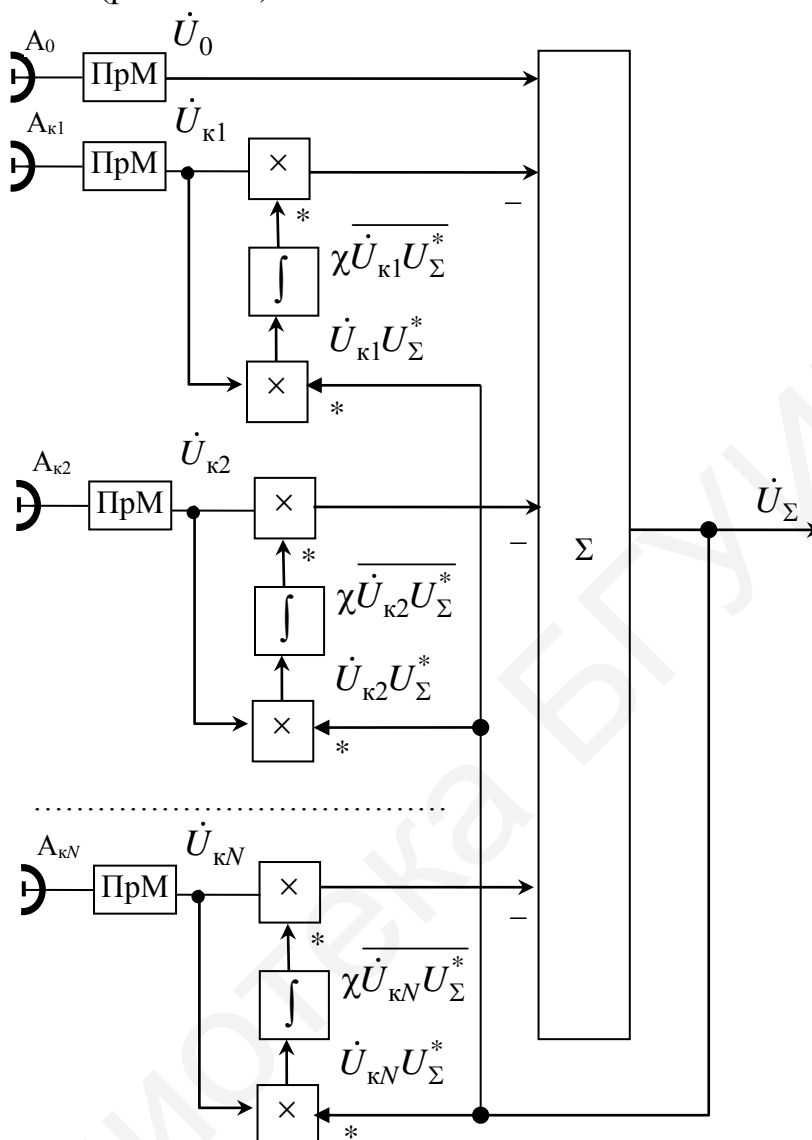


Рис. 1.15. Многоканальный автокомпенсатор помех

1.2.4.2. Рекурсивные алгоритмы формирования весовых коэффициентов при цифровой обработке

Рекурсивные алгоритмы адаптации в адаптивных антенных системах можно разделить на простые и сложные [50]. Простые алгоритмы подразумевают минимальные вычислительные затраты. К ним относятся:

- алгоритмы по критерию наименьшего квадрата ошибки (*Least Mean Square, LMS*);
- нормализованный алгоритм по критерию наименьшего квадрата ошибки (*Normalized LMS, NLMS*).

К сложным алгоритмам, подразумевающим относительно большой объем вычислений на каждой итерации, относятся разновидности рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (*Recursive Least Squares, RLS*) и ал-

горитмы, базирующихся на использовании леммы об обращении матрицы (*Matrix Inversion Lemma, MIL*) и *QR*-разложения [50].

Работа рекурсивных алгоритмов базируется на безусловной или условной минимизации функции ошибок между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра. При условной оптимизации используются линейные ограничения, накладываемые на значения минимизируемой целевой функции.

Простые градиентные алгоритмы, как правило, используются при аппаратной реализации адаптивных фильтров. Сложные *RLS*-алгоритмы в основном ориентированы на программную реализацию. Наличие разнообразных алгоритмов адаптивной фильтрации дает разработчикам радиоэлектронной аппаратуры принимать обоснованные решения с учетом вычислительной сложности и эффективности (длительности переходного процесса, значении ошибки в установившемся состоянии) при разработке или использовании адаптивных фильтров [50].

В табл. 1.1 приведен полученный на основе обобщения [50] перечень наиболее распространенных алгоритмов рекурсивного вычисления ВВК с указанием критериев адаптации, начальных значений ВВК и содержания проводимых вычислений.

В формулах, представленных в табл. 1.1, использованы следующие обозначения: $\omega(k)$ – вектор весовых коэффициентов приемных каналов в k -й момент времени; $y(k)$, $x(k)$ – вектор входных сигналов и выходной сигнал в k -й момент времени; \mathbf{P} – проекционная матрица; $d(k)$ – желаемое (эталонное) значение адаптированного выходного сигнала в k -й момент времени, для критерия минимума выходной мощности $d(k)=0$; $\alpha(k) = d(k) - x(k)$ – ошибка в k -й момент времени; μ, δ – параметры, определяющие скорость сходимости и величину регуляризации входных данных; \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.

Таблица 1.1

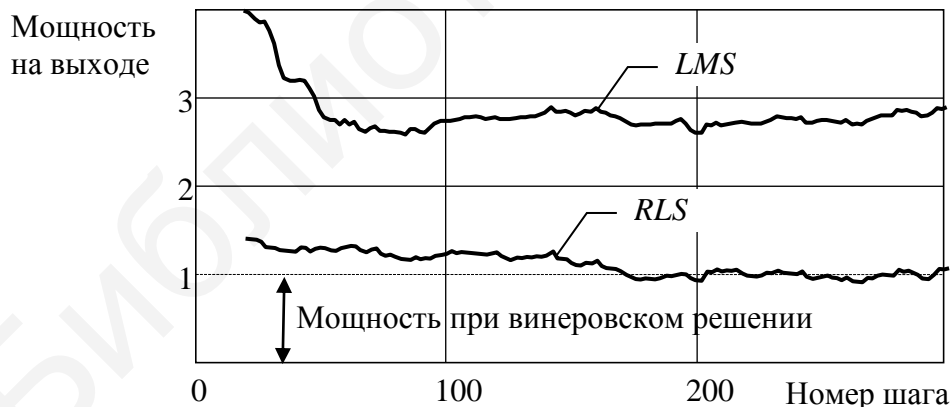
Рекурсивные алгоритмы адаптации в антенных решетках

Наименование алгоритма. Критерий адаптации	Выполняемые операции	Условия сходимости	Примечания
1	2	3	4
Алгоритмы наименьших квадратов (LMS)			
1.1. Наименьших квадратов (LMS). Минимума среднего квадратического отклонения сигнала на выходе от заданного эталона	$\omega(0) = \mathbf{0}$; $\alpha(k) = d(k) - \omega^+(k-1)y(k)$; $\omega(k) = \omega(k-1) + \mu y(k)\alpha^*(k)$. Для критерия минимума выходной мощности $d(k) = 0$	$0 < \mu < \frac{1}{tr(\Phi)}$	Наиболее простой

1	2	3	4
<p>1.2. Нормализованный алгоритм по критерию наименьших квадратов (NLMS)</p>	$\boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{0};$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1)\mathbf{y}(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \boldsymbol{\omega}(k-1) + \frac{\mu\mathbf{y}(k)}{\mathbf{y}^+(k)\mathbf{y}(k) + \delta} \alpha^*(k)$	$0 < \mu < 2$	<p>Применяется при неизвестных характеристиках мощности сигналов</p>
<p>1.3. Линейно-ограниченный алгоритм по критерию наименьших квадратов (LC LMS). Критерий минимума выходной мощности при фиксации адаптированной ДН в заданных направлениях</p>	$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^+;$ $\boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{f}; \hat{\mathbf{f}} = \boldsymbol{\omega}(0);$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1)\mathbf{y}(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \mathbf{P} \left(\boldsymbol{\omega}(k-1) + \mu\mathbf{y}(k)\alpha^*(k) \right) + \hat{\mathbf{f}}$	$0 < \mu < \frac{1}{tr(\mathbf{P})}$	<p>Требуется знание ДН в заданных направлениях ограничений</p>
<p>1.4. Нормализованный линейно-ограниченный алгоритм по критерию наименьших квадратов (LC NLMS). Аналогично алгоритму LC LMS</p>	$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^+;$ $\boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{C}(\mathbf{C}^+\mathbf{C})^{-1}\mathbf{f}; \hat{\mathbf{f}} = \boldsymbol{\omega}(0);$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1)\mathbf{y}(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \mathbf{P} \left(\boldsymbol{\omega}(k-1) + \frac{\mu\mathbf{y}(k)\alpha^*(k)}{\mathbf{y}^+(k)\mathbf{y}(k) + \delta} \right) + \hat{\mathbf{f}}$	$0 < \mu < 2$	<p>Аналогично 1.3</p>
Рекурсивные алгоритмы наименьших квадратов (RLS)			
<p>2.1. Рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (RLS)</p>	$\boldsymbol{\Phi}^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}; \boldsymbol{\Gamma}(0) = \boldsymbol{\Phi}^{-1}(0)\mathbf{C};$ $\mathbf{Q}(0) = \boldsymbol{\Gamma}(0)(\mathbf{C}^+\boldsymbol{\Gamma}(0))^{-1}; \boldsymbol{\omega}(0) = \mathbf{Q}(0)\mathbf{f};$ $\mathbf{g}(k) = \frac{\boldsymbol{\Phi}^{-1}(k-1)\mathbf{y}(k)}{\mu + \mathbf{y}^+(k)\boldsymbol{\Phi}^{-1}(k-1)\mathbf{y}(k)};$ $\boldsymbol{\Phi}^{-1}(k) = \mu^{-1}(\boldsymbol{\Phi}^{-1}(k-1) - \mathbf{g}(k)\mathbf{y}^+(k)\boldsymbol{\Phi}^{-1}(k-1));$ $\alpha(k) = d(k) - \boldsymbol{\omega}^+(k-1)\mathbf{y}(k);$ $\boldsymbol{\omega}(k) = \boldsymbol{\omega}(k-1) + \mathbf{g}(k)\alpha(k)$	<p>–</p>	<p>–</p>

1	2	3	4
2.2. Линейно-ограниченный рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов с линейной вычислительной сложностью (LC RLS) [50, с. 296]	$\Phi^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}; \Gamma(0) = \Phi^{-1}(0) \mathbf{C};$ $\mathbf{Q}(0) = \Gamma(0) (\mathbf{C}^+ \Gamma(0))^{-1}; \omega(0) = \mathbf{Q}(0) \mathbf{f};$ $\mathbf{g}(k) = \frac{\Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)}{\mu + \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1) \mathbf{y}(k)};$ $\Phi^{-1}(k) = \mu^{-1} (\Phi^{-1}(k-1) - \mathbf{g}(k) \mathbf{y}^+(k) \Phi^{-1}(k-1));$ $\mathbf{v}(k) = \mathbf{C}^+ \mathbf{g}(k); \mathbf{v} = \mathbf{Q}^+(k-1) \mathbf{y}(k);$ $\hat{\mathbf{Q}}(k) = (\mathbf{Q}(k-1) - g(k) \mathbf{v}^+(k)) \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^+(k)}{1 - \mathbf{v}^+(k) \mathbf{v}(k)} \right);$ $\mathbf{Q}(k) = \hat{\mathbf{Q}}(k) + \mathbf{C} (\mathbf{C}^+ \mathbf{C})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{C}^+ \hat{\mathbf{Q}}(k));$ $\alpha(k) = d(k) - \omega^+(k-1) \mathbf{y}(k);$ $\hat{\omega}(k) = \omega(k-1) + \mathbf{g}(k) \alpha^*(k);$ $\omega(k) = \hat{\omega}(k) + \mathbf{O} (\mathbf{f} - \mathbf{C}^+ \hat{\omega}(k))$	$0 < \mu < 2$	Аналогично 1.3

Отметим, что между *LMS*- и *RLS*-алгоритмами существует принципиальная разница: *RLS*-алгоритм сходится к винеровскому решению, то есть позволяет достичь максимально возможной степени подавления помехи и максимизировать ОСПШ, *LMS*-алгоритм принципиально не достигает винеровского решения (рис. 1.15), имея достаточно большую остаточную дисперсию.

Рис. 1.16. К сравнению *LMS*- и *RLS*-алгоритмов

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 значении ВВК. При уменьшении параметра сходимости μ остаточная дисперсия уменьшается, однако при этом существенно возрастает время переходных процессов при адаптации.

Приведенные в табл. 1.1 соотношения позволяют получить начальное представление о рекурсивных алгоритмах формирования весовых коэффициентов. Для детального ознакомления с особенностями указанных алгоритмов можно воспользоваться великолепной монографией В. И. Джигана [50], а также другими многочисленными работами по этой тематике [29, 103, 118, 132, 176].

1.2.5. Особенности описания сигналов и помех в системах пространственно-поляризационной обработки

Дальнейшим развитием пространственной обработки являются системы *пространственно-поляризационной* обработки (компенсации помех), в которой дополнительно к пространственным различиям сигналов и помех используются различия их поляризационных характеристик. Максимальное ослабление помехи достигается в том случае, когда плоскости поляризации сигнала и помехи перпендикулярны (ортогональны) или векторы \vec{E}_c и \vec{E}_n напряженностей электрического поля сигнала и помехи вращаются в противоположных направлениях. Поляризационная обработка (селекция) используется при защите как от естественных, так и от преднамеренных активных и пассивных помех.

В простейшем случае (рис. 1.17) система поляризационной обработки состоит из двух антенн с различными поляризационными характеристиками (обычно имеющими вертикальную и горизонтальную поляризацию) и весового сумматора.

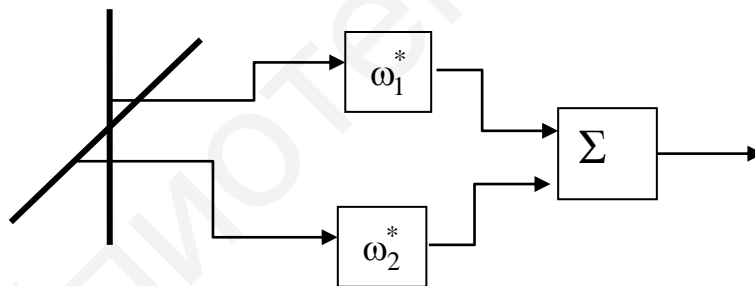


Рис. 1.17. К иллюстрации поляризационной обработки

При анализе систем пространственно-поляризационной обработки удобно использовать линейный поляризационный базис $(\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2)$, где $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2$ – единичные орты, перпендикулярные направлению наблюдения; орт \mathbf{k}_1 лежит в плоскости падения (плоскости, проходящей через направление наблюдения и нормаль к антенной системе), орт \mathbf{k}_2 перпендикулярен плоскости падения. Если вектор напряженности \vec{E} электрического поля колеблется в плоскости падения, то есть 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 $\mathbf{p}_\Pi = \begin{pmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \end{pmatrix}$, причем

$$|\mathbf{p}_\Pi| = \sqrt{|\dot{b}_1|^2 + |\dot{b}_2|^2} = 1. \quad (1.58)$$

Удобно задавать указанный вектор в виде

$$\mathbf{p}_\Pi = \begin{pmatrix} \cos \gamma_\Pi \\ \sin \gamma_\Pi e^{j\varphi_\Pi} \end{pmatrix}, \quad (1.59)$$

где φ_Π – фазовый сдвиг между ортогонально-поляризованными составляющими электромагнитной волны; $0 \leq \gamma_\Pi \leq \frac{\pi}{2}$.

Второй элемент $p_{\Pi 2} = \sin \gamma_\Pi e^{j\varphi_\Pi}$ двухкомпонентного вектора поляризации называется *фазором*. Он полностью определяет поляризацию электромагнитной волны (ЭМВ) (первый элемент не несет дополнительной информации и используется только для компактного векторного представления).

При $\varphi_\Pi = 0$ будем иметь линейную поляризацию с углом наклона плоскости поляризации, равным γ . При этом вектор напряженности электрического поля

$$\vec{E} = \underbrace{\cos \gamma_\Pi \mathbf{k}_1}_{\vec{E}_B} + \underbrace{\sin \gamma_\Pi \mathbf{k}_1}_{\vec{E}_T} = \vec{E}_B + \vec{E}_T \quad (1.60)$$

является суммой векторов напряженности вертикально и горизонтально поляризованных компонентов, колеблющихся с одной фазой.

Если амплитуды ортогональных компонентов волны одинаковы, то угол γ кратен $\frac{\pi}{4}$. При $\varphi_\Pi = \frac{\pi}{2}$ получим круговую поляризацию. В общем случае получаем эллиптическую поляризацию любого (в зависимости от знака разности фаз) направления вращения.

В общем случае для вектора напряженности электромагнитной волны можно записать

$$\dot{E} = \dot{E}_m e^{j\varphi} \mathbf{p}_\Pi^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix} = E_m e^{j\varphi} (p_{\Pi 1} \mathbf{k}_1 + p_{\Pi 2} \mathbf{k}_2), \quad (1.61)$$

где E_m – амплитуда, а φ – фаза волны.

Аналогично поляризационные параметры антенны определяются двухкомпонентным вектором поляризации антенны

$$\mathbf{p}_A = \begin{pmatrix} \cos \gamma_A \\ \sin \gamma_A e^{j\varphi_A} \end{pmatrix}, \quad (1.62)$$

а векторная ДН антенны примет вид

$$\dot{F}(\alpha) = F_{Am}(\alpha) e^{j\varphi_A(\alpha)} \mathbf{p}_A^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix} = F_{Am}(\alpha) e^{j\varphi_A(\alpha)} (p_{A1} \mathbf{k}_1 + p_{A2} \mathbf{k}_2). \quad (1.63)$$

Напряжение на выходе антенны прямо пропорционально скалярному произведению вектора напряженности и векторной ДН (для ортонормированного базиса $\mathbf{k}_1\mathbf{k}_2 = 0$; $\mathbf{k}_1\mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_2\mathbf{k}_2 = 1$):

$$\dot{U}_{\text{вых}} = E_m F_{Am}(\alpha) e^{j(\varphi_A(\alpha) + \varphi)} (p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}). \quad (1.64)$$

Если

$$\mathbf{p}_{\Pi} = \mathbf{p}_A^*, \quad (1.65)$$

то антенна согласована по поляризации с электромагнитной волной. При этом выражение в скобках из (1.64) равно

$$p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2} = p_{\Pi 1}^2 + |\dot{p}_{\Pi 2}|^2 = 1. \quad (1.66)$$

Если

$$p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2} = 0, \quad (1.67)$$

то поляризация антенны *ортогональна* поляризации электромагнитной волны.

Выражение (1.67) эквивалентно

$$p_{\Pi 1} p_{A1} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2} = \cos \gamma_{\Pi} \cos \gamma_A + \sin \gamma_{\Pi} \sin \gamma_A e^{j\varphi_{\Pi}} e^{j\varphi_A} = 0,$$

откуда

$$\varphi_{\Pi} = -\varphi_A + \pi; \quad \gamma_A = \arctg \frac{1}{\operatorname{tg} \gamma_{\Pi}}. \quad (1.68)$$

Пусть векторные ДН каждого из приемных каналов на рис. 1.17 имеют вид

$$\dot{F}_1(\alpha) = F_{Am}^{(1)}(\alpha) e^{j\varphi_0^{(1)}(\alpha)} (p_{A1}^{(1)} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}^{(1)} \mathbf{k}_2);$$

$$\dot{F}_2(\alpha) = F_{Am}^{(2)}(\alpha) e^{j\varphi_0^{(2)}(\alpha)} (p_{A1}^{(2)} \mathbf{k}_1 + \dot{p}_{A2}^{(2)} \mathbf{k}_2).$$

Векторную ДН простейшей двухканальной системы обработки можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{F}_{A\Sigma}(\alpha) &= \dot{F}_1(\alpha) \omega_1^* + \dot{F}_2(\alpha) \omega_2^* = \\ &= \underbrace{(F_{Am}^{(1)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(1)}(\alpha)} p_{A1}^{(1)} \omega_1^* + F_{Am}^{(2)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(2)}(\alpha)} p_{A1}^{(2)} \omega_2^*)}_{\dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha) - \text{составляющая на первой поляризации}} \mathbf{k}_1 + \\ &+ \underbrace{(F_{Am}^{(1)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(1)}(\alpha)} p_{A2}^{(1)} \omega_1^* + F_{Am}^{(2)}(\alpha) e^{j\varphi_A^{(2)}(\alpha)} p_{A2}^{(2)} \omega_2^*)}_{\dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha) - \text{составляющая на второй поляризации}} \mathbf{k}_2 = \\ &= \dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha) \mathbf{k}_1 + \dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha) \mathbf{k}_2 = F_{\Sigma m}(\alpha) e^{j\varphi_1} \mathbf{p}_{\Sigma}^T \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (1.69)$$

где модуль, фаза результирующей ДН и вектор ее поляризации

$$F_{\Sigma m}(\alpha) = \sqrt{|\dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha)|^2 + |\dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha)|^2}; \quad \varphi_1 = \arg \dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha); \quad (1.70)$$

$$\mathbf{p}_\Sigma = \begin{pmatrix} \frac{|\dot{F}_{A\Sigma_1}(\alpha)|}{F_{\Sigma m}(\alpha)} \\ \frac{\dot{F}_{A\Sigma_2}(\alpha)e^{j\varphi_2}}{F_{\Sigma m}(\alpha)} \end{pmatrix}. \quad (1.71)$$

Как следует из (1.70), изменяя весовые коэффициенты системы обработки, можно обеспечить любую результирующую поляризацию на прием.

Физика поляризационной селекции полезного сигнала на фоне помехи для случая линейной поляризации и при одинаковых направлениях прихода полезного сигнала и помехи иллюстрируется на рис. 1.18, где показаны $\mathbf{p}_c, \mathbf{p}_n$ – векторы поляризации полезного сигнала и помехи; \vec{F}_1, \vec{F}_2 – векторные ДН антенн первого и второго приемных каналов в заданном направлении.

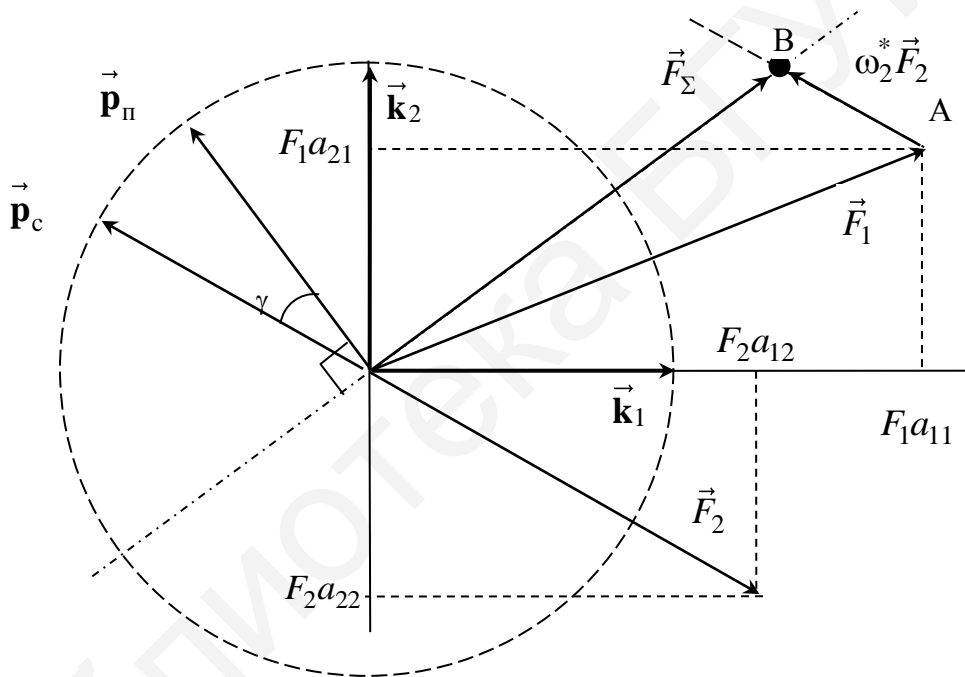


Рис. 1.18. Иллюстрация поляризационной обработки в простейшей системе поляризационной компенсации

Пусть в системе обработки установлено $\omega_1 = 1$, то есть подстройка поляризации возможна только за счет управления весовым коэффициентом ω_2 во втором канале.

Для полной компенсации помехи необходимо, чтобы вектор \vec{F}_Σ результирующей ДН был ортогонален вектору \mathbf{p}_n , то есть лежал на прямой, показанной на рис. 1.18 штрихпунктиром. Проведем через точку А (конец вектора \vec{F}_1) прямую, параллельную вектору \vec{F}_2 , и измерим расстояние l от конца вектора \vec{F}_1 до точки пересечения В этой прямой и прямой, обозначенной штрихпунктиром. Требуемая для компенсации помехи величина модуля весового ко-

эфффициента $|\omega_2| = \ell / |\vec{F}_2(\alpha)|$. Знак весового коэфффициента определяется знаком скалярного произведения векторов $\vec{F}_2(\alpha)$ и \overrightarrow{AB} .

При оптимальном для полной компенсации помехи весовом коэфффициенте может происходить и частичная компенсация полезного сигнала. Если вектор поляризации полезного сигнала ортогонален вектору поляризации помехи, то сигнал будет приниматься на согласованной поляризации. При уменьшении угла γ между векторами поляризации сигнала и помехи степень подавления сигнала увеличивается и в пределе, когда $\gamma = 0$, полезный сигнал подавляется вместе с помехой.

Найдем корреляционный момент связи комплексных напряжений на выходе двух приемных антенн с векторами поляризации $\mathbf{p}_A^{(1)}$ и $\mathbf{p}_A^{(2)}$ при фиксированной поляризации помехи $\mathbf{p}_\Pi = \text{const}$. Для напряжений на выходах антенн запишем:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{\text{вых}_1}(t) &= \dot{E}_m(t) F_{Am}^{(1)} e^{j\varphi_A^{(1)}} (p_{\Pi 1} p_{A1}^{(1)} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}^{(1)}); \\ \dot{U}_{\text{вых}_2}(t) &= \dot{E}_m(t) F_{Am}^{(2)} e^{j\varphi_A^{(2)}} (p_{\Pi 1} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}^{(2)}).\end{aligned}$$

Корреляционный момент связи и мощности процессов

$$\begin{aligned}\dot{R}_{12} &= \overline{\dot{U}_{\text{вых}_1}(t) U_{\text{вых}_2}^*(t)} = \\ &= \overline{|\dot{E}_m(t)|^2 F_{Am}^{(1)} F_{Am}^{(2)} e^{j(\varphi_A^{(1)} - \varphi_A^{(2)})} (p_{\Pi 1} p_{A1}^{(1)} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}^{(1)}) (p_{\Pi 1} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}^{(2)})}; \\ \sigma_1^2 &= \overline{|\dot{U}_{\text{вых}_1}(t)|^2} = \overline{|\dot{E}_m(t)|^2 (F_{Am}^{(1)})^2 |p_{\Pi 1} p_{A1}^{(1)} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}^{(1)}|^2}; \\ \sigma_2^2 &= \overline{|\dot{U}_{\text{вых}_2}(t)|^2} = \overline{|\dot{E}_m(t)|^2 (F_{Am}^{(2)})^2 |p_{\Pi 1} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{\Pi 2} \dot{p}_{A2}^{(2)}|^2}.\end{aligned}\quad (1.72)$$

Как легко убедиться из (1.72), модуль коэфффициента корреляции помехи на выходе двух приемных каналов

$$|\dot{r}_{12}| = \frac{|\dot{R}_{12}|}{\sigma_1 \sigma_2} = 1.\quad (1.73)$$

Другая ситуация имеет место при хаотической или изменяющейся поляризации помехи. Пусть вектор поляризации помехи

$$\mathbf{p}_\Pi(t) = \begin{pmatrix} \cos(\omega_\Pi t) \\ \sin(\omega_\Pi t) \end{pmatrix},\quad (1.74)$$

где ω_Π – круговая частота изменения вектора поляризации. Как видно из (1.74), поляризация в пределах периода повторения, оставаясь линейной, дважды изменяется от вертикальной до горизонтальной.

Тогда

$$\begin{aligned} \dot{R}_{12} &= \frac{\omega_{\Pi}}{2\pi} |\dot{E}_m(t)|^2 F_{Am}^{(1)} F_{Am}^{(2)} e^{j(\varphi_A^{(1)} - \varphi_A^{(2)})} \times \\ &\times \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_{\Pi}}} (\cos(\omega_{\Pi} t) p_{A1}^{(1)} + \sin(\omega_{\Pi} t) \dot{p}_{A2}^{(1)}) (\cos(\omega_{\Pi} t) p_{A1}^{(2)} + \sin(\omega_{\Pi} t) \dot{p}_{A2}^{(2)}) dt = \\ &= \frac{|\dot{E}_m(t)|^2}{2} F_{Am}^{(1)} F_{Am}^{(2)} e^{j(\varphi_A^{(1)} - \varphi_A^{(2)})} (p_{A1}^{(1)} p_{A1}^{(2)} + \dot{p}_{A2}^{(1)} (\dot{p}_{A2}^{(2)})^*). \end{aligned} \quad (1.75)$$

Мощности помехи на выходе рассчитываются аналогично. Модуль коэффициента корреляции (1.73) для помехи с изменяющейся поляризацией (1.74) будет меньше единицы. На рис. 1.19, а приведены результаты расчета $|\dot{r}_{12}|$, на рис. 1.19, б – потенциального коэффициента подавления помехи $K_{\Pi} = (1 - |\dot{r}_{12}|^2)^{-1}$ для двух приемных антенн в виде вибраторов, углы установки которых отличаются на величину $\Delta\gamma$.

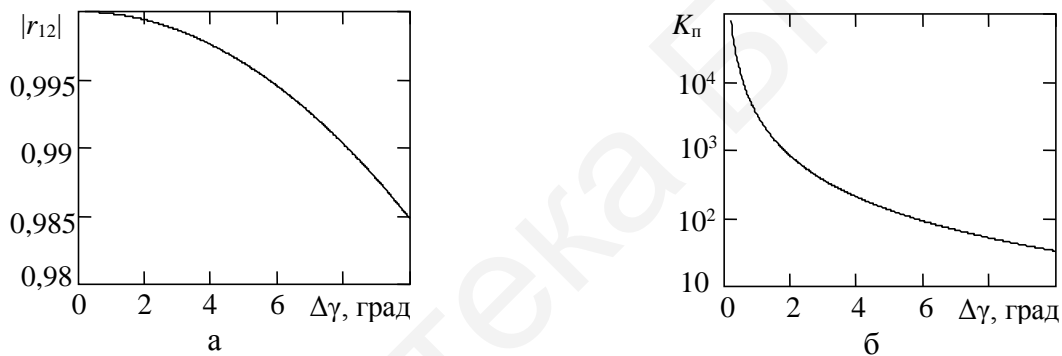


Рис. 1.19. Модуль коэффициента корреляции (а) и потенциальный коэффициент компенсации помехи с изменяющейся поляризацией (б) в двухканальной системе с различающимися поляризационными характеристиками

В общем случае, если две антенны имеют различающуюся поляризацию, а помеха – фиксированную поляризацию, то модуль коэффициента корреляции помехи на выходах двух антенн равен единице. Но если помеха имеет хаотическую или изменяющуюся поляризацию, то модуль коэффициента корреляции становится меньше единицы.

В реальных системах приемные антенны из-за ошибок углов установки, разного влияния краевых токов на элементы антенных решеток, находящихся в центре и на краях апертуры, технологического разброса изготовления антенн и других факторов всегда имеют различающуюся поляризацию. Это, во-первых, ограничивает степень подавления внешних помех с хаотической (изменяющейся) поляризацией, во-вторых, требует удвоения числа каналов для соответствующей «подстройки» поляризации адаптированного канала в направлении источников воздействующих помех.

Формирование весовых коэффициентов в системе пространственно-поляризационной обработки осуществляется адаптивно, аналогично системам пространственной обработки.

1.2.6. Показатели качества функционирования подсистем адаптивной пространственной компенсации помех

Достижимое качество пространственной обработки может быть охарактеризовано следующими показателями и характеристиками:

1) мощностью каждого из источников помех на выходе системы обработки:

$$\begin{aligned} P_m^{\text{ВЫХ}} &= \overline{|\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \dot{X}_m(t)|^2} = \overline{\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \dot{X}_m(t) (\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \dot{X}_m(t))^+} = \\ &= \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}_{\text{пм}} \underbrace{\overline{\dot{X}_m(t) X_m^*(t)}}_{=P_m} \mathbf{f}_{\text{пм}}^+ \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}^+ \underbrace{P_m \mathbf{f}_{\text{пм}} \mathbf{f}_{\text{пм}}^+}_{=\Phi_{\text{пм}}} \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}^+ \Phi_{\text{пм}} \boldsymbol{\omega}; \end{aligned} \quad (1.76)$$

2) мощностью взвешенных внутренних шумов:

$$P_{\text{ш}}^{\text{ВЫХ}} = \overline{|\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{n}|^2} = \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{n} (\boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{n})^+ = \boldsymbol{\omega}^+ \underbrace{\mathbf{n} \mathbf{n}^+}_{=P_{\text{ш}} \mathbf{I}} \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}^+ \boldsymbol{\omega} = P_{\text{ш}} |\boldsymbol{\omega}|^2, \quad (1.77)$$

откуда коэффициент увеличения внутренних шумов

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш}}^{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ш}}} = |\boldsymbol{\omega}|^2; \quad (1.78)$$

3) мощностью помех и взвешенных внутренних шумов на выходе системы обработки:

$$P_{\text{п+ш}} = \sum_{m=1}^M P_m^{\text{ВЫХ}} + P_{\text{ш}} |\boldsymbol{\omega}|^2 = \boldsymbol{\omega}^+ \Phi \boldsymbol{\omega}; \quad (1.79)$$

4) адаптированной ДН (на заданной частоте):

$$\dot{F}_a(\alpha) = \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f}(\alpha) \quad (1.80)$$

и ее значениями $\dot{F}_a(\alpha_c)$, $\dot{F}_a(\alpha_{\text{пм}})$ в направлении источника полезного сигнала и воздействующих помех.

Из приведенных показателей могут быть получены коэффициенты компенсации помех в системах с остронаправленной антенной или при синфазном фазировании, коэффициенты подавления полезного сигнала и другие необходимые показатели.

Теоретически реализация пространственной обработки способна обеспечить снижение спектральной плотности мощности воздействующих помех до уровня ниже собственных шумов приемных каналов. Однако на практике такая высокая эффективность не достигается. Основные факторы, снижающие эффективность пространственной обработки, анализируются в разд. 5.

1.3. Заключительные замечания и ссылки

Изложенные в настоящем разделе сведения могут рассматриваться как краткое введение в предметную область пространственной обработки и оценивания угловых координат полезных сигналов на фоне помех. Объем литературы по способам и алгоритмам пространственной обработки в настоящее время до-

статочно значителен. Это создает определенные неудобства как для обучающихся (магистрантов, аспирантов), так и в некоторой степени для сложившихся специалистов в области радиотехнических систем. По мнению автора, наиболее доступно для понимания принципы как пространственной обработки, так и современных методов «сверхразрешения» изложены в книге М. В. Ратынского [132]. Также могут быть рекомендованы учебные пособия В. А. Григорьева [37, 38] и книги под редакцией Я. Д. Ширмана [176] и А. А. Пистолькорса [128]. Безусловно, настоящей энциклопедией алгоритмов пространственной обработки является книга известных зарубежных специалистов Р. Монзинго и У. Миллера [118], обращение к которой рекомендуется после первоначального знакомства с этой предметной областью. По вопросам построения моноимпульсных пеленгаторов радиолокационных средств по-прежнему актуальной является монография А. И. Леонова и К. И. Юдина [108]. Обобщение принципов построения и теории моноимпульсной пеленгации с использованием фазированных антенных решеток выполнено в [134].

Значительным является и объем литературы по построению многоканальных систем компенсации помех и пеленгации для конкретных типов радиотехнических систем. Систематическое изложение теории пространственной обработки в приложении к доплеровским головкам самонаведения и аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем представлено в [28, 29] и [36, 60–69] соответственно. Построение пеленгационных антенных систем средств радиомониторинга изложено в [30, 72, 115, 121, 129–131, 135, 139, 150 и др.].

Дальнейшее развитие методов пространственной обработки может быть достигнуто при оптимизации пространственных структур многоканальных антенных систем. С этим направлением можно ознакомиться в работах [104, 124–126].

2. СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМАХ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ

При изложении в предыдущем разделе общих положений теории пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех, во-первых, считались известными статистические характеристики (корреляционная матрица) внешних помех и внутренних шумов, во-вторых, направление на источник полезного (отраженного) сигнала также предполагалось известным. Это является достаточно существенным упрощением и обуславливает необходимость синтеза соответствующих структур и алгоритмов обработки в многоканальных приемных системах моноимпульсных РЛСр с адаптивной ПКП для условий априорной неопределенности.

Синтез необходимо проводить с учетом внешнесистемных требований к РЛСр, определяемых решаемыми ими задачами.

При функционировании РЛСр в режиме поиска воздушных объектов решаются задачи обнаружения и измерения координат объектов в заданной зоне $\Delta_{\Pi} = \Delta_{\alpha} \times \Delta_{\beta}$ углов по азимуту Δ_{α} и углу места Δ_{β} . При этом главный лепесток однолучевой ДН антенны РЛСр или совокупность лепестков многолучевой ДН на каждом интервале зондирования ориентируется в направлении, совпадающем с направлением излучения зондирующего сигнала (возможного положения объекта локации). Просмотр заданной зоны углов (рис. 2.1) обеспечивается при перемещении направлений излучения зондирующих и приема отраженных сигналов, как правило, с перекрытием в 20...30 % от ширины главного лепестка ДН антенны РЛСр.

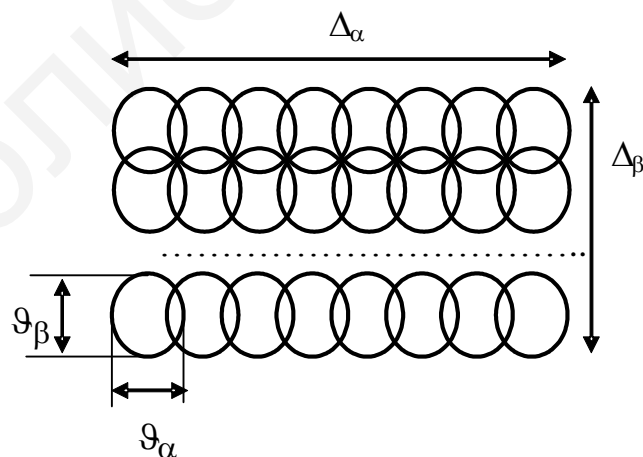


Рис. 2.1. К обоснованию требований РЛСр с адаптивной ПКП

Исходя из требований к скорости обзора и темпу обновления радиолокационной информации, в типовых условиях необходимо обеспечить возможность измерения угловых координат (α_0, β_0) объектов в последовательно или

параллельно анализируемых областях $\Omega_{ГЛ}$, задаваемых уравнением

$$\frac{(\alpha_0 - \alpha_{ГЛ})^2}{\vartheta_\alpha^2 \eta^2} + \frac{(\beta_0 - \beta_{ГЛ})^2}{\vartheta_\beta^2 \eta^2} \leq 1, \quad (2.1)$$

где $\vartheta_\alpha, \vartheta_\beta$ – ширина главного лепестка ДН антенны РЛСр на передачу/прием по азимуту и углу места; $(\alpha_{ГЛ}, \beta_{ГЛ})$ – угловое положение максимума главного лепестка ДН антенны РЛСр на передачу; η – коэффициент, определяющий степень уменьшения размеров рабочей области измерителя в сравнении с размерами главного лепестка ДН антенны РЛСр.

Исходя из условия сохранения поисковых возможностей РЛС с адаптивной ПКП на уровне РЛС без ПКП, в режиме поиска $\eta = \eta_{об} = 0,5 \dots 0,8$, в режиме сопровождения $\eta = \eta_c = 0,5 \dots 0,8$.

В заданной области углов должны обеспечиваться:

- стабилизация коэффициента усиления антенны оптимизированного для обнаружения (суммарного) канала РЛСр;
- решение задачи пеленгации полезного сигнала с уровнями систематических и флуктуационных ошибок не выше заданных.

Вне заданной области должна быть достигнута максимальная степень компенсации внешних помех.

Априорные сведения о помехах и полезном сигнале ограничиваются следующими условиями:

- число источников помех не может превышать величину M_{max} , распределение источников помех в пространстве – неизвестное, произвольное;
- направление прихода единственного полезного сигнала распределено по неизвестному закону в области $\Omega \in \Omega_{ГЛ}$, где $\Omega_{ГЛ}$ – заданная пространственная область, параметры которой соответствуют внешнесистемному требованию к РЛСр с адаптивной ПКП.

В дальнейшем без нарушения общности для упрощения объема выкладок будем рассматривать случай обнаружения/пеленгации в одной плоскости, когда положение источника сигнала (помех) определяется углом α между направлением на источник и нормалью к плоскости приемной системы.

2.1. Обработка сигналов в многоканальных приемных системах на базе алгоритма с полным анализом всех составляющих функции правдоподобия

Идеи алгоритма с *полным анализом всех составляющих* функции правдоподобия или *коррекцией пеленгационной характеристики* были предложены в [70, 71, 170].

Сущность алгоритма рассмотрим на основе следующих соображений. Обработке подвергается вектор-столбец $\mathbf{y} = \mathbf{y}_ш + \mathbf{y}_п + \mathbf{y}_c$ отсчетов суммы собственных шумов (ш) приемных каналов, внешних помех (п) и отраженного сиг-

нала (с) на выходе приемных каналов после выполнения в каждом канале идентичной временной обработки (согласованной фильтрации сигналов), взятый в некоторый момент времени t_3 , соответствующий ожидаемому времени задержки отраженного сигнала. Рассматривается случай *классифицированной выборки*, то есть имеется истинная корреляционная матрица Φ_{Π} суммы внутренних шумов и внешних помех на выходах приемных каналов или ее оценка $\hat{\Phi}_{\Pi}$. Истинное угловое положение цели составляет α_c . Необходимо сформировать оценку углового положения цели $\hat{\alpha}_c$.

Просканируем (виртуально, то есть математически) заданную угловую область $\Omega_{\GammaЛ}$ с использованием вектора $\mathbf{f}(\alpha)$ с некоторой дискретностью $\delta\alpha$ и образуем отсчеты адаптированного канала после компенсации помех:

$$\dot{Y}_a(\alpha) = \boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\mathbf{y} = \boldsymbol{\omega}^+(\alpha)(\mathbf{y}_{\text{ш}} + \mathbf{y}_{\text{п}}) + \boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\mathbf{y}_c, \quad (2.2)$$

где $\boldsymbol{\omega}(\alpha) = \Phi_{\Pi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha)$ – ВВК для критерия максимума ОСПШ.

Эти отсчеты содержат взвешенные внутренние шумы и некомпенсированные остатки внешних помех с оценкой мощностей:

$$\hat{P}_{\text{ш+п}}(\alpha) = \boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\Phi_{\Pi}\boldsymbol{\omega}(\alpha) = \mathbf{f}^+(\alpha)\Phi_{\Pi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha) \quad (2.3)$$

и отсчеты измененного отраженного сигнала $\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\mathbf{y}_c$.

Отсчеты $\dot{Y}_a(\alpha)$ содержат информацию об угловом положении цели, однако мощность $\hat{P}_{\text{ш+п}}(\alpha)$ взвешенных внутренних шумов и остатков помех является нестационарной по углу α . В соответствии с классическими принципами оптимальной обработки полезных сигналов на фоне гауссовских помех [73, 145, 148, 152, 176] необходимо выполнить «обеление» шума и построить функцию правдоподобия на основе сравнения (корреляции) с ожидаемым (и измененным при обелении!) опорным сигналом.

Для операции обеления запишем

$$\dot{Z}(\alpha) = \frac{\dot{Y}_a(\alpha)}{\sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}}(\alpha)}} = \frac{\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\mathbf{y}}{\sqrt{\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\Phi_{\Pi}\boldsymbol{\omega}(\alpha)}}, \quad (2.4)$$

при этом мощность суммы внутренних шумов и внешних помех после временного обеления для классифицированной выборки $|\boldsymbol{\omega}^+(\mathbf{y}_{\text{ш}} + \mathbf{y}_{\text{п}})|^2 / \hat{P}_{\text{ш+п}} = 1$.

Опорный (ожидаемый) сигнал при условии, что цель имеет угловое положение $\alpha \notin \Omega_{\GammaЛ}$,

$$\dot{Z}_{\text{оп}}(\alpha) = \frac{\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\mathbf{f}(\alpha)}{\sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}}(\alpha)}} = \frac{\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\mathbf{f}(\alpha)}{\sqrt{\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\Phi_{\Pi}\boldsymbol{\omega}(\alpha)}}. \quad (2.5)$$

В данном случае оцениваемый параметр α_c является энергетическим, так как в процессе виртуального сканирования происходит изменение значения адаптированной ДН в направлении на источник отраженного сигнала. С учетом указанного обстоятельства в качестве функции правдоподобия примем квадрат

модуля нормированной взаимной корреляционной функции принимаемого и опорного сигнала. Для функции правдоподобия можно записать

$$\Psi(\mathbf{y} / \alpha) = \frac{|\dot{Z}(\alpha)Z_{\text{оп}}^*(\alpha)|^2}{|\dot{Z}_{\text{оп}}(\alpha)|^2} = \left| \mathbf{y}^+ \frac{\boldsymbol{\omega}(\alpha)\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)}{\sqrt{\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)\boldsymbol{\Phi}_{\Pi}\boldsymbol{\omega}(\alpha)}} \mathbf{f}(\alpha) \right|^2 = \frac{|\mathbf{y}^+ \mathbf{W} \mathbf{f}(\alpha)|^2}{\hat{P}_{\text{ш+п}}(\alpha)}, \quad (2.6)$$

где \mathbf{W} – матрица обработки, $\mathbf{W} = \boldsymbol{\omega}(\alpha)\boldsymbol{\omega}^+(\alpha)$, а $\hat{P}_{\text{ш+п}}(\alpha)$ определяется (2.3).

Выражения для матрицы обработки можно также переписать в виде

$$\mathbf{W} = \boldsymbol{\Phi}_{\Pi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha) \mathbf{f}^+(\alpha) \boldsymbol{\Phi}_{\Pi}^{-1}. \quad (2.7)$$

Таким образом, для оценивания угловой координаты полезного сигнала необходимо с определенной дискретностью $\delta\alpha$ виртуально просканировать заданную область углов $\Omega_{\text{ГЛ}}$, вычислить дискретные значения функции правдоподобия (2.6) для значений углов $\alpha_i = \alpha_{\text{ГЛ}}^0 + (i-1)\delta\alpha$, $i = \overline{1, I}$, $I = \Omega_{\text{ГЛ}} / \delta\alpha$ и определить угол $\hat{\alpha} = \alpha_i$, для которого функция правдоподобия принимает наибольшее значение. Значение указанной оценки может быть уточнено путем интерполяции.

Выражение (2.6) может быть также получено при единственном полезном сигнале с использованием подхода, изложенного в [170].

Вид типичной функции правдоподобия (ФП) для одной из принимаемых реализаций показан на рис. 2.2. В направлении на помеху в ФП формируется глубокий провал. Максимум ФП с учетом флуктуационных ошибок примерно совпадает с направлением на полезный сигнал.

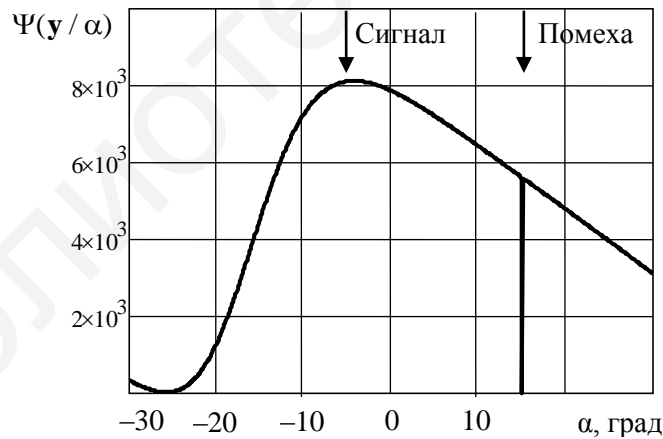


Рис. 2.2. Вид ФП при классифицированной выборке

Отметим, что при пеленгации в одной плоскости требуемое число вычисляемых дискретных значений функции правдоподобия $I = 10 \dots 20$, а при пеленгации в двух плоскостях увеличивается квадратично. Это обстоятельство определяет большую вычислительную сложность алгоритма и ограничения в его практической реализации.

Случай неклассифицированной выборки

Рассмотренный случай классифицированной выборки имеет место, если формирование оценки

$$\hat{\Phi}_{\Pi} = \frac{1}{K} \sum_{k \Delta t \neq t_{\Gamma Л}} y(t_k) y^+(t_k) \quad (2.8)$$

корреляционной матрицы осуществлять по отсчетам принимаемой реализации на выходе согласованных фильтров (в каждом приемном канале), расположенных справа и слева от анализируемого элемента разрешения с временем задержки t_z (рис. 2.3). При этом большая часть энергии полезного сигнала не участвует в формировании корреляционной матрицы, и выборка оказывается близкой к классифицированной.

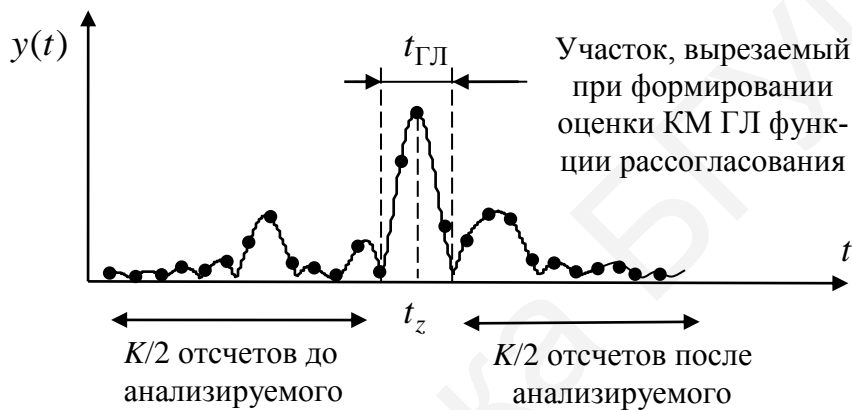


Рис. 2.3. К формированию оценки КМ на выходе согласованного фильтра

В ряде случаев, например, при аппаратных ограничениях или при использовании квазинепрерывного излучения формирование корреляционной матрицы и в целом ПКП реализуется до этапа временной обработки в той же полосе частот непосредственно по сигналам $x(t)$ приемных каналов без согласованной фильтрации. Рассмотрим наиболее характерный случай использования в РЛСр сложных сигналов с коэффициентом сжатия B .

Для неклассифицированной выборки полезный сигнал будет рассматриваться подсистемой ПКП как помеха, подлежащая компенсации. При этом подавление будет отсутствовать в одном из опорных направлений $\alpha_i = \alpha_c$. При отклонении от направления α_c коэффициент подавления полезного сигнала будет тем больше, чем больше отношение сигнал/шум на входе согласованного фильтра.

Для неклассифицированной выборки оценка $\hat{P}_{\Pi+\Pi}(\alpha_c)$ мощности помехи, используемая при нормировках (2.4), (2.5), будет включать также мощность сигнала на входе согласованного фильтра:

$$\hat{P}_{\Pi+\Pi}(\alpha_c) = \omega^+(\alpha_c) \Phi_{\Pi} \omega(\alpha_c) + \frac{1}{B} \omega^+(\alpha_c) \Phi_c \omega(\alpha_c), \quad (2.9)$$

где $\Phi_c = P_c \mathbf{f}(\alpha_c) \mathbf{f}^+(\alpha_c)$ – ковариационная матрица полезного сигнала.

При этом сигнальная компонента выходного сигнала (2.4) согласованного фильтра при $\alpha_i = \alpha_c$ составит

$$\begin{aligned} \dot{Z}_c &= \frac{\sqrt{P_c} \omega^+(\alpha_c) y}{\sqrt{\omega^+(\alpha_c) \Phi_{\Pi} \omega(\alpha_c) + \frac{P_c}{B} |\omega^+(\alpha_c) f(\alpha_c)|^2}} = \\ &= \frac{\sqrt{P_c} \omega^+(\alpha_c) y}{\sqrt{\omega^+(\alpha_c) \Phi_{\Pi} \omega(\alpha_c)} \sqrt{1 + \frac{1}{B} \frac{P_c |\omega^+(\alpha_c) f(\alpha_c)|^2}{\omega^+(\alpha_c) \Phi_{\Pi} \omega(\alpha_c)}}} = \frac{\sqrt{P_c} \omega^+(\alpha_c) y}{\sqrt{\omega^+(\alpha_c) \Phi_{\Pi} \omega(\alpha_c)} \sqrt{1 + \frac{q_c^2}{B}}}, \quad (2.10) \end{aligned}$$

где $q_{\text{кл}}^2$ – отношение сигнал/помеха+шум на выходе пространственно-временной обработки для классифицированной выборки,

$$q_{\text{кл}}^2 = \frac{P_c |\omega^+(\alpha_c) f(\alpha_c)|^2}{\omega^+(\alpha_c) \Phi_{\Pi} \omega(\alpha_c)}.$$

Из (2.10) следует, что несмотря на некоторое подавление сигнальной компоненты выходного сигнала системы обработки при типовых значениях $B = 10^2 \dots 10^3$, полное подавление сигнальной компоненты наблюдаться на выходе не будет и возможность определения угловых координат сохранится.

Формируемая при неклассифицированной выборке функция правдоподобия (рис. 2.4) характеризуется более «острой» вершиной (из-за увеличения степени подавления полезного сигнала при отклонении направления фокусирования от направления на полезный сигнал), однако максимум ФП оказывается существенно меньше при классифицированной выборке, то есть отношение сигнал/помеха+шум снижается.

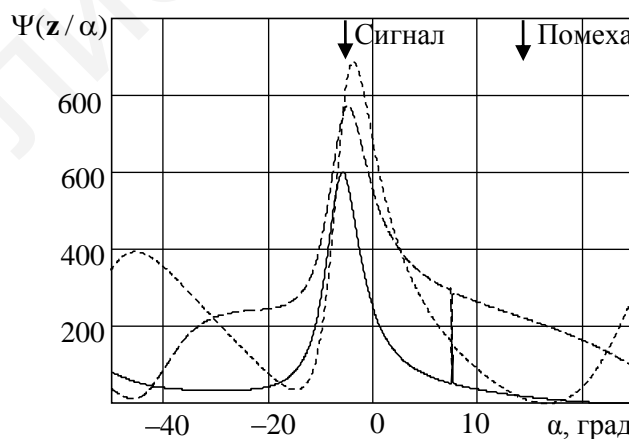


Рис. 2.4. Вид ФП при неклассифицированной выборке для трех реализаций входного сигнала

2.2. Обработка сигналов в многоканальных приемных системах на базе алгоритма с ограничениями

Рассмотренные в подразд. 2.1 алгоритмы совместного пеленгования с ПКП из-за процедуры «сканирования» заданной угловой области требуют больших вычислительных ресурсов. В ряде случаев необходимы *прямоотсчетные* алгоритмы оценивания угловых координат, аналогичные алгоритмам амплитудной пеленгации без ПКП с суммарным и разностными каналами, или алгоритмам фазовой пеленгации. Основной идеей построения указанных алгоритмов является *стабилизация пеленгационной характеристики* в заданной пространственной области.

С учетом изложенных ограничений и допущений функция правдоподобия для выборки длительностью $\Delta\tau_{\text{ПКП}}$ и объемом $k = \overline{1, K}$ отсчетов, взятых для определенности через интервалы времени $\Delta t = 1 / \Delta f_c$, $K = \Delta\tau_{\text{ПКП}} / \Delta t$, для рассматриваемого измерителя запишется в виде

$$\Psi(\theta) \sim |\Phi|^{-1} \prod_{k=1}^K \exp\left(-(\mathbf{y}_k - \dot{A}\dot{S}(t_k - \tau_3)\mathbf{f}(\alpha))^+ \Phi^{-1}(\mathbf{y}_k - \dot{A}\dot{S}(t_k - \tau_3)\mathbf{f}(\alpha))\right), \quad (2.11)$$

где $\theta = (\dot{A}, \alpha)$ – вектор неизвестных параметров (комплексной амплитуды и направления прихода) полезного сигнала; $\dot{A} = Ae^{j\varphi}$ (A, φ – неизвестные амплитуда и фаза полезного сигнала); τ_3 – времени задержки τ_3 , которое считается известным; Φ – корреляционная матрица процессов на выходах приемных каналов.

В соответствии с адаптивным байесовским подходом [136] заменим неизвестную корреляционную матрицу Φ ее максимально правдоподобной оценкой $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\Pi}$ для классифицированной выборки и $\hat{\Phi}(\theta) = \hat{\Phi}_{\Pi} + \hat{\Phi}_c(\theta)$ в общем случае для неклассифицированной выборки. В последнем случае оценка зависит от параметров сигнала θ .

Оптимальные по методу максимального правдоподобия оценки $\hat{A}, \hat{\varphi}, \hat{\alpha}$ параметров полезного сигнала могут быть найдены из решения системы уравнений правдоподобия:

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial \ln \Psi}{\partial A} \right|_{A=\hat{A}} = 0; & \left. \frac{\partial \ln \Psi}{\partial \varphi} \right|_{\varphi=\hat{\varphi}} = 0; & \left. \frac{\partial \ln \Psi}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\hat{\alpha}} = 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

С вычислительной точки зрения оценки (2.12) являются достаточно сложными и не могут быть найдены при ограниченном быстродействии устройств обработки за характерные для рабочих циклов РЛСр интервалы времени.

Для случая, когда оценки неинформативных параметров $\hat{A}, \hat{\varphi}$ известны, то есть оценка $\hat{\Phi}_{\Pi}$ зависит только от $\hat{\alpha}$, из (2.4) имеем:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln \Psi}{\partial \alpha} = & -\frac{KN}{2} \text{tr} \left(\widehat{\Phi}^{-1} \frac{\partial \widehat{\Phi}}{\partial \alpha} \right) - \sum_{k=1}^K \widehat{A}^* S^*(t_k - \tau_3) \mathbf{g}^+(\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \left(\mathbf{y}_k - \widehat{A} \dot{S}(t_k - \tau_3) \mathbf{f}(\alpha) \right) - \\ & - \sum_{k=1}^K \widehat{A} \dot{S}(t_k - \tau_3) \left(\mathbf{y}_k - \widehat{A} \dot{S}(t_k - \tau_3) \mathbf{s}(\widehat{\alpha}_0) \right)^+ \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{g}(\alpha) + \\ & + \sum_{k=1}^K \left(\mathbf{y}_k - \widehat{A} \dot{S}(t_k - \tau_3) \mathbf{f}(\alpha) \right)^+ \widehat{\Phi}^{-1} \frac{\partial \widehat{\Phi}}{\partial \alpha} \widehat{\Phi}^{-1} \left(\mathbf{y}_k - \widehat{A} \dot{S}(t_k - \tau_3) \mathbf{f}(\alpha) \right) = 0, \quad (2.13) \end{aligned}$$

где $\mathbf{g}(\alpha) = \frac{\partial \mathbf{f}(\alpha)}{\partial \alpha}$ – вектор-столбец производных ДН приемных каналов по оценке $\widehat{\alpha}_0$; $\frac{\partial \widehat{\Phi}}{\partial \alpha} = \widehat{A}^2 \left(\mathbf{g}(\alpha) \mathbf{f}^+(\alpha) + \mathbf{f}(\alpha) \mathbf{g}^+(\alpha) \right) - \widehat{A} \left(e^{-j\widehat{\varphi}} \mathbf{y} \mathbf{g}^+(\alpha) + e^{j\widehat{\varphi}} \mathbf{g}(\alpha) \mathbf{y}^+ \right)$ при неклассифицированной выборке.

Выражение (2.13) определяет искомый адаптивный алгоритм пеленгации при наличии априорной информации о комплексной амплитуде полезного сигнала и времени его прихода, который аналогично (2.12) оказывается сложным для практической реализации.

Для получения алгоритмов, которые могут быть реализованы с учетом аппаратурно-алгоритмических ограничений, необходимо выполнить переход к дискриминаторной схеме. Для этого запишем с точностью до постоянного слагаемого логарифм функции правдоподобия в виде

$$\begin{aligned} \ln \Psi(\alpha) = & -\frac{KN}{2} |\widehat{\Phi}| - \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k^+ \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{y}_k + \widehat{A}^* \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) \mathbf{y}_k^+ \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha) + \\ & + \widehat{A} \sum_{k=1}^K \dot{S}(t_k - \tau_3) \mathbf{f}^+(\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{y}_k - A^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{f}^+(\alpha_0) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha) \quad (2.14) \end{aligned}$$

и сформируем $\left. \frac{\partial \ln \Psi(\alpha)}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}}$ в виде разности функций правдоподобия в окрестности опорного направления $\alpha \in (\alpha_{\text{оп}} \pm \Delta\alpha)$:

$$\left. \frac{\partial \ln \Psi(\alpha)}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_c} \approx \frac{\ln \Psi(\alpha_{\text{оп}} + \Delta\alpha) - \ln \Psi(\alpha_{\text{оп}} - \Delta\alpha)}{2\Delta\alpha}. \quad (2.15)$$

Из (2.14), (2.15) имеем:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \ln \Psi(\alpha)}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}} & \approx \frac{1}{2\Delta\alpha} \widehat{A}^* \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) \mathbf{f}^+(\alpha_{\text{оп}} + \Delta\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{y}_k - \\ & - \frac{1}{2\Delta\alpha} \widehat{A}^* \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) \mathbf{f}^+(\alpha_{\text{оп}} - \Delta\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{y}_k - \\ & - \frac{A^2 K}{2\Delta\alpha} \left(\mathbf{f}^+(\alpha_{\text{оп}} + \Delta\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{\text{оп}} + \Delta\alpha) - \mathbf{f}^+(\alpha_{\text{оп}} - \Delta\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{\text{оп}} - \Delta\alpha) \right). \quad (2.16) \end{aligned}$$

Отметим, что входящие в (2.16) величины

$$\begin{aligned}\dot{Y}_{1k} &= \mathbf{f}^+ (\alpha_{\text{оп}} + \Delta\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{x}_k = \boldsymbol{\omega}_1^+ \mathbf{y}_k ; \\ \dot{Y}_{2k} &= \mathbf{f}^+ (\alpha_{\text{оп}} - \Delta\alpha) \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{y}_k = \boldsymbol{\omega}_2^+ \mathbf{y}_k ,\end{aligned}$$

где $\boldsymbol{\omega}_1, \boldsymbol{\omega}_2, \mathbf{f}_{1(2)}$ – векторы весовых коэффициентов при приеме с направлений $\alpha_{\text{оп}} \pm \Delta\alpha$, $\boldsymbol{\omega}_1 = \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}_1$, $\boldsymbol{\omega}_2 = \widehat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}_2$, $\mathbf{f}_{1(2)} = \mathbf{f}(\alpha_{\text{оп}} \pm \Delta\alpha)$.

В первом слагаемом и соответствующие комплексно-сопряженные величины во втором слагаемом представляют собой оценки полезного сигнала на выходе системы по критерию минимума среднего квадратического отклонения (максимума отношения «сигнал/помеха+шум») при условии, что направления прихода полезного сигнала составляют $\alpha_{\text{оп}} \pm \Delta\alpha$. Третье слагаемое в (2.16) представляет собой разность результирующих диаграмм направленности системы после обработки, и для случая пространственно-некоррелированных помех и симметричных диаграмм направленности элементов указанное слагаемое будет равно нулю. При наличии внешних помех третье слагаемое отражает изменение величины первой производной функции правдоподобия при искажениях результирующей диаграммы направленности в результате «выбеливания» внешних помех.

Структура (2.16) позволяет перейти к квазиоптимальным алгоритмам пеленгования. Для указанного перехода потребуем, чтобы третье слагаемое в (2.16) было равно нулю, то есть

$$\mathbf{f}_1^+ \boldsymbol{\omega}_1 = \mathbf{f}_2^+ \boldsymbol{\omega}_2 = F^* , \quad (2.17)$$

чтобы диаграммы направленности адаптированных парциальных каналов при $\alpha \in [\alpha_{\text{оп}} \pm \eta\vartheta_\alpha]$ соответствовали случаю приема полезного сигнала на фоне пространственно-некоррелированного шума:

$$\begin{cases} \mathbf{f}^+ (\alpha) \boldsymbol{\omega}_1 = \mathbf{f}^+ (\alpha) \mathbf{f}_1 ; \\ \mathbf{f}^+ (\alpha) \boldsymbol{\omega}_2 = \mathbf{f}^+ (\alpha) \mathbf{f}_2 , \end{cases} \quad (2.18)$$

а оценки \dot{Y}_{1k} и \dot{Y}_{2k} представляли собой условные или безусловные оценки по критерию минимума выходной мощности и были бы инварианты к наличию сигнальной составляющей в оценке ковариационной матрицы $\widehat{\Phi}$.

В этом случае для оценки угловой координаты получим

$$\hat{\alpha} = \alpha_{\text{оп}} + \frac{\partial \ln \Psi(\alpha)}{\partial \alpha} \Big|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}} \left(\frac{\partial^2 \ln \Psi(\alpha)}{\partial \alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_{\text{оп}}} \right)^{-1} . \quad (2.19)$$

Учитывая, что вторая производная логарифма функции правдоподобия при достаточно большом отношении сигнал/помеха+шум пропорциональна квадрату A^2 амплитуды полезного сигнала, удалим амплитуду в (2.17) путем подстановки оптимальной оценки \hat{A} амплитуды сигнала, деления на $A^2 = |\hat{A}|^2$ и использования нормированного к квадрату A^2 амплитуды полезного сигнала значения второй производной логарифма функции правдоподобия.

Используя [145] для оптимальной оценки \hat{A} комплексной амплитуды в точках $\alpha_{\text{оп}} \pm \Delta\alpha$, можно получить

$$\hat{A}_{1,2} = \frac{1}{KF^*} \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) \omega_{1(2)}^+ \mathbf{y}_k. \quad (2.20)$$

Заменив оценку (2.18) на среднюю по направлениям $\alpha_{\text{оп}} \pm \Delta\alpha$, получим

$$\hat{A} = \frac{1}{2} (\hat{A}_1 + \hat{A}_2) = \frac{1}{2KF^*} \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) (\omega_1^+ + \omega_2^+) \mathbf{y}_k. \quad (2.21)$$

Обозначив выходные сигналы суммарного и разностного каналов как

$$\dot{Y}_{\Sigma} = \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) (\omega_1^+ + \omega_2^+) \mathbf{y}_k; \quad (2.22)$$

$$\dot{Y}_{\Delta} = \sum_{k=1}^K S^*(t_k - \tau_3) (\omega_1^+ - \omega_2^+) \mathbf{y}_k, \quad (2.23)$$

подставив (2.22), (2.23) в (2.15) и далее в (2.19), с точностью до коэффициента нормировки получим

$$\hat{\alpha}_0 = \alpha_{\text{оп}} + \frac{1}{\mu} \frac{\text{Re}(\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Delta}^*)}{\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Sigma}^*}, \quad (2.24)$$

где μ – крутизна пеленгационной характеристики.

Выражение (2.24) определяет известный инвариантный к комплексной амплитуде \hat{A} полезного сигнала алгоритм моноимпульсного пеленгования для сигнала с известным временем прихода, проводимый над адаптированными сигналами парциальных каналов с образованием из них суммарного и разностного каналов с учетом условий (2.17), (2.18). При этом сами парциальные или суммарный и разностный каналы могут быть математическими в виде значений комплексных диаграмм направленности элементов системы в заданных направлениях либо физическими, образованными, например, на базе антенной решетки с соответствующими схемами диаграммообразования, обеспечивающими амплитудный или фазовый разнос, и ряда общих для них компенсационных каналов.

Для дальнейшего перехода к квазиоптимальным алгоритмам необходимо обеспечить инвариантность формирования оптимальных по критерию минимума среднего квадратического отклонения оценок полезного сигнала суммарного и разностного каналов к использованию оценки ковариационной матрицы $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{сп}}$ вместо корреляционной матрицы $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{п}}$.

Оценка неизвестного времени задержки $\hat{\tau}_3$ для обоих вариантов структуры с учетом инвариантности алгоритма формирования весовых коэффициентов к наличию полезного сигнала может быть выделена в самостоятельную задачу и решаться известными методами на основе анализа выходного сигнала суммарного канала.

Предъявляемым условиям (2.17), (2.18) удовлетворяет алгоритм Фроста [118, 181], весовые коэффициенты которого соответствуют критерию минимума выходной мощности

$$\boldsymbol{\omega}_{1(2)} = \arg \min_{\boldsymbol{\omega}_{1(2)}} \left(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \boldsymbol{\Phi}_{\Pi} \boldsymbol{\omega}_{1(2)} \right) \quad (2.25)$$

при наличии ограничений вида

$$\mathbf{C}^+ \boldsymbol{\omega}_{1(2)} = \mathbf{b}_{1(2)}^*, \quad (2.26)$$

где \mathbf{C} – матрица ограничений, составленная из вектор-столбцов амплитудно-фазового распределения (АФР) на элементах приемной системы в $r = \overline{1, R}$ точках ограничений с угловыми координатами $\alpha_r^{\text{огр}} \in [\alpha_{\text{оп}} \pm \eta \vartheta_{\alpha}]$, $\mathbf{C} = \left(\mathbf{f}(\alpha_1^{\text{огр}}), \mathbf{f}(\alpha_2^{\text{огр}}), \dots, \mathbf{f}(\alpha_R^{\text{огр}}) \right)$; $\mathbf{b}_{1(2)}$ – вектор-столбец значений результирующих диаграмм направленности парциальных каналов при приеме на фоне некоррелированных помех в заданных направлениях ограничений, $\mathbf{b}_{1(2)} = \left(\dot{F}_{\text{тр}1(2)}(\alpha_1^{\text{огр}}), \dot{F}_{\text{тр}1(2)}(\alpha_2^{\text{огр}}), \dots, \dot{F}_{\text{тр}1(2)}(\alpha_R^{\text{огр}}) \right)^T$.

Векторы-столбцы $\mathbf{b}_{1(2)}$ состояются из *требуемых значений* $\dot{F}_{\text{тр}1(2)}(\alpha_1^{\text{огр}})$ ДН адаптированных первого и второго каналов в заданных направлениях, что фактически обеспечивает синтез требуемой ДН в некоторой угловой области по совокупности заданных точек.

Решение оптимизационной задачи (2.25) при ограничении (2.26) выполняется методом неопределенных множителей Лагранжа [118, 181], что приводит к выражению вида

$$\boldsymbol{\omega}_{1(2)} = \boldsymbol{\Phi}_{\Pi}^{-1} \mathbf{C} \left(\mathbf{C}^+ \boldsymbol{\Phi}_{\Pi}^{-1} \mathbf{C} \right)^{-1} \mathbf{b}_{1(2)}^*. \quad (2.27)$$

Существенным с позиций преодоления априорной неопределенности свойством алгоритма Фроста является его инвариантность к использованию в (2.27) ковариационной матрицы $\boldsymbol{\Phi}_{\text{сн}}$ суммы сигнала и помех вместо корреляционной матрицы $\boldsymbol{\Phi}_{\Pi}$ помех.

Действительно, так как $\boldsymbol{\Phi}_{\text{сн}} = \boldsymbol{\Phi}_{\Pi} + A^2 \mathbf{f} \mathbf{f}^+$, то в заданных точках $\alpha_r^{\text{огр}}$ и некоторых их окрестностях будем иметь

$$\min_{\boldsymbol{\omega}} \left(\boldsymbol{\omega}^+ \boldsymbol{\Phi}_{\text{сн}} \boldsymbol{\omega} + a^2 \boldsymbol{\omega}^+ \mathbf{f} \mathbf{f}^+ \boldsymbol{\omega} \right) = \min_{\boldsymbol{\omega}} \left(\boldsymbol{\omega}^+ \boldsymbol{\Phi}_{\Pi} \boldsymbol{\omega} \right) + A^2 \left| \dot{F}_{\text{тр}}(\alpha_r^{\text{огр}}) \right|^2,$$

то есть оценки выходных сигналов каналов обработки можно трактовать как *оценки минимума выходной мощности суммы внешних помех и взвешенного шума при условии сохранения коэффициента усиления в заданных направлениях.*

Минимальное число точек ограничений для пеленгации в одной плоскости равно двум, а при пеленгации в двух плоскостях – четырем. Увеличение числа ограничений приводит к расширению области углов, в пределах которых возможно использование оценки матрицы $\hat{\boldsymbol{\Phi}}_{\text{сн}}$ вместо $\hat{\boldsymbol{\Phi}}_{\Pi}$. В то же время при использовании алгоритма с ограничениями число компенсируемых внешних помех снижается на число столбцов в матрице \mathbf{C} , то есть на число вводимых ограничений. Таким образом, число ограничений и их расположение должны

определяться компромиссно, с учетом внешнесистемных требований к измерителю и числу компенсируемых источников помех.

Использование алгоритма с ограничениями (2.25), (2.26) не накладывает никаких дополнительных требований на характеристики диаграмм направленности приемных каналов. Алгоритм может быть реализован как на базе полностью или частично адаптивных антенных решеток, так и на базе независимых основной моноимпульсной и компенсационных антенн, что более распространено на практике.

Отметим также, что при подстановке в (2.27) векторов-столбцов

$$\mathbf{f}_{\Sigma(\Delta)} = \left(\dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha_1^{\text{огр}}), \dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha_2^{\text{огр}}), \dots, \dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha_R^{\text{огр}}) \right)^T$$

желаемых адаптированных диаграмм направленности суммарного и разностного каналов вместо векторов-столбцов $\mathbf{f}_{1(2)}$ значений диаграмм направленности парциальных каналов в точках ограничений могут быть непосредственно получены оптимальные весовые коэффициенты $\boldsymbol{\omega}_{\Sigma(\Delta)}$ для формирования адаптированного суммарного и разностного каналов с диаграммами направленности $\dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha) = \boldsymbol{\omega}_{\Sigma(\Delta)}^+ \mathbf{f}(\alpha)$. Указанная ситуация иллюстрируется на рис. 2.5.

Для алгоритма Фроста при наличии двух и большего числа ограничений могут быть выделены две угловые области: область стабилизации адаптированной ДН, охватывающая углы между крайними ограничениями и некоторую часть углов, близких к ним, и область произвольного изменения ДН, где может осуществляться компенсация помех. Четкая граница между областями отсутствует.

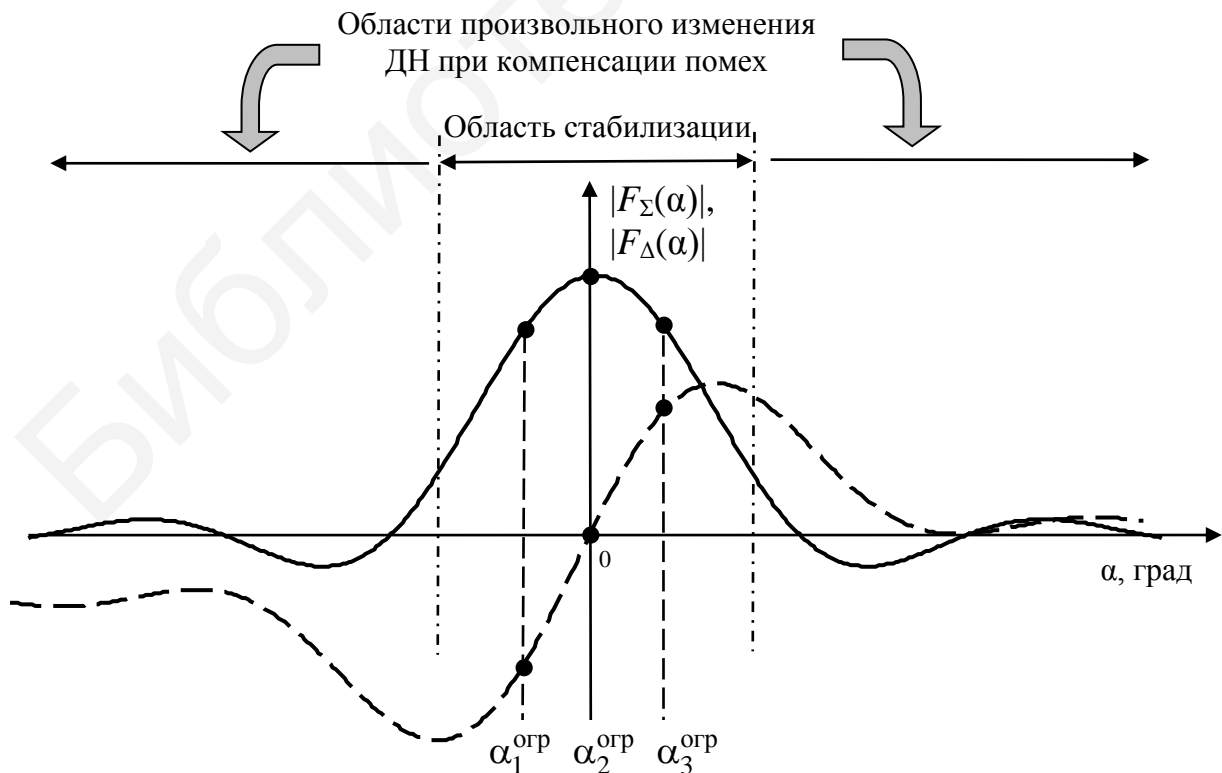


Рис. 2.5. Иллюстрация ограничений на значения ДН адаптированных суммарного (сплошная кривая) и разностного (пунктирная кривая) каналов

2.3. Обработка сигналов в многоканальных приемных системах на базе алгоритма с блокировкой

Пусть антенная система имеет два ($n=1, 2$) физических парциальных канала и $N-2$ компенсационных каналов. Диаграммы компенсационных каналов таковы, что $\dot{F}_n(\alpha) = 0$, $\alpha \in \Omega_{\text{ГЛ}}$, $n = \overline{3, N}$ (рис. 2.6).

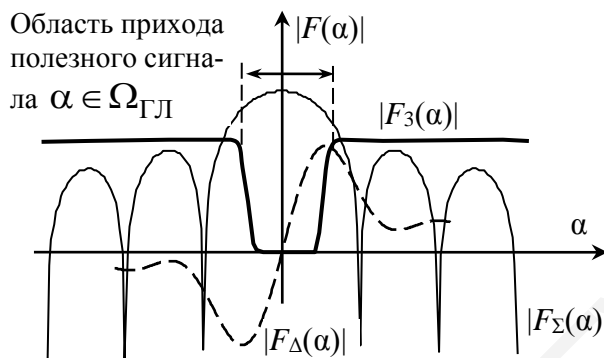


Рис. 2.6. Диаграммы направленности приемных каналов при блокировке полезного сигнала

Оптимальные по критерию минимума выходной мощности суммы нескомпенсированных остатков помех и взвешенных внутренних шумов оценки сигналов на выходах суммарного и разностных каналов будут иметь место, если векторы $\omega_{1(2)}$ весовых коэффициентов первого и второго парциальных каналов выбрать исходя из условия

$$\omega_{1(2)} = \arg \min_{\omega_{1(2)}} \left(\omega_{1(2)}^+ \Phi_{\text{п1(2)}} \omega_{1(2)} \right), \quad (2.28)$$

где $\Phi_{\text{п1(2)}}$ – корреляционные матрицы помех первого и второго парциальных и совокупности компенсационных каналов соответственно.

Выполнение условий (2.17), (2.18) достигается с учетом вида ДН приемных антенн путем нормировки

$$\omega_{1(2)} = \frac{\Phi_{\text{п1(2)}}^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^T \Phi_{\text{п1(2)}}^{-1} \mathbf{e}}, \quad (2.29)$$

где \mathbf{e} – нулевой вектор соответствующей размерности с единственным отличным от нуля первым элементом.

Ковариационные матрицы сигналов и помех $\Phi_{\text{сп1(2)}} = \Phi_{\text{п1(2)}} + A^2 |\dot{F}_{1(2)}(\alpha_c)|^2 \mathbf{e} \mathbf{e}^T$ отличаются от корреляционных матриц $\Phi_{\text{п1(2)}}$ помех только значением первых элементов на главных диагоналях. При этом обратная ковариационная матрица может быть представлена в виде

$$\Phi_{\text{сп1(2)}}^{-1} = \Phi_{\text{п1(2)}}^{-1} - c_{1(2)} \Phi_{\text{п1(2)}}^{-1} \mathbf{e} \mathbf{e}^T \Phi_{\text{п1(2)}}^{-1},$$

$$\text{где } c_{1(2)} = \frac{A^2 |\dot{F}_{1(2)}(\alpha_c)|^2}{1 + A^2 |\dot{F}_{1(2)}(\alpha_c)|^2 \mathbf{e}^T \Phi_{\text{п1}(2)}^{-1} \mathbf{e}}.$$

С учетом обязательной нормировки (2.29) во всей области углов $\alpha \in \Omega_{\text{ГЛ}}$, для которых $\dot{F}_n(\alpha) = 0$, $n = \overline{3, N}$, мощность помехи на выходах парциальных каналов

$$\sigma_{1(2)}^2 = \omega_{\text{сп1}(2)}^+ \Phi_{\text{сп1}(2)} \omega_{\text{сп1}(2)} = \omega_{\text{п1}(2)}^+ \Phi_{\text{п1}(2)} \omega_{\text{п1}(2)},$$

где $\omega_{\text{сп1}(2)}$ – векторы весовых коэффициентов, рассчитываемые по (2.29) при использовании вместо корреляционных матриц $\Phi_{\text{п1}(2)}$ ковариационных матриц $\Phi_{\text{сп1}(2)}$, то есть условие инвариантности обеспечивается. Внешнесистемные требования к измерителю в части размеров рабочей области должны выполняться за счет соответствующего построения компенсационных каналов. Построение приемных каналов моноимпульсного измерителя с ПКП в этом случае оказывается аналогичным использованному в ряде работ применительно к оптимальным полностью адаптивным (схема Гриффитса) и квазиоптимальным частично адаптивным [118] антенным решеткам при отсутствии требований к ним в части решения задачи измерения угловых координат.

2.4. Классификация вариантов построения моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех

Классификация вариантов построения моноимпульсных РЛСр с адаптивной ПКП, полученная на основе синтезированных структур, алгоритмов реализации пространственной компенсации помех и вариантов построения моноимпульсных РЛС, приведена в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Классификация вариантов построения моноимпульсных РЛСр с пространственной компенсацией помех

Классификационный признак 1	Варианты измерителя с ПКП 2
1. По методу снижения искажений пеленгационной характеристики	1.1. С полным анализом функции правдоподобия (коррекцией пеленгационной характеристики)
	1.2. С ограничениями
	1.3. С блокировкой полезного сигнала
	1.4. Без ограничений и блокировки полезного сигнала

1	2
2. По типу приемной 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 ПКП (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
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

Основным является первый классификационный признак, в соответствии с которым выделяются три базовые (1.1, 1.2, 1.3) структуры. Вариант 1.4 может быть использован (при некотором снижении точности оценивания угловых координат) при воздействии помех по боковым лепесткам ДН суммарного канала и классифицированной выборке.

2.5. Оптимизация характеристик моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех для различных вариантов построения

Общими для обоих базовых типов структур моноимпульсных РЛСр с ПКП варьируемой характеристикой является число компенсационных каналов или число подрешеток (приемных каналов), на которые разбивается основная решетка с детализацией в азимутальной и угломестной плоскостях.

Число компенсационных каналов или подрешеток в антенной решетке определяется возможностями процессора ПКП по реализации алгоритмов адаптации в масштабе времени, близком к реальному, и ограничениями на массу, габариты и энергопотребление РЛСр. Очевидно, что с позиций повышения помехозащищенности РЛСр в условиях радиоподавления это число необходимо максимизировать.

2.5.1. Алгоритм с ограничениями

Варьируемыми характеристиками моноимпульсной РЛС с ПКП на базе алгоритма с ограничениями являются:

- расположение и характеристики компенсационных каналов или варианты разбиения антенной решетки на подрешетки (выделение подрешеток, используемых как компенсационные);
- число и расположение ограничений.

Минимальное число ограничений указано в подразд. 2.4 и составляет два в каждой плоскости пеленгования. Общие соображения по выбору характеристик системы ограничений (2.26) определяются из условий сохранения положения нуля и крутизны линейного участка пеленгационной характеристики для амплитудного суммарно-разностного метода пеленгования. Это определяет целесообразность введения одного из ограничений в максимуме ДН неадаптированного суммарного канала (равносигнального направления) и симметричное положение ограничений относительно этого направления. Заметим, что требование симметрии расположения ограничений относится только к случаю, когда необходимо обеспечить симметрию адаптированных ДН суммарного и разностного каналов. В отдельных случаях, например, при функционировании наземной РЛС при малых углах места, требуется, напротив, несимметричное положение ограничений в угломестной плоскости, что позволит ослабить влияние отражений от подстилающей поверхности.

Для проведения дальнейшей оптимизации необходима формулировка критерия, позволяющего для заданного числа точек ограничений и параметров компенсационных каналов (разбиения антенной решетки на подрешетки) проводить оптимизацию их положений.

В результате адаптации может возникнуть смещение математического ожидания оценки результатов (2.24) пеленгации в заданной пространственной области $\Omega_{ГЛ}$, знак и величина которого определяются пространственно-энергетическими характеристиками полезных сигналов и помех. В связи с этим оптимизацию положений ограничений целесообразно проводить по критерию минимума среднего квадратического смещения оценки пеленгации. Математическое выражение для указанного критерия имеет вид

$$\left\{ \mathbf{a}^{\text{огр}}, \mathbf{\beta}^{\text{огр}} \right\}_{\text{опт}} = \arg \min_{\left\{ \mathbf{a}^{\text{огр}}, \mathbf{\beta}^{\text{огр}} \right\}} m_{\theta}(\mathbf{a}^{\text{огр}}, \mathbf{\beta}^{\text{огр}}, \omega_c, \omega_n), \quad (2.30)$$

где $m_{\theta}(\bullet)$ – среднее квадратическое значение смещения результатов пеленгации:

$$m_{\theta}(\bullet) = \left(\int_{\alpha_c} \dots \int_{\mathbf{P}_n} \theta^2 \omega_c(\alpha_c, \beta_c, P_0) \omega_n(M, \mathbf{a}_n, \mathbf{\beta}_n, \mathbf{P}_n) d\alpha_c \dots d\mathbf{P}_n \right)^{1/2}; \quad (2.31)$$

θ – угол между векторами математического ожидания $(M\{\hat{\alpha}\}, M\{\hat{\beta}\})$ оценки и истинным (α_c, β_c) значением угловых координат полезного сигнала, $\theta = \sqrt{(M\{\hat{\alpha}\} - \alpha_c)^2 + (M\{\hat{\beta}\} - \beta_c)^2}$; $\omega_c(\alpha_c, \beta_c, P_c)$ – плотность вероятности распределения угловых координат и мощности полезного сигнала; $\omega_{\Pi}(M, \mathbf{\alpha}_{\Pi}, \mathbf{\beta}_{\Pi}, \mathbf{P}_{\Pi})$ – плотность вероятности распределения угловых координат и мощности источников помех.

Для симметричного положения ограничений в обеих плоскостях пеленгации целесообразно ввести параметр $v = |\alpha_r^{\text{огр}}| / \vartheta_{\alpha} = |\beta_r^{\text{огр}}| / \vartheta_{\beta}$, представляющий собой отношение отклонений точек ограничений, за исключением располагающегося в равносигнальном направлении, к ширине главного лепестка неадаптированного парциального канала. Это позволяет упростить (2.30), переписав задачу оптимизации в виде

$$v_{\text{опт}} = \arg \min_{\{v\}} m_{\theta}(\mathbf{\alpha}^{\text{огр}}(v), \mathbf{\beta}^{\text{огр}}(v), \omega_c, \omega_{\Pi}), \quad (2.32)$$

решение которой не представляет трудностей.

С учетом априорной неопределенности плотности распределения угловых координат полезного сигнала и помех при проведении оптимизации положений ограничений целесообразно задавать равномерными в пределах областей

$$\frac{\alpha_c^2}{\vartheta_{\alpha}^2 \eta_{\text{об(с)}}^2} + \frac{\beta_c^2}{\vartheta_{\beta}^2 \eta_{\text{об(с)}}^2} \leq 1$$

и $\left(\frac{\alpha_i^2}{\vartheta_{\alpha}^2 \eta_{\Pi 1}^2} + \frac{\beta_i^2}{\vartheta_{\beta}^2 \eta_{\Pi 1}^2} \geq 1 \right) \cap \left(\frac{\alpha_i^2}{\vartheta_{\alpha}^2 \eta_{\Pi 2}^2} + \frac{\beta_i^2}{\vartheta_{\beta}^2 \eta_{\Pi 2}^2} \leq 1 \right)$

соответственно, где $\eta_{\text{об(с)}}$, $\eta_{\Pi 1}$, $\eta_{\Pi 2}$ – параметры, определяющие области возможного нахождения сигнала и помех, численно равные максимальному (для сигнала) и минимальному ($\eta_{\Pi 1}$) и максимальному ($\eta_{\Pi 2}$) углам между нормалью к плоскости приемной системы и направлением на сигнал или помехи, нормированные к ширине диаграммы направленности парциального канала.

Характерные зависимости нормированного среднего квадратического смещения оценки пеленгации для случаев использования $R=4$ и $R=5$ ограничений приведены на рис. 2.7. Сплошные кривые соответствуют случаю адаптации с использованием неклассифицированной (с учетом полезного сигнала) выборки, пунктирные – с использованием классифицированной (без учета полезного сигнала) выборки. Зависимости построены для пеленгатора на базе квадратной антенной решетки из 21×21 элементов с $Q=8$ компенсационными подрешетками из $L=9$ элементов каждая, расположенными симметрично относительно плоскостей пеленгации на краях решетки. Число источников помех принималось $M=1 \dots 4$. Отношения сигнал/шум и помеха/сигнал на выходе приемного элемента решетки составляли 3,5 и 40.

Оптимальное расположение ограничений соответствует величине $v_{\text{опт}} = 0,1 \dots 0,15$, причем при наличии ограничения в равносигнальном направлении, то есть $R = 5$, средняя квадратическая ошибка смещения оценки пеленгации для оптимальных значений v и неклассифицированной выборки снижается в сравнении с наличием четырех ограничений в 1,5...2 раза. Уменьшение числа ограничений до четырех целесообразно в случаях «тяжелой» для системы компенсации ситуации, когда $M \rightarrow Q + 1 - R$.

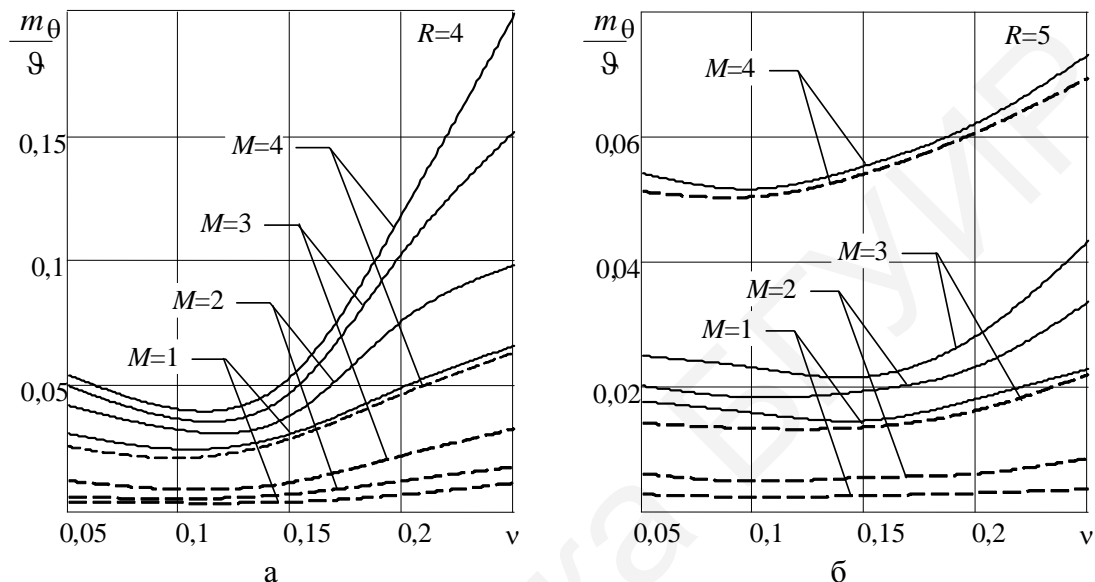


Рис. 2.7. Зависимости нормированного среднего квадратического смещения оценки пеленгации от нормированного отклонения ограничений от равносигнального направления: а – четыре ограничения; б – пять ограничений

Оптимальное значение $v_{\text{опт}} = 0,1 \dots 0,15$ является устойчивым и характерно для любой геометрии антенной системы.

2.5.2. Алгоритм с блокировкой

В общем случае ДН компенсационного канала с блокировкой полезного сигнала должна удовлетворять следующим условиям:

- уровень диаграмм направленности компенсационных каналов должен превышать уровень ДН основных (суммарного и разностных или парциальных) каналов с учетом флуктуаций в области $(\alpha, \beta) \notin \Omega_{\text{ГЛ}}$;

- в ожидаемой области углов прихода полезного сигнала $(\alpha, \beta) \in \Omega_{\text{ГЛ}}$ уровень диаграммы направленности компенсационного канала по мощности должен быть не менее чем на 20 дБ ниже уровня диаграммы направленности основных каналов.

Применительно к полностью адаптивной линейной АР алгоритм с блокировкой может быть реализован с использованием схемы Гриффитса [118], предусматривающей попарное вычитание сигналов соседних элементов АР

различной степени кратности. Для АР с пеленгацией в двух плоскостях обоснование характеристик компенсационных каналов, исходя из заданных требований, необходимо проводить, решая задачу синтеза [119] соответствующего амплитудно-фазового распределения на апертуре антенны компенсационного канала (подрешетки). В качестве хорошего приближения к требуемому амплитудно-фазовому распределению на апертуре компенсационной подрешетки может быть принято распределение, полученное противофазным вычитанием сигналов субрешеток, аналогичное используемому в разностном канале [119]. Далее рассматриваются оба из указанных вариантов.

*Характеристики компенсационной подрешетки
при противофазном вычитании*

Разделим апертуру компенсационной подрешетки размером $N_y \times N_z$ элементов и межэлементным расстоянием d на $s = \sqrt{1,4}$ идентичные неперекрывающиеся субрешетки (рис. 2.8).

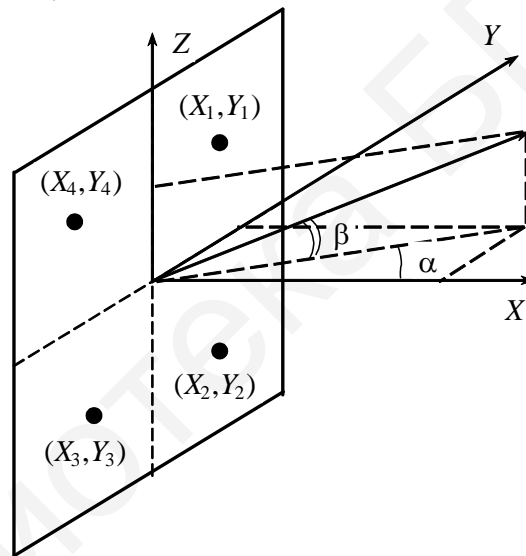


Рис. 2.8. Геометрия задачи для компенсационной подрешетки с блокировкой

Приняв для определенности N_y и N_z четными, имеем, что число элементов по строкам и столбцам субрешеток составляет $n_y = N_y / 2$, $n_z = N_z / 2$, а удаление фазовых центров субрешеток от осей симметрии подрешетки составит $\ell_{ys} = b1_s \frac{N_y}{4} d$, $\ell_{zs} = b2_s \frac{N_z}{4} d$, где $b1 = (1, 1, -1, -1)^T$; $b2 = (1, -1, -1, 1)^T$.

Соответствующая диаграммообразующая матрица, представляющая собой весовые коэффициенты, с которыми суммируются выходные сигналы элементов подрешетки, имеет вид

$$\underbrace{1 \dots \dots \dots \frac{N}{2}}_{} \vdots \underbrace{\frac{N}{2} + 1 \dots \dots N}_{} \\ \mathbf{W} = \begin{pmatrix} -1 & \dots & -1 & | & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & | & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & -1 & | & 1 & \dots & 1 \\ \hline 1 & \dots & 1 & | & -1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & | & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 & | & -1 & \dots & -1 \end{pmatrix}.$$

В этом случае диаграмма направленности антенны q -го компенсационного канала (КК) с учетом энергетической нормировки будет определяться выражением

$$\dot{F}_{\text{КК}_q}(\alpha, \beta) = \dot{F}_c(\alpha, \beta) \dot{F}_A(\alpha, \beta) e^{j\left(\varphi_q + \frac{\pi}{2}\right)}, \quad (2.33)$$

где $\dot{F}_A(\alpha, \beta)$ – множитель системы из субрешеток:

$$\dot{F}_A(\alpha, \beta) = 2 \sin\left(\frac{\pi}{2} N_x \frac{d}{\lambda} \sin \alpha \cos \beta\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} N_y \frac{d}{\lambda} \sin \beta\right); \quad (2.34)$$

φ_q – сдвиг фазы принимаемого q -й компенсационной подрешеткой сигнала по отношению к центру решетки; $\dot{F}_c(\alpha, \beta)$ – ДН прямоугольной субрешетки.

ДН (2.33) имеет вид деформированной «воронки» (рис. 2.9) с нулевыми значениями в направлениях $\alpha = 0, \beta = 0$, максимумы $\left| \dot{F}_{\text{КК}_q}(\alpha, \beta) \right|$ будут располагаться в направлениях $\alpha = \pm \beta$ с ориентировочной величиной $0,53 \sqrt{N_x N_y}$.

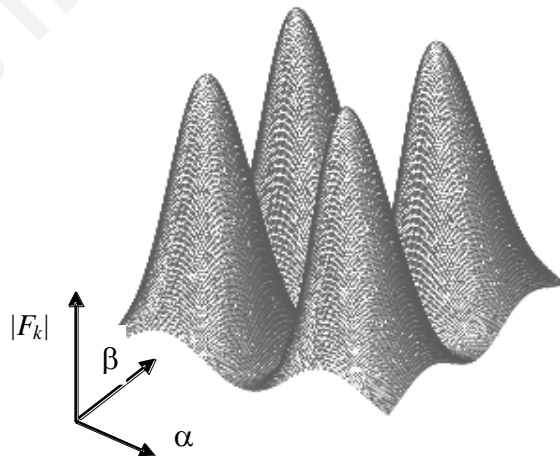


Рис. 2.9. Вид ДН компенсационной подрешетки с блокировкой

Расположение максимумов боковых лепестков ДН суммарного и разностного каналов существенно зависит от амплитудного распределения поля на

апертуре основных каналов. В качестве типового рассмотрим случай равномерного амплитудного распределения поля на раскрыве решетки при формировании основных каналов.

При использовании компенсационных подрешеток с блокировкой (2.33) и для определенности варианта РЛСр с реализацией адаптивной ПКП на выходах суммарного (Σ) и разностных (Δ) каналов неизбежно будет иметь место область Ω_χ угловых направлений (α, β) вне области $\Omega_{ГЛ}$ ($\Omega_{ГЛ} \cap \Omega_\chi = \emptyset$), в пределах которой

$$\Omega_\chi: |\dot{F}_{\text{КК}}(\alpha, \beta)| < |\dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha, \beta)|, \quad (2.35)$$

и требования к ДН компенсационного канала не выполняются. Для численной характеристики степени невыполнения требований к ДН компенсационного канала введем два показателя качества p_χ , χ , представляющие собой соответственно частоту выполнения неравенства (2.35) в заданном секторе углов наблюдения и средний уровень боковых лепестков для направлений, в которых условие (2.35) не обеспечивается:

$$\chi = \frac{\iint_{\Omega_\chi} |\dot{F}_{\Sigma(\Delta)}(\alpha, \beta)|^2 d\alpha d\beta}{\iint_{\Omega_\chi} d\alpha d\beta}. \quad (2.36)$$

В табл. 2.2 для квадратной основной решетки с числом элементов $N_{\Sigma y} = N_{\Sigma z} = 100$ приведены результаты расчетов числа компенсационных подрешеток, помещаемых в пределах апертуры основной, показатели качества p_χ, χ и отношение уровней ДН компенсационного канала к уровню суммарного канала по мощности в угловом направлении, соответствующем максимуму первого бокового лепестка суммарного канала и половине ширины диаграммы направленности суммарного канала.

Таблица 2.2

Характеристики приемной системы с блокировкой

Относительное число элементов в компенсационной подрешетке $\frac{N_y}{N_{\Sigma y}} = \frac{N_z}{N_{\Sigma z}}$	Число компенсационных подрешеток, размещаемых в апертуре основной	Показатели качества		Превышение уровня ДН компенсационной подрешетки над уровнем	
		p_χ	χ	первого БЛ основного канала	ската ГЛ (по уровню мощности 0,5)
1/2	4	0,34	0,85	11	-17,7
1/3	9	0,23	1,3	3,2	-28,8
1/4	16	0,26	1,3	-2,2	-35
1/5	25	0,22	1,6	-7,5	-40,8
1/6	36	0,18	2,1	-12,9	-46
1/8	64	0,17	2,2	-20	-54

Как следует из табл. 2.2, превышение уровня ДН суммарного канала над уровнем ДН компенсационного канала в максимуме первого бокового лепестка суммарного канала достигается при размещении в пределах апертуры четырех или девяти компенсационных подрешеток.

При большем числе компенсационных подрешеток или использовании отдельных компенсационных антенн с размерами апертуры менее четверти от соответствующих размеров основной антенны требование к превышению уровня ДН компенсационного канала над уровнем первого бокового лепестка ДН суммарного канала не выполняется. Важным в условиях помех является существенное превышение уровня ДН суммарного канала над уровнем компенсационных на скатах главного лепестка. Так, при угле наблюдения, соответствующем полуширине главного лепестка ДН суммарного канала, указанное превышение будет составлять не менее 17,7 дБ. При компенсации воздействующих с указанного направления помех норма векторов весовых коэффициентов суммарного канала и мощность взвешенных внутренних шумов будет высокой. Это обстоятельство при относительно небольшом числе каналов компенсации и неполном использовании апертуры решетки для формирования совокупности компенсационных каналов является существенным недостатком РЛСр с ПКП на базе алгоритма с блокировкой.

Методика и результаты синтеза ДН компенсационного канала с блокировкой

Для синтеза АФР используем аналогию между спектром линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала и ДН линейной антенны при квадратичном распределении фазы по апертуре в сочетании с методом [142] синтеза линейного излучателя с заданным распределением амплитуд. Для простоты изложения будем рассматривать линейный раскрыв длиной L и угловым положением источника сигнала θ . Области $\Omega_{ГЛ}$ и Ω , где должны быть обеспечены блокировка $(|\dot{F}_{КК}(\theta)|^2 / |\dot{F}_{\Sigma}(\theta)|^2 < -(35...40)$ дБ) и превышение ДН суммарного канала над уровнем ДН компенсационного канала $|\dot{F}_{КК}(\theta)|^2 / |\dot{F}_{\Sigma}(\theta)|^2 \geq (0...3)$ дБ, определяются как $\Omega_{ГЛ}: |\theta| < \Delta\theta_{БЛ} / 2$ $\Omega: \Delta\theta_{БЛ} / 2 \leq |\theta| \leq \Delta\theta_{КК} / 2$.

Аналогия спектра и ДН используется на *первом* этапе синтеза для получения «прямоугольного» $G_{КК}(\theta) \approx \text{const}$, $|\theta| \leq \Delta\theta_{КК} / 2$ главного лепестка ДН компенсационной антенны.

Запишем спектр ЛЧМ сигнала в виде [122]

$$\dot{G}(\omega) = U_0 \int_{-T/2}^{T/2} e^{j\left(\frac{Bt^2}{2T^2} - \omega t\right)} dt, \quad (2.37)$$

где $B = WT$ – база сигнала; $W = 2\pi F$ – ширина спектра сигнала, совпадающая при $B \gg 1$ с девиацией частоты; T – длительность сигнала; U_0 – амплитуда сигнала.

ДН линейной решетки с точностью до постоянного множителя запишем в виде

$$\dot{F}(\theta) = A_0 \int_{-L/2}^{L/2} e^{j \left(\varphi_{\max} \left(\frac{x}{L/2} \right)^2 - \omega(\theta)x \right)} dx, \quad (2.38)$$

где L – апертура антенны; λ – длина волны; $A_0 = \text{const}$ – амплитудное распределение на раскрыве; $\omega(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta$ – обобщенная угловая координата.

Обозначив $\frac{B}{2T^2} = \frac{\varphi_{\max}}{(L/2)^2}$, можно заметить, что выражения (2.37) и (2.38)

совпадают. При $B \gg 1$ спектр (2.37) – равномерный в полосе $|\omega| \leq \frac{W}{2}$:

$$|\dot{G}(\omega)| \approx \text{const} = S_0 \sqrt{\frac{2\pi}{D}}, \quad |\omega| \leq \frac{W}{2}. \quad (2.39)$$

Тогда для модуля диаграммы направленности имеем

$$|\dot{F}(\theta)| \approx \text{const} = A_0 \sqrt{\frac{\pi}{4\varphi_{\max}}}, \quad \left| \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta \right| \leq \frac{4\varphi_{\max}}{L}. \quad (2.40)$$

При $\varphi_{\max} \gg 1$ ширина главного лепестка ДН линейной антенны с квадратичным распределением фазы по апертуре $\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}}$ составит

$$\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}} \approx 2 \arcsin \left(\frac{2\varphi_{\max}}{\pi} \frac{\lambda}{L} \right). \quad (2.41)$$

Максимальное значение сдвига фазы на краях апертуры для формирования диаграммы направленности с шириной $\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}}$ должно составлять

$$\varphi_{\max} \approx \frac{\pi L}{2\lambda} \sin \frac{\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}}}{2}. \quad (2.42)$$

Имея в виду, что ширина главного лепестка ДН линейной решетки при равномерном амплитудно-фазовом распределении по апертуре равна $\Delta\theta_{0,5}^{\text{P}} \approx \lambda / L$, в первом приближении расширение главного лепестка ДН при переходе к квадратичному распределению фазы будет $\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}} / \Delta\theta_{0,5}^{\text{P}} = 4\varphi_{\max} / \pi$. Учитывая, что $\varphi_{\max} = B / 8 = \pi FT / 4$, получаем $\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}} / \Delta\theta_{0,5}^{\text{P}} = FT$, то есть расширение главного лепестка ДН равно коэффициенту сжатия соответствующего ЛЧМ сигнала.

Таким образом, используя (2.42), может быть определен параметр φ_{\max} закона изменения фазы по апертуре $\varphi(x) = \varphi_{\max} \left(\frac{x}{L/2} \right)^2$, обеспечивающий требуемое значение $\Delta\theta_{0,5}^{\text{KB}} = \Delta\theta_{\text{КК}}$.

Второй этап синтеза реализуется на основе [142] в последовательности, описанной далее.

Полагаем начальное амплитудное и параметр фазового распределений на раскрыве $A_0(x) = 1$, $\varphi(x) = \varphi_{\max} (2x/L)^2$ и, используя (2.38), получим исходную ДН компенсационного канала $\dot{F}_0(\theta)$.

Устанавливаем

$$\dot{F}'_0(\theta) = \begin{cases} 0, & |\theta| \leq \Delta\theta_{\text{БЛ}}; \\ \dot{F}_0(\theta), & |\theta| > \Delta\theta_{\text{БЛ}} \end{cases} \quad (2.43)$$

и с использованием обратного преобразования Фурье получаем неограниченное по переменной x амплитудно-фазовое распределение на апертуре компенсационной антенны:

$$\dot{U}'_1(x) = A'_1(x) e^{j\varphi'_1(x)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}'_0(\theta) e^{j\omega(\theta)x} d\omega(\theta). \quad (2.44)$$

С учетом того, что получившееся АФР $\dot{U}'_1(x)$ не может быть реализовано на апертуре конечных размеров, полагая

$$\dot{U}_1(x) = \begin{cases} \dot{U}'_1(x), & |x| \leq L/2; \\ 0, & |x| > L/2, \end{cases} \quad (2.45)$$

получим первое приближение АФР.

Итерации прямого/обратного преобразования Фурье повторяются до формирования устойчивых (слабоизменяющихся от одной итерации к другой) ДН и АФР в соответствии, например, с критерием

$$\frac{\int_{-L/2}^{L/2} |\dot{U}_k(x) - \dot{U}_{k-1}(x)|^2 dx}{\int_{-L/2}^{L/2} |\dot{U}_k(x)|^2 dx} \leq \gamma,$$

где пороговое значение $\gamma = 0,001 \dots 0,01$.

В практическом плане предлагаемая методика синтеза реализуется с использованием дискретного преобразования Фурье при числе точек преобразования $N_{\text{ф}} \gg L/\lambda$. При использовании в качестве компенсационной антенны решетки осуществляется очевидный переход от непрерывного к дискретному АФР. При практическом использовании методики следует несколько сужать области обнуления результирующей ДН в соответствии с (2.43) в сравнении с величиной $\Delta\theta_{\text{БЛ}}$.

В практических приложениях, как правило, требуется получение минимальной ширины провала, сравнимого с шириной главного лепестка основного канала. При этом размеры апертуры L_{Σ} антенны суммарного канала $L_{\Sigma} > L$. Наименьшую ширину провала в этом случае дает обнуление одного (центрального) отсчета результата прямого дискретного преобразования Фурье.

На рис. 2.10 и 2.11 приведены результаты синтеза ДН компенсационных подрешеток размерами $2L/\lambda=10; 20; 26$ при работе в составе системы ПКП с основной антенной апертурой $2L_\Sigma/\lambda=80$ (то есть $L_\Sigma/L=8; 4; 3$) при амплитудном распределении при формировании суммарного канала «косинус-квадрат на пьедестале» с относительным уровнем первого бокового лепестка минус 21,2 дБ: рис. 2.10 соответствует $\Delta\theta_{\text{КК}}=60^\circ$, рис. 2.11 $-\Delta\theta_{\text{КК}}=20^\circ$. Межэлементное расстояние в основной и компенсационной подрешетках составляло $\lambda/2$. Использовалось дискретное преобразование Фурье на 2048 точках при минимальной ширине формируемого провала.

Устойчивое АФР достигается за небольшое (8...12) число итераций. Модуль ДН компенсационного канала превышает модуль ДН суммарного канала во всей требуемой области углов, за исключением первого бокового лепестка ДН суммарного канала при $L_\Sigma/L=4; 3$ и первых трех боковых лепестков для $L_\Sigma/L=8$. Глубина провала превышает 40 дБ для $\Delta\theta_{\text{КК}}=60^\circ$ и 45 дБ для $\Delta\theta_{\text{КК}}=20^\circ$.

На рис. 2.12 приведены вид нормированного амплитудного распределения на апертуре компенсационной антенны и разность исходного квадратичного и синтезированного фазовых распределений. Как видно из результатов синтеза, максимальное абсолютное значение разницы фазовых распределений не превышает 20° . Максимальное значение отношения амплитуд излучения для элементов компенсационной подрешетки не превышает двух. Указанные значения свидетельствуют о необходимости применения для компенсационных антенн высокоточных аналоговых или цифровых многоразрядных устройств формирования амплитудно-фазового распределения.

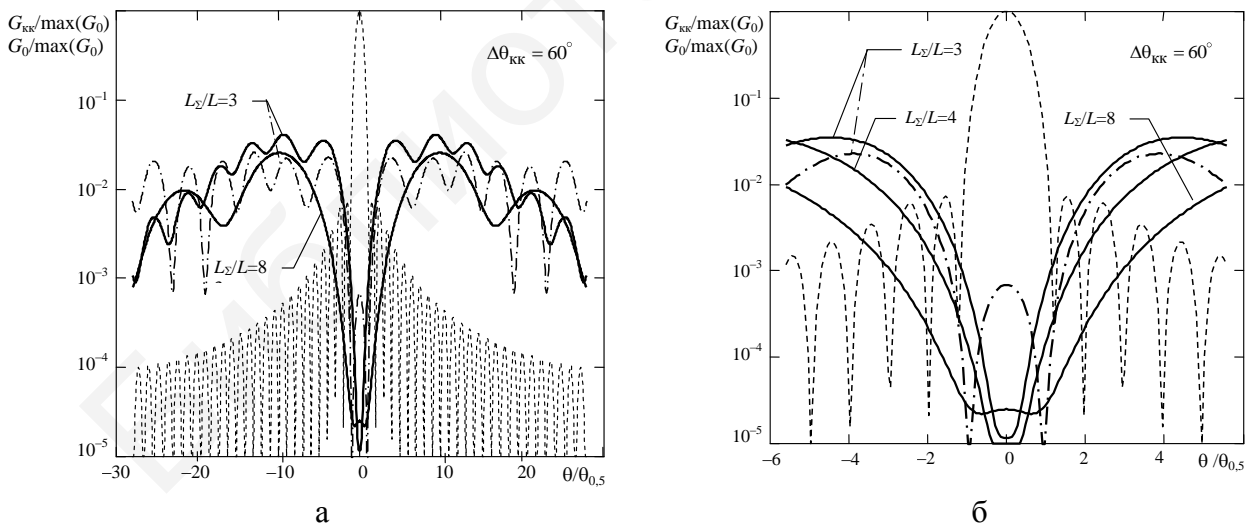


Рис. 2.10. Нормированные ДН компенсационного (сплошные кривые; штрихпунктирная кривая – для «разреженного» случая) и суммарного (пунктирная кривая) каналов для различных соотношений размеров апертуры суммарного и компенсационного каналов для $\Delta\theta_{\text{КК}}=60^\circ$:

а – в широкой области углов; б – вблизи ГЛ суммарного канала

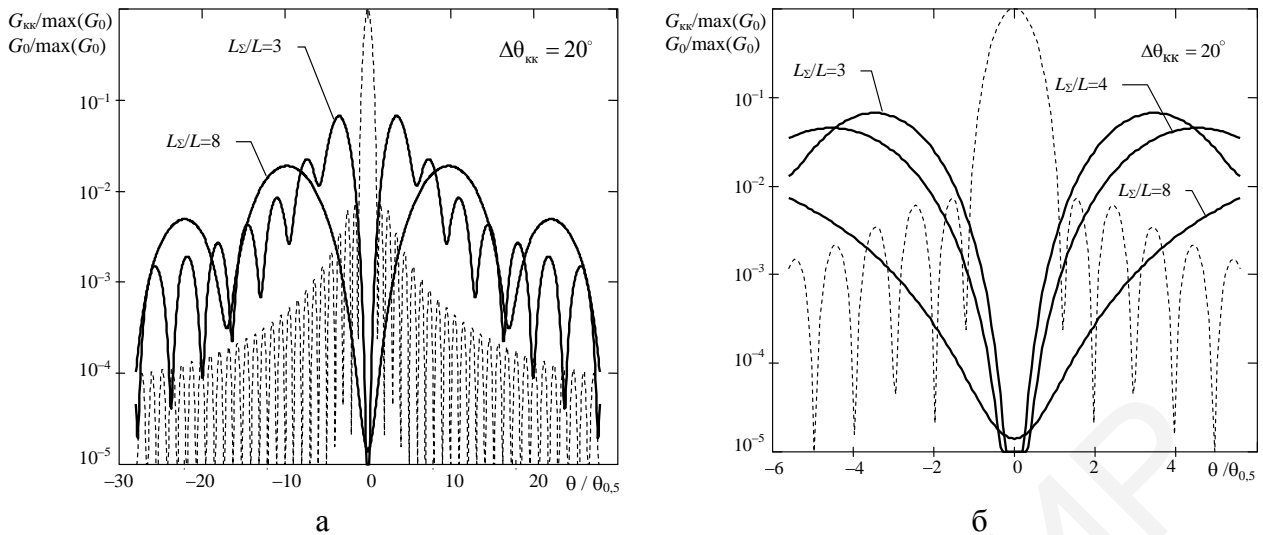


Рис. 2.11. Нормированные ДН компенсационного (сплошные кривые) и основного (пунктирная кривая) каналов для различных соотношений размеров апертуры суммарного и компенсационного каналов для $\Delta\theta_{\text{КК}} = 20^\circ$:
 а – в широкой области углов; б – вблизи ГЛ суммарного канала

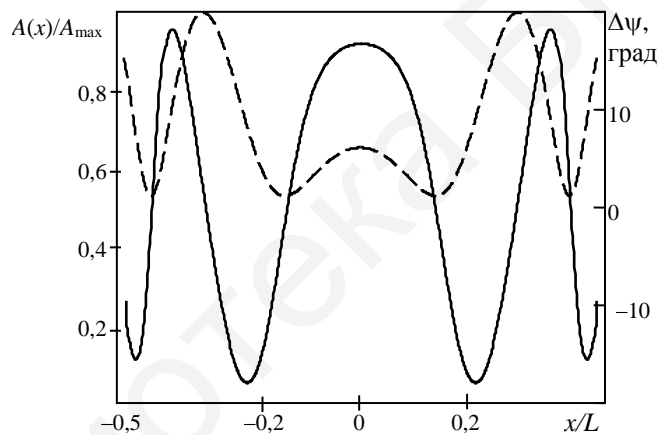


Рис. 2.12. Нормированное амплитудное распределение (пунктирная кривая) и разность исходного квадратичного и синтезированного фазового распределений (сплошная кривая) на апертуре компенсационной антенны

Для повышения характеристик компенсационных каналов в области первых боковых лепестков ДН суммарных каналов необходимо увеличивать размеры их апертур. При этом общее число компенсационных каналов, которые могут быть размещены на общей апертуре антенной решетки, снижается. Для обеспечения размещения заданного числа компенсационных каналов при сохранении их апертур может быть использовано построение пересекающихся компенсационных каналов с разрежением апертуры. Общее число размещаемых на общей апертуре «прореженных» с коэффициентом $K_{\text{пр}}$ частично (на краях апертуры) или полностью (в средней части апертуры) пересекающихся компенсационных подрешеток составит

$$N_{\text{КК}} = K_{\text{пр}} ([L_{\Sigma} / L] - 1) + 1.$$

Вид ДН разреженной в два раза компенсационной подрешетки при $L_{\Sigma} / L = 3$ приведен на рис. 2.10 (штрихпунктирная кривая). Имеющее место некоторое снижение величины отношения уровней ДН компенсационной и основной антенн в большей части рабочей области характеристик является некритичным, так как модуль ДН компенсационной антенны в указанной области существенно, на 10...15 дБ превышает модуль ДН основной антенны. В области первого бокового лепестка снижение уровня ДН в сравнении с «непрореженным» вариантом составит порядка 3...4 дБ, что, однако, компенсируется увеличением числа каналов компенсации с 3 до 5. Повышение в данном случае уровня компенсационного канала в области блокирования обусловлено разрежением апертуры и имеет нерегулярный в зависимости от размеров апертуры и коэффициента разрежения характер.

2.6. Построение подсистем пространственно-поляризационной компенсации помех моноимпульсных измерителей

В соответствии с классификацией, приведенной в табл. 2.1, могут быть выделены следующие типы отличающихся уровнем поляризационных различий приемных каналов и достигаемой эффективностью поляризационной обработки моноимпульсных измерителей:

- для варианта 5.1 – с *полным поляризационным приемом*, для которых каждый приемный канал имеет два субканала с антенными элементами, поляризации которых выбираются по возможности близкими к ортогональным;

- для варианта 5.2 – с *адаптивной пространственно-поляризационной компенсацией помех* по боковым лепесткам ДН основных каналов, имеющие фиксированную поляризацию в заданной области, то есть в пределах главных лепестков основных (парциальных или суммарного и разностных) каналов, а компенсационные каналы могут быть разбиты на две группы каналов, являющихся ортогональными по поляризации или имеющих существенные поляризационные различия;

- для варианта 5.3 – измерители, ориентированные на реализацию преимущественно пространственной обработки на фиксированной поляризации.

Запишем векторные ДН $q = \overline{1, Q}$ приемного канала измерителя в виде

$$F_q(\alpha) = \dot{F}_{1q}(\alpha) \mathbf{k}_1 + \dot{F}_{2q}(\alpha) \mathbf{k}_2 = \dot{F}_q(\alpha) \mathbf{p}_{Aq}^T(\alpha) \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \mathbf{k}_2 \end{pmatrix}, \quad (2.46)$$

где $\mathbf{p}_{Aq}(\alpha)$ – вектор поляризационных параметров q -го приемного канала, $\mathbf{p}_{Aq}(\alpha) = (\dot{a}_{1q}(\alpha), \dot{a}_{2q}(\alpha))^T$; $\dot{F}_q(\alpha)$ – ДН q -го приемного канала на собственной поляризации; $\dot{F}_{1q}(\alpha), \dot{F}_{2q}(\alpha)$ – составляющие векторной ДН q -го приемного канала, $\dot{F}_{1q}(\alpha) = \dot{F}_q(\alpha) \dot{a}_{1q}(\alpha)$, $\dot{F}_{2q}(\alpha) = \dot{F}_q(\alpha) \dot{a}_{2q}(\alpha)$.

Весовые коэффициенты для измерителя варианта 5.1 при заданной поляризации полезного сигнала необходимо определять с учетом расширения размерности корреляционной матрицы $\Phi_{\text{сп}}$, а также числа строк матрицы ограничений \mathbf{C} и весовых коэффициентов каналов $\omega_{1(2)}$ в два раза, то есть для двух ортогональных поляризаций. При этом в матрицу \mathbf{C} записываются проекции векторной ДН приемных субканалов на вектор $\mathbf{p}_0 = (\dot{b}_{10}, \dot{b}_{20})^T$ поляризационных параметров полезного сигнала

$$\mathbf{C} = \left(\left(\begin{array}{c} \mathbf{f}_1(\alpha_1^{\text{огр}}) \\ \mathbf{f}_2(\alpha_1^{\text{огр}}) \end{array} \right), \left(\begin{array}{c} \mathbf{f}_1(\alpha_2^{\text{огр}}) \\ \mathbf{f}_2(\alpha_2^{\text{огр}}) \end{array} \right), \dots, \left(\begin{array}{c} \mathbf{f}_1(\alpha_R^{\text{огр}}) \\ \mathbf{f}_2(\alpha_R^{\text{огр}}) \end{array} \right) \right), \quad (2.47)$$

где $\mathbf{f}_1(\alpha)$, $\mathbf{f}_2(\alpha)$ – векторы амплитудно-фазового распределения ожидаемого полезного сигнала на выходах первых и вторых субканалов, а дополнительные индексы у ДН каналов и поляризационных параметров отражают номер субканала приемного канала:

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{f}_1(\alpha) \\ \mathbf{f}_2(\alpha) \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} \left(\dot{F}_{1_1}(\alpha) \mathbf{p}_{A1_1}^T(\alpha) \mathbf{p}_0, \dot{F}_{2_1}(\alpha) \mathbf{p}_{A2_1}^T(\alpha) \mathbf{p}_0, \dots, \dot{F}_{N_1}(\alpha) \mathbf{p}_{AN_1}^T(\alpha) \mathbf{p}_0 \right)^T; \\ \left(\dot{F}_{1_2}(\alpha) \mathbf{p}_{A1_2}^T(\alpha) \mathbf{p}_0, \dot{F}_{2_2}(\alpha) \mathbf{p}_{A2_2}^T(\alpha) \mathbf{p}_0, \dots, \dot{F}_{N_2}(\alpha) \mathbf{p}_{AN_2}^T(\alpha) \mathbf{p}_0 \right)^T. \end{array} \right. \quad (2.48)$$

В векторы $\mathbf{f}_{1(2)}$ записываются значения адаптированных ДН каналов в направлениях ограничений на согласованной с полезным сигналом поляризации.

Для РЛСр варианта 5.2 формирование неадаптированных основных (парциальных или суммарного и разностных) каналов на фиксированной поляризации (поляризации полезного сигнала) осуществляется независимо от алгоритма адаптации, расширение размерности матриц и векторов не осуществляется, а в матрицу \mathbf{C} аналогично предыдущему случаю записываются проекции вектора векторной ДН приемных каналов на вектор поляризационных параметров полезного сигнала.

Для обоих вариантов (5.1 и 5.2) РЛСр адаптированные ДН основных каналов на поляризации полезного сигнала в точках ограничений будут соответствовать заданной в векторах $\mathbf{b}_{1(2)}$.

Для случая использования структуры с блокировкой полезного сигнала необходимо обеспечить согласованную с полезным сигналом поляризацию основных каналов с применением независимой от системы ПКП схемы диаграммообразования и удвоить для РЛСр варианта 5.1 размерность корреляционной матрицы $\Phi_{\text{сп}}$ и векторов $\omega_{1(2)}$.

Таким образом, структуры моноимпульсных измерителей с ПКП по классификационным признакам 5.1 и 5.2 обеспечат оптимальный прием полезного сигнала с априори известной фиксированной поляризацией на фоне помех с произвольной поляризацией. Содержание обработки в измерителях по классификационному признаку 5.3 не отличается от описанной выше, но требует учета случайных различий поляризационных характеристик приемных каналов.

2.7. Заключительные замечания и ссылки

Приведенные в настоящем разделе варианты алгоритмов обработки сигналов на основе полного анализа функции правдоподобия, введения ограничений на значения ДН адаптированных приемных каналов и блокировки являются в значительной степени конкурирующими. Наилучшими характеристиками, по крайней мере, для радиолокационных приложений, где может быть получена классифицированная или частично классифицированная выборка, является алгоритм максимального правдоподобия. Однако его реализация может оказаться затруднительной из-за ограниченного быстродействия устройств обработки. Ориентировочно число угловых положений при сканировании области главного лепестка ДН антенной системы при классифицированной выборке составит 5...10, что потребует для устройства обработки вычисления 25...100 значений ВВК с последующим построением функции правдоподобия и нахождением его максимального значения. При неклассифицированной выборке из-за частичного подавления полезного сигнала число угловых положений и объем вычислений возрастает. В этой связи предпочтение может быть отдано прямоотсчетным алгоритмам с ограничениями или блокировкой. Для приложений, где выборка является неклассифицированной (пеленгация одного из источников помех в радиолокации, значительная часть ситуаций в радиомониторинге), предпочтения следует отдавать прямоотсчетным алгоритмам.

В отличие от общих задач пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех объем публикаций по алгоритмам оценивания угловых координат полезных сигналов на фоне пространственно-коррелированных помех существенно меньше. Основные идеи построения алгоритмов с коррекцией и стабилизацией пеленгационной характеристики впервые были высказаны А. К. Журавлевым с соавторами в [70, 71]. Отметим, что указанные работы ориентированы на читателей с высокой научной квалификацией и достаточно трудны для изучения. Для случая использования фазированных антенных решеток эти алгоритмы в более простой форме изложены в [134]. Применительно к разрешению нескольких целей значительный интерес представляет работа [170]. Во всех случаях рационально использование аналогий и сравнительного анализа точности измерения угловых координат для излагаемых алгоритмов и алгоритмов «сверхразрешения» сигналов. Значительный объем информации по эффективности последних можно найти в [2, 3, 5, 18, 27, 32–35, 51–54, 109, 110, 121].

Различные модификации прямоотсчетных алгоритмов измерения пеленга в многоканальных приемных системах приведены в [83, 95–99]. В работах [83, 97] приведены варианты реализации алгоритмов для радиолокаторов с синтезированием апертуры. В работах [98, 99] предложена идея параметрической адаптации алгоритмов оценивания угловых координат за счет управления положением ограничений при предварительном оценивании углового положения источника мощной помехи. Влияние поляризации полезных сигналов и помех, а также обтекателя на качество компенсации помех и точность пеленгации рассматривалось в [58, 69, 82, 101, 146].

3. АЛГОРИТМЫ АДАПТАЦИИ И ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РЛС С МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Приведенные во втором разделе алгоритмы функционирования моноимпульсных измерителей с ПКП ориентированы на следующие ситуации: а) ДН передатчика и ДН приемных каналов фиксированы в процессе наблюдения; б) амплитудно-фазовыми флуктуациями сигнала на интервале наблюдения можно пренебречь. Эти условия, очевидно, не выполняются в РЛС с механическим сканированием антенной системы. Типовыми представителями таких РЛС являются обзорные двух- и трехкоординатные РЛС и РЛС, предназначенные для точного сопровождения целей при коническом сканировании антенной системы. Для указанных РЛС необходима разработка специальных алгоритмов, в явном виде учитывающих указанные факторы.

3.1. Модели процессов на выходе многоканальной приемной системы при ее механическом сканировании

Будем рассматривать задачи компенсации помех и оценивания азимута цели в импульсной обзорной РЛС. Многоканальная антенная система РЛС включает основную приемопередающую антенну с коэффициентом усиления G_0 , ДН $\dot{F}_0(\alpha, \beta)$ и шириной главного лепестка ДН в азимутальной плоскости $\Delta\alpha_{0,5}$, и $\ell = \overline{1, L}$ компенсационных антенн с коэффициентами усиления $G_\ell \ll G_0$ и ДН $\dot{F}_\ell(\alpha, \beta)$. Антенная система вращается с круговой частотой Ω . Период повторения зондирующего сигнала составляет T_r . ДН антенны основного канала на прием и передачу считаем идентичными.

Пусть цель, находящаяся на азимуте $\alpha_{ц}$ и дальности $r_{ц}$, предварительно обнаружена и выполнена оценка времени задержки τ_z и доплеровского сдвига частоты F_d отраженного от нее сигнала. Азимутальное положение антенны РЛС в начальный момент времени $t = 0$ равно α_a^0 , угловая скорость вращения антенны Ω_a , при этом $\alpha_a^0 \leq \alpha_{ц} - \Delta\alpha_{0,5}$.

Наблюдению при цифровой обработке для моментов времени $t_i = \tau_z + iT_r$, где $i = \overline{0, I}$ ($I = \lceil 2\Delta\alpha_{0,5} / (\Omega_a T_r) \rceil$ – число отсчетов на интервале наблюдения), доступны векторы $\mathbf{y}_i = (\dot{Y}_0(t_i), \dot{Y}_1(t_i), \dots, \dot{Y}_L(t_i))^T$ отсчетов результатов внутрипериодной обработки выходных сигналов основного (0) и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) приемных каналов:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{ш_i} + \mathbf{y}_{п_i} + \mathbf{y}_{с_i}, \quad (3.1)$$

где $\mathbf{y}_{ш_i} = (\dot{\xi}_{ш_{i,0}}, \dot{\xi}_{ш_{i,1}}, \dots, \dot{\xi}_{ш_{i,1}})^T$ – векторы-столбцы отсчетов собственных шумов; $\dot{\xi}_{ш_{i,\ell}}$ – отсчеты внутреннего шума ℓ -го приемного канала для i -го импульса пачки; \mathbf{y}_{c_i} , $\mathbf{y}_{п_i}$ – векторы-столбцы отсчетов отраженного сигнала (ОС) и внешних помех:

$$\mathbf{y}_{c_i} = \dot{\xi}_{c_i} \sqrt{P_c} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_c, \beta_{ai} - \beta_c) \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha_c, \beta_{ai} - \beta_c), \quad (3.2)$$

$$\mathbf{y}_{п_i} = \sum_{m=1}^M \dot{\xi}_{п_{i,m}} \sqrt{P_m} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha_{п_m}, \beta_{ai} - \beta_{п_m}); \quad (3.3)$$

P_c – средняя мощность ОС на выходе изотропной приемной антенны при условии, что передающая антенна ориентирована на цель максимумом ГЛ; P_m – мощность m -го источника помех на выходе изотропной приемной антенны; $\dot{\xi}_{п_{i,m}}$ – независимые центрированные гауссовские случайные величины с единичной дисперсией; $\dot{\xi}_{c_i}$ – последовательность центрированных гауссовских случайных величин с корреляционной функцией, определяемой моделью флуктуации отраженного сигнала; $\dot{F}_0(\alpha, \beta)$ – ДН передающей антенны в системе координат «азимут-угол места»; α_{ai} , β_{ai} – азимут и угол места максимума главного лепестка ДН основной антенны в момент времени, соответствующий приему i -го импульса ОС, $\alpha_{ai} = \Omega(i-1)T_r$; (α_c, β_c) , $(\alpha_{п_m}, \beta_{п_m})$ – азимут и угол места источника сигнала и $m = \overline{1, M}$ источников помех; $\mathbf{f}(\alpha, \beta)$ – вектор-столбец, составленный из ДН приемных каналов, $\mathbf{f}(\alpha, \beta) = (\dot{F}_0(\alpha, \beta), \dot{F}_1(\alpha, \beta), \dots, \dot{F}_L(\alpha, \beta))^T$. При записи (3.2) предполагается, что доплеровский сдвиг частоты F_d скомпенсирован.

Типовые модели ОС для РЛС с механическим сканированием антенной системы при синтезе алгоритмов приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Модели отраженного сигнала

Наименование модели	Характеристика последовательности $\dot{\xi}_{c_i}$
Когерентная пачка нефлуктуирующих сигналов (M1.1)	$\dot{\xi}_{c_i} = 1$
Когерентная пачка дружно флуктуирующих сигналов (M1.2)	Последовательность центрированных гауссовских случайных величин с корреляционной функцией вида $R_{\xi}(\tau) = e^{-\tau/\tau_c}$, где τ_c – интервал корреляции ОС
Некогерентная пачка нефлуктуирующих сигналов (M2.1)	$\dot{\xi}_{c_i} = e^{j\varphi_i}$, $\varphi_i \in [0, 2\pi]$
Некогерентная пачка дружно флуктуирующих по амплитуде сигналов (M2.2)	Последовательность независимых центрированных гауссовских случайных величин с единичной дисперсией
Некогерентная пачка быстро флуктуирующих сигналов (M2.3)	Последовательность независимых центрированных гауссовских случайных величин с единичной дисперсией

Модель М1.2 наиболее характерна для когерентной РЛС при наблюдении типовых воздушных целей при длительности пачки $\tau_n = \alpha_a^0 / \Omega_a \ll \tau_c$, где τ_c – интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала. Модели ОС М2.2 и М2.3 характерны для некогерентной РЛС при отсутствии и наличии перестройки частоты. Модели М1.1 и М2.1 – предельный случай моделей М1.2 и М2.2 при $\tau_c \rightarrow \infty$. Аналогично модель М2.3 – предельный случай М2.2 при $\tau_c = 0$. Флуктуации амплитуды ОС принимаем рэлеевскими.

3.2. Оценивание пеленга источника нефлуктуирующего отраженного сигнала

С учетом механического вращения антенны и связанным с этим изменением разности фаз полезного сигнала и помех между основной и компенсационными антеннами ПКП необходимо реализовывать в пределах каждого периода зондирующего сигнала. Векторы весовых коэффициентов ω_i для ПКП могут формироваться исходя из различных критериев оптимальности (минимума выходной мощности, максимума отношения сигнал/помеха+шум и т. д.). Технически ВВК могут быть вычислены путем непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, использования *LMS* и *RLS*-алгоритмов адаптивной фильтрации и т. д.

3.2.1. Оптимальный алгоритм обработки когерентной пачки нефлуктуирующих сигналов

Оптимальный алгоритм для модели сигнала М1.1 может быть получен путем модификации алгоритма, предложенного А. А. Чижовым в [170].

Функция правдоподобия принимаемой реализации при наличии на интервале наблюдения единственной цели запишется в виде

$$\omega(\mathbf{y} / \alpha, \dot{A}) = C \exp \left(- \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}_i - \dot{A} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)) \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha)^+ \Phi_i^{-1} (\mathbf{y}_i - \dot{A} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)) \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha) \right), \quad (3.4)$$

где \dot{A} – комплексная амплитуда отраженного от цели сигнала для изотропной передающей антенны РЛС; α_{ai} – угловое положение антенны РЛС в i -й момент времени, $\alpha_{ai} = \alpha_a^0 + \Omega_a t_i$; Φ_i – корреляционная матрица процессов на выходе приемных каналов для i -го положения антенны РЛС.

В (3.4) явным образом учтен факт вращения антенной системы РЛС и связанное с этим между периодическое изменение комплексных амплитуд полезного сигнала и структур корреляционных матриц Φ_i .

Истинная КМ процессов на выходе приемных каналов в i -й момент времени

$$\begin{aligned} \Phi_i &= \sigma_{\text{ш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_k) + \\ &+ V_{\Phi} K_{\Phi} P_0 |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_0)|^2 \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_0) = \sigma_{\text{ш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K \Phi_{\Pi_{i,k}} + \Phi_{ci}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2$ – мощность собственных шумов приемных каналов РЛС; P_k – мощность $k = \overline{1, K}$ источников внешних помех на выходе изотропной приемной антенны в полосе пропускания приемных каналов; α_k – угловое положение k -го источника помех; α_0 – угловое положение цели; V_{Φ} – признак вида (классифицированная или неклассифицированная) выборки (при $V_{\Phi} = 0$ имеем вариант обработки, когда полезный сигнал не участвует в формировании КМ, при $V_{\Phi} = 1$ имеем неклассифицированную выборку, когда полезный сигнал оказывает влияние на структуру КМ); K_{Φ} – относительная доля мощности полезного сигнала, участвующего в формировании КМ; $\Phi_{\Pi_{i,k}}$ – КМ k -го источника помех для i -го положения антенны, $\Phi_{\Pi_{i,k}} = P_k \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_k)$; Φ_{ci} – КМ полезного сигнала для i -го положения антенны, $\Phi_{ci} = V_{\Phi} K_{\Phi} P_0 |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_0)|^2 \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_0)$.

Представим выражение под знаком экспоненты в виде

$$\begin{aligned} & - \sum_{i=1}^I \mathbf{y}_i^+ \Phi_i^{-1} \mathbf{y}_i + A^* \sum_{i=1}^I \dot{F}_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{y}_i + \\ & + A \sum_{i=1}^I \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{y}_i^+ \Phi_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha) - A^2 \sum_{i=1}^I |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2 \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha) = \\ & = - \sum_{i=1}^I \mathbf{y}_i^+ \Phi_i^{-1} \mathbf{y}_i + 2 \operatorname{Re} \{ A \dot{W}(\alpha) \} - A^2 Q(\alpha), \end{aligned} \quad (3.6)$$

где $\dot{W}(\alpha)$ – корреляционный интеграл:

$$\dot{W}(\alpha) = \sum_{i=1}^I \dot{F}_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{y}_i; \quad (3.7)$$

$$Q(\alpha) = \sum_{i=1}^I |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2 \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha). \quad (3.8)$$

Переходя к логарифму функции правдоподобия и отбрасывая независимые от α составляющие, получим

$$\ln \omega(\mathbf{y} / \alpha, \dot{A}) = \Psi_0(\mathbf{y} / \alpha, \dot{A}) = 2 \operatorname{Re} \{ A \dot{W}(\alpha) \} - A^2 Q(\alpha). \quad (3.9)$$

Оптимальная совместная оценка азимута α и комплексной амплитуды \dot{A} отраженного сигнала

$$(\hat{\alpha}, \hat{\dot{A}}) = \arg \max_{\alpha, \dot{A}} \Psi(\mathbf{y} / \alpha, \dot{A}). \quad (3.10)$$

Максимизацию (3.10) выполним последовательно по комплексной амплитуде \dot{A} и далее по α . Переписав (3.9) в виде

$$\ln \omega(\mathbf{y} / \alpha, \dot{A}) = \Psi(\mathbf{y} / \alpha, \dot{A}) = 2A |\dot{W}(\alpha)| \cos(\varphi_W + \varphi_A) - A^2 Q(\alpha),$$

где $\varphi_W = \arg \dot{W}(\alpha)$; $\varphi_A = \arg \dot{A}$, и дифференцируя по φ_A и A , получим систему уравнений правдоподобия:

$$\begin{cases} |\dot{W}(\alpha)| \cos(\varphi_W + \varphi_A) - A Q(\alpha) = 0; \\ \sin(\varphi_W + \varphi_A) = 0, \end{cases}$$

откуда оптимальная оценка амплитуды ОС

$$\dot{A}(\alpha) = \frac{W^*(\alpha)}{Q(\alpha)}. \quad (3.11)$$

После подстановки (3.11) в (3.9) и дальнейшего использования (3.7), (3.9) получим

$$\Psi_0(\mathbf{y} / \alpha) = \frac{|\dot{W}(\alpha)|^2}{Q(\alpha)} = \frac{\left| \sum_{i=1}^I \dot{F}_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{y}_i \right|^2}{\sum_{i=1}^I |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2 \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha)}. \quad (3.12)$$

В соответствии с адаптивным байесовым подходом [136] истинные КМ процессов на выходе приемных каналов заменяются их максимально-правдоподобными оценками $\hat{\Phi}_i$. Для обзорной РЛС оценки $\hat{\Phi}_i$ могут быть получены из отсчетов входных сигналов усреднением по времени. Пусть в каждом периоде повторения формирование оценки $\hat{\Phi}_i$ КМ проводится по Q отсчетам входных сигналов по дальности (времени задержки) в соответствии с выражением

$$\hat{\Phi}_i = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{y} \left(t_\Phi - \left(q + \frac{Q}{2} \right) \Delta t \right) \mathbf{y}^+ \left(t_\Phi - \left(q + \frac{Q}{2} \right) \Delta t \right), \quad (3.13)$$

где t_Φ – момент времени, соответствующий середине интервала усреднения КМ, находящийся в пределах i -го периода повторения, $iT_r < t_\Phi < (i+1)T_r$; Δt – период дискретизации.

Для исключения влияния полезного сигнала на оценки КМ значение t_Φ выбирается в пределах значений времени задержки, когда полезный сигнал (сигналы) гарантированно отсутствуют. В общем случае при наличии нестационарных помех $t_\Phi = t_i$, что соответствует неклассифицированной выборке. С учетом (3.13) при длительности полезного сигнала на выходе фильтра сжатия $\tau_c^{\text{сж}}$ для величины K_Φ в (3.5) имеем

$$K_\Phi = \frac{\tau_c^{\text{сж}}}{Q \Delta t}. \quad (3.14)$$

Представим (3.12) в несколько более компактном виде. Заметив, что произведение $\Phi_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha) = \boldsymbol{\omega}_i(\alpha)$ соответствует оптимальному по критерию максимума ОСПШ вектору весовых коэффициентов приемных каналов для i -го положения антенны, можно записать

$$\Psi_0(\mathbf{y} / \alpha) = \frac{\left| \sum_{i=1}^I \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha) \mathbf{y}_i F_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) \right|^2}{\sum_{i=1}^I \hat{P}_{\text{ш+п}_i}(\alpha) |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2}, \quad (3.15)$$

где $\hat{P}_{\text{ш+п}_i}(\alpha)$ – оценки мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех:

$$\hat{P}_{\text{ш+п}_i}(\alpha) = \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha) \hat{\Phi}_i \boldsymbol{\omega}_i(\alpha) = \mathbf{f}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \Phi_i^{-1} \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha). \quad (3.16)$$

В соответствии с (3.15) оптимальный алгоритм предполагает для каждого возможного углового положения цели α формирование отсчетов сигнала на выходе адаптированного канала $\dot{Y}_{ai} = \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha) \mathbf{y}_i$, их взвешивание с ДН $F_0^*(\alpha_{ai} - \alpha)$ основной антенны на передачу по напряжению, когерентное накопление отсчетов, вычисление квадрата модуля результата когерентного накопления и нормировку полученной величины к суммарной мощности отсчетов $\hat{P}_{\text{ш+п}_i}(\alpha)$, взвешенных с ДН $|\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2$ передающей антенны по мощности.

Из-за использования в (3.15) полного перебора по всем возможным значениям углового положения цели с вычислением ВВК приемных каналов оптимальный алгоритм оказывается достаточно сложным в вычислительном плане.

3.2.2. Квазиоптимальные алгоритмы обработки для когерентной пачки нефлуктуирующих и дружно флуктуирующих сигналов

Общая идея построения получения квазиоптимальных алгоритмов основана на отказе вычисления оптимального ВВК для каждого возможного положения цели α в сочетании с известными процедурами «обеления» помехи и согласованной фильтрации измененного полезного сигнала. Пусть в процессе внутрипериодной ПКП сформированы ВВК вида

$$\boldsymbol{\omega}_i = \Phi_i^{-1} \begin{cases} \mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T & \text{– для критерия минимума выходной мощности;} \\ \mathbf{f}(0) & \text{– для критерия максимума ОСПШ.} \end{cases} \quad (3.17)$$

Отсчеты адаптированного канала

$$\dot{Y}_{ai} = \boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i = \boldsymbol{\omega}_i^+ (\mathbf{y}_{\text{ш}_i} + \mathbf{y}_{\text{п}_i}) + \boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{y}_{c_i} \quad (3.18)$$

содержат взвешенные внутренние шумы и нескомпенсированные остатки внешних помех с мощностями

$$P_{\text{ш+п}_i} = \mathbf{\omega}_i^+ \left(\sigma_{\text{ш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K \mathbf{\Phi}_{\text{п}_i, k} \right) \mathbf{\omega}_i \quad (3.19)$$

и отсчеты измененного в части зависимости от угла отраженного сигнала $\mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{y}_{c_i}$.

Взвешенные шумы и нескомпенсированные остатки помех являются некоррелированными от периода к периоду. В соответствии с принципами обработки на фоне небелого шума, формирование функции правдоподобия предполагает операции обеления суммы мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех путем деления отсчетов на величину $\sqrt{P_{\text{ш+п}_i}}$, где $\sqrt{P_{\text{ш+п}_i}}$ – мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех, с последующей согласованной обработкой измененного полезного сигнала.

Примем в качестве оценки мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех аналогичную (3.16) величину

$$\hat{P}_{\text{ш+п}_i} = \mathbf{\omega}_i^+ \hat{\mathbf{\Phi}}_i \mathbf{\omega}_i. \quad (3.20)$$

Для классифицированной выборки выражение (3.20) является оценкой максимального правдоподобия. Для неклассифицированной выборки оценка смещена на величину $\mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{\Phi}_{c_i} \mathbf{\omega}_i$ мощности полезного сигнала с учетом доли $K_{\text{ф}}$ мощности полезного сигнала, попадающей в оценку $\hat{\mathbf{\Phi}}_i$ КМ. Для операции обеления имеем

$$\dot{Z}_i = \frac{\mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i}{\sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}}, \quad (3.21)$$

при этом мощность суммы внутренних шумов и внешних помех после операции обеления для классифицированной выборки

$$\frac{|\mathbf{\omega}_i^+ (\mathbf{y}_{\text{ш}_i} + \mathbf{y}_{\text{п}_i})|^2}{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}} = 1. \quad (3.22)$$

Для логарифма функции правдоподобия с учетом (3.21) можно записать

$$\begin{aligned} \Psi_{1,1}^{1(2)}(\mathbf{z} | \alpha, \dot{A}) &= \ln \ell(\alpha) = \sum_{i=1}^I \left(\left| \dot{Z}_i \right|^2 - \left| \dot{Z}_i - \dot{A} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) \right|^2 \right) = \\ &= |\dot{A}| e^{j\varphi_A} \sum_{i=1}^I \dot{Z}_i^* \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) + |\dot{A}| e^{-j\varphi_A} \sum_{i=1}^I \dot{Z}_i \dot{Z}_{\text{оп}_i}^*(\alpha) - |\dot{A}|^2 \sum_{i=1}^I \left| \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) \right|^2, \end{aligned} \quad (3.23)$$

где дополнительным верхним индексом указана разновидность квазиоптимального алгоритма с формированием ВВК согласно критерию минимума выходной

мощности (индекс 1) или максимума ОСПШ (индекс 2); $\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)$ – отсчеты ожидаемого (опорного) сигнала с учетом операции обеления:

$$\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) = \frac{F_0^*(\alpha_{ai} - \alpha)\omega_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)}{\sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}}; \quad (3.24)$$

\dot{A} – комплексная амплитуда принимаемого полезного сигнала на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом главного лепестка ДН передающей антенны.

Максимизируя аналогично предыдущему случаю функцию правдоподобия по неизвестной амплитуде \dot{A} , получим

$$\hat{A} = \frac{\sum_{i=1}^I \dot{Z}_i Z_{\text{оп}_i}^*(\alpha)}{\sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}, \quad (3.25)$$

откуда

$$\Psi_{1,1}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha) = \frac{\left| \sum_{i=1}^I \dot{Z}_i Z_{\text{оп}_i}^*(\alpha) \right|^2}{\sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}. \quad (3.26)$$

Согласно (3.21)...(3.26) радиолокационные цели, находящиеся на различных угловых направлениях α , порождают на выходе системы обработки различные последовательности отсчетов (сигналы) $\mathbf{z}_{\text{оп}}(\alpha) = (\dot{Z}_{\text{оп}_1}(\alpha), \dots, \dot{Z}_{\text{оп}_I}(\alpha))^T$. В этой связи задачу оптимальной оценки азимута цели можно трактовать как задачу различения непрерывного континуума гипотез о наличии в принимаемой реализации сигналов (последовательности отсчетов) единичной мощности со случайной начальной фазой и временной структурой, определяемой (3.24).

Тогда максимально правдоподобные оценки азимута цели

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi_{1,1}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha). \quad (3.27)$$

Принципиальное отличие квазиоптимального алгоритма (3.26) от оптимального (3.25) заключается в формировании ВВК приемных каналов безотносительно к угловому положению цели, что резко сокращает требования к производительности процессора обработки. В то же время при замене в (3.26) ВВК ω_i на $\omega_i(\alpha) = \Phi_i^{-1} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$ получаем вторую модификацию оптимального алгоритма оценивания угловых координат нефлуктуирующей цели при когерентной обработке, близкую к (3.25).

Для дружно флуктуирующего ОС плотности вероятности наблюдаемых отсчетов для случая наличия и отсутствия ОС с учетом операции (3.21) обеления принимают вид

$$\begin{aligned}\omega_{\text{оп}}(\mathbf{z}/\alpha, \sigma_c^2) &= C |\mathbf{E} + \sigma_c^2 \mathbf{R}(\alpha)|^{-1} \exp(-\mathbf{z}^+ (\mathbf{E} + \sigma_c^2 \mathbf{R}(\alpha))^{-1} \mathbf{z}); \\ \omega_{\text{п}}(\mathbf{z}/\alpha, \sigma_c^2) &= C \exp(-\mathbf{z}^+ \mathbf{z}),\end{aligned}\quad (3.28)$$

где $\mathbf{z} = (\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dots, \dot{Z}_I)^T$ – вектор-столбец отсчетов обеленной принимаемой реализации; σ_c^2 – средняя мощность ОС на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом главного лепестка ДН передающей антенны; $\mathbf{R}(\alpha)$ – нормированная корреляционная матрица отсчетов флуктуирующего полезного сигнала с учетом операции обеления с элементами

$$\begin{aligned}R_{i,j}(\alpha) &= r^{|i-j|} \dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha) Z_{\text{оп}j}^*(\alpha) = \\ &= r^{|i-j|} \frac{F_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) F_0^*(\alpha_{aj} - \alpha) \boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{f}(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{f}^+(\alpha_{aj} - \alpha) \boldsymbol{\omega}_j}{\hat{P}_{\text{ш}+\text{п}i} \hat{P}_{\text{ш}+\text{п}j}},\end{aligned}\quad (3.29)$$

где $r = e^{-T_r/\tau_c}$ – коэффициент междупериодной корреляции ОС.

Элементы матрицы зависят как от степени временной корреляции полезного сигнала, так и от изменения направления на него в процессе вращения антенны.

Аналогично предыдущему случаю заменим неизвестную мощность σ_c^2 ее оптимальной оценкой $\hat{\sigma}_c^2(\alpha)$. Так как $\overline{|Z_i|^2} = \sigma_c^2 |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2 + \sigma_{\text{п}+\text{ш}}^2$, где $\sigma_{\text{п}+\text{ш}}^2 = 1$ – мощность суммы нескомпенсированных остатков помехи и взвешенного шума после операции обеления, в соответствии с методом наименьших квадратов запишем

$$\hat{\sigma}_c^2(\alpha) = \arg \min_{\sigma_c^2} \sum_{i=1}^I \left(|Z_i|^2 - \sigma_c^2 |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2 - \sigma_{\text{п}+\text{ш}}^2 \right)^2, \quad (3.30)$$

откуда

$$\hat{\sigma}_c^2(\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^I (|Z_i|^2 - 1) |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2}{\sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^4}. \quad (3.31)$$

Тогда для логарифма функции правдоподобия получим

$$\Psi_{1,2}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha) = \mathbf{z}^+ (\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \hat{\sigma}_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha))^{-1}) \mathbf{z} - \ln |\mathbf{E} + \hat{\sigma}_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha)|. \quad (3.32)$$

3.3. Квазиоптимальные алгоритмы обработки для некогерентной пачки нефлуктуирующих, дружно и быстро флуктуирующих сигналов

Для некогерентной пачки нефлуктуирующих сигналов логарифм функции правдоподобия запишем в виде

$$\Psi_{2.1}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha, a_0) = -\frac{a_0^2}{2} \sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2 + \sum_{i=1}^I \ln I_0(a_0 |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\|), \quad (3.33)$$

где a_0 – амплитуда отраженного сигнала на выходе изотропной приемной антенны в момент времени, когда максимум главного лепестка передающей антенны направлен на цель.

Для оптимальной оценки $\hat{a}_0(\alpha)$ неизвестной амплитуды a_0 имеем

$$\hat{a}_0(\alpha) = \arg \max_{a_0} \ln \ell(\mathbf{z} / a_0), \quad (3.34)$$

где логарифм функции правдоподобия наблюдаемых отсчетов принимаемой реализации с учетом операции обеления принимает вид

$$\ln \ell(\mathbf{z} / a_0, \alpha) = \sum_{i=1}^I \left(\ln(2 |\dot{Z}_i|) - a_0^2 |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2 + |\dot{Z}_i| + \ln I_0(2a_0 |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)| \|\dot{Z}_i\|) \right).$$

Прямая максимизация (2.34) связана с решением нелинейного уравнения вида

$$\frac{\partial \ln \ell(\mathbf{z} / a_0, \alpha)}{\partial a_0} = \sum_{i=1}^I \left(-a_0 |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2 + \frac{I_1(2a_0 |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\|)}{I_0(2a_0 |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\|)} |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\| \right) = 0$$

или

$$\sum_{i=1}^I \frac{I_1(2a_0 |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\|)}{I_0(2a_0 |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\|)} |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\| = a_0 \sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)|^2,$$

что вызывает определенные трудности и требует разработки упрощенных методов оценки амплитуды нефлуктуирующего отраженного сигнала.

Если оценка $\hat{a}_0(\alpha)$ получена, то логарифм функции правдоподобия запишется в виде

$$\Psi_{2.1}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha) = -\frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^I |\dot{Z}_i|^2 - I \right) + \sum_{i=1}^I \ln I_0(\hat{a}_0(\alpha) |\dot{Z}_i| \|\dot{Z}_{\text{оп}i}(\alpha)\|). \quad (3.35)$$

Аналогично обработке когерентной пачки дружно флуктуирующих сигналов алгоритм обработки некогерентной пачки нефлуктуирующих по амплитуде сигналов предполагает формирование модулей отсчетов $|\dot{Z}_i| = |\boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i| / \sqrt{\hat{P}_{\text{ш}+\text{п}i}}$ принимаемых сигналов с последующим умножением на весовой коэффициент, определяемый ожидаемым значением азимута полезного сигнала, нелинейной обработкой $\ln I_0(\bullet)$ и суммированием результатов нелинейной обработки по всей ожидаемой длительности существования отраженного сигнала.

Отметим, что ввиду сложности вычисления оценки $\hat{a}_0(\alpha)$ практическое применение функции правдоподобия (3.35) может оказаться невозможным, хотя сама модель пачки некогерентных нефлуктуирующих отраженных сигналов может иметь место на практике, например, для некогерентной РЛС без перестройки частоты при относительно небольшом времени радиолокационного

наблюдения. Очевидным выходом в этом случае является использование функции правдоподобия для модели некогерентного быстро флуктуирующего сигнала.

Для некогерентной пачки быстро флуктуирующих сигналов, опуская аналогичные предыдущему случаю выкладки, логарифм функции правдоподобия примет вид

$$\Psi_{2.3}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha) = \sum_{i=1}^I \ln \frac{1}{1 + \hat{\sigma}_c^2(\alpha) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2} + \sum_{i=1}^I \frac{\hat{\sigma}_c^2(\alpha) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2}{1 + \hat{\sigma}_c^2(\alpha) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2} |\dot{Z}_i|^2, \quad (3.36)$$

где $\hat{\sigma}_c^2(\alpha)$ – оценка средней мощности принимаемого ОС на выходе изотропной приемной антенны, когда цель облучается максимумом главного лепестка ДН передающей антенны, определяемая (3.31).

Для некогерентной дружно флуктуирующей пачки с использованием (3.24) и имея в виду, что в этом случае элементы (3.29) будут равны

$$R_{i,j}(\alpha) = \delta_{i,j} \dot{Z}_{оп_i}(\alpha) Z_{оп_j}^*(\alpha) = \begin{cases} |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2, & i = j; \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (3.37)$$

получим функцию правдоподобия, идентичную полученной для модели отраженного сигнала М2.3:

$$\Psi_{2.2}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha) = \Psi_{2.3}^{1(2)}(\mathbf{z} / \alpha). \quad (3.38)$$

3.4. Анализ процессов компенсации помех и пеленгации в РЛС с механическим сканированием антенной системы

Для иллюстрации процессов измерения угловых координат цели на рис. 3.1 приведены зависимости модулей отсчетов принимаемой реализации на выходе основной антенны и на выходе адаптированного канала после компенсации помех (рис. 3.1, а, б) и синфазного компонента сигнала на выходе адаптированного канала после обеления (рис. 3.1, в, г) от углового положения антенны РЛС. Зависимости построены при $\Omega_a = 30$ град/с, $F_r = 1000$ Гц; $\Delta\alpha_{0,5} = 4^\circ$; числе импульсов в пачке 127, угловом положении цели $\alpha_c = 15^\circ$, угловом положении единственной помехи $\alpha_n = 13,5^\circ$, максимальных отношениях сигнал/шум по одному импульсу пачки и помеха/шум 8,4 и 50 дБ, соответственно. ОС полагался когерентным нефлуктуирующим (М1.1). Антенная система обзорной РЛС моделировалась в виде основной апертуры прямоугольной формы размерами $15 \times 2,5$ длин волн и четырех компенсационных апертур размерами $1 \times 2,5$ длин волн, попарно пристыкованных справа и слева к основной апертуре. Амплитудное распределение поля на апертурах принималось равномерным, погрешности распределения на апертурах не учитывались.

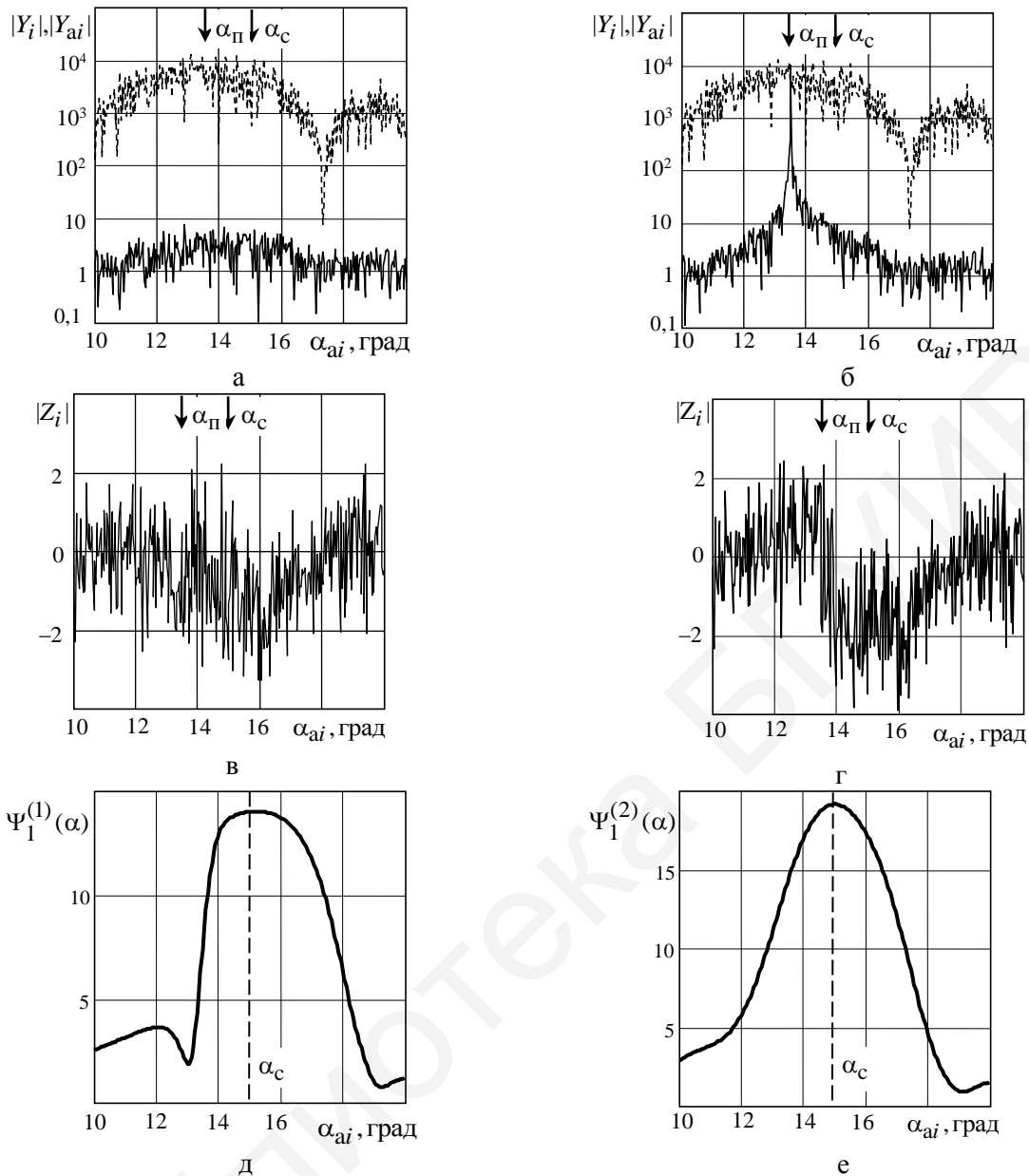


Рис. 3.1. Реализации сигналов и логарифмов функций правдоподобия для адаптации по критерию минимума выходной мощности (а, в, д) и максимума ОСПШ (б, г, е):

а, б – модули отсчетов на выходе основной антенны до компенсации помех и на выходе адаптированного канала; в, г – синфазный компонент отсчетов сигнала на выходе адаптированного канала после операции обеления; д, е – функции правдоподобия

Как видно из рис. 3.1, определение факта наличия и углового положения ОС путем визуального анализа реализаций до и после пространственной компенсации внешних помех невозможно. После операции обеления помехи наличие полезного сигнала и его ориентировочные угловые координаты определяются визуально достаточно хорошо. Динамический диапазон изменения мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков внешних помех на интервале существования полезного сигнала может составлять 5...7 дБ для квазиоптимального алгоритма по критерию минимума выходной мощности и до 40 дБ для критерия максимума ОСПШ.

На рис. 3.2 приведен вид ФП для случая наличия когерентного дружно флуктуирующего сигнала при $\tau_c=100$ мс. Для сравнения на этом же рисунке приведен результат обработки этой же принимаемой реализации алгоритмом (3.15), оптимальным для нефлуктуирующего сигнала, и модули отсчетов $|\dot{A}_i \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_c)|$ амплитуды принимаемого флуктуирующего ОС. Несмотря на существенно более плоский максимум функции правдоподобия $\Psi_{1,2}^{(1)}(\mathbf{y}/\alpha)$, что является «платой» за учет флуктуаций ОС, формируемые оценки характеризуются меньшей дисперсией. При $\tau_c \rightarrow \infty$ функция правдоподобия (3.32) будет полностью соответствовать (3.15).

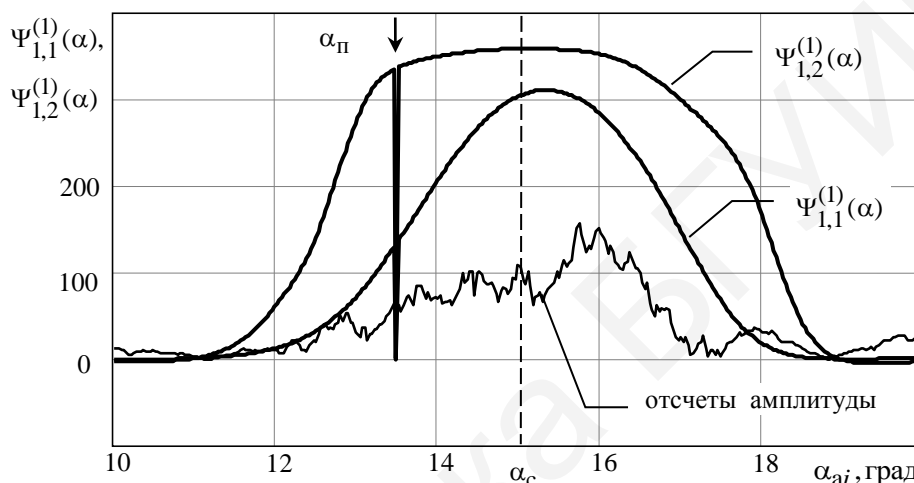


Рис. 3.2. Вид ФП для случая наличия когерентного дружно флуктуирующего сигнала

На рис. 3.3 приведен вид ФП для случая наличия некогерентного нефлуктуирующего и быстро флуктуирующего сигнала. Зависимости построены при той же входной реализации, что и для рис. 3.2.

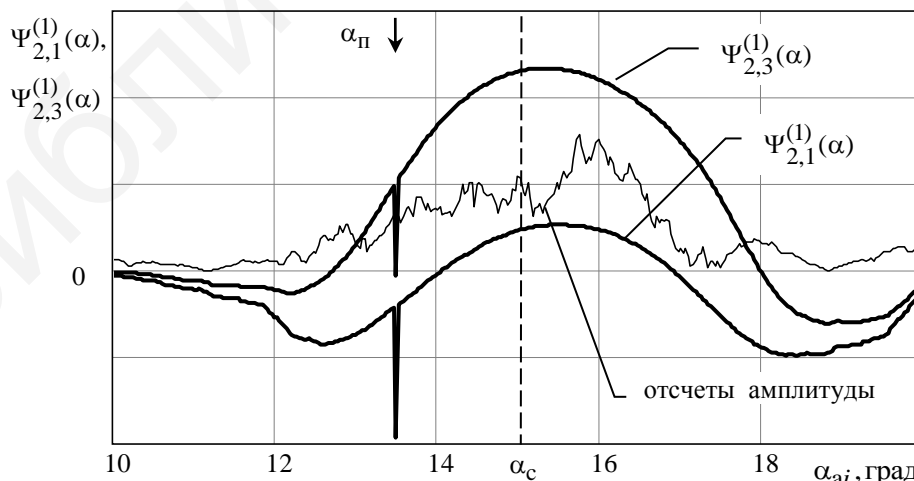


Рис. 3.3. Вид ФП для случая наличия некогерентного дружно флуктуирующего сигнала

На рис. 3.4 приведены зависимости, позволяющие оценить эволюцию ФП при изменении углового отклонения источника мощной помехи от сигнала (когерентный нефлуктуирующий сигнал).

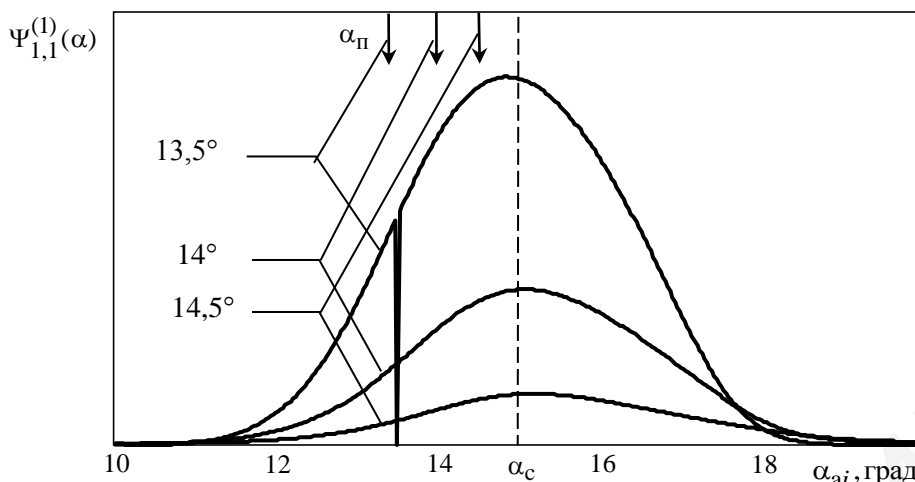


Рис. 3.4. Эволюция ФП для различных угловых положений источника мощной помехи

Систематическая ошибка оценивания пеленга отсутствует во всех случаях. С приближением помехи к сигналу область в районе максимума ФП становится более плоской, то есть ошибки определения угла возрастают. Тем не менее возможность пеленгации при достаточном отношении сигнал/шум сохраняется вплоть до предельно малых угловых отклонениях помехи от полезного сигнала (менее 0,1 от ширины главного лепестка ДН основной антенны).

Необходимо отметить, что все из приведенных алгоритмов при классифицированной выборке (корреляционная матрица образовано только внутренними шумами и внешними помехами) соответствуют алгоритмам максимального правдоподобия и формируют несмещенные оценки угловой координаты. При неклассифицированной выборке правильное обеление суммы взвешенных внутренних шумов и остатков внешних помех может нарушаться, то есть полного обеления не происходит. Поэтому при неклассифицированной выборке может появляться систематическая ошибка измерения угловых координат.

3.5. Заключительные замечания и ссылки

Приведенные в настоящем разделе алгоритмы легко обобщаются на другие случаи как механического, так и электронного сканирования антенной системы, включающей основной приемопередающий и произвольное число приемных компенсационных каналов. К указанным случаям относится растровое сканирование и коническое сканирование как в «отрытом», так и в «скрытом» вариантах. Интересные алгоритмы по оцениванию координат для сканирующей ДН приведены в [48, 147].

4. АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ И ПЕЛЕНГОВАНИЯ В МНОГОЛУЧЕВЫХ ПРИЕМНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА

Одной из важнейших задач средства радиомониторинга является определение угловых координат источников радиоизлучения. Это позволяет определять географические координаты источников радиоизлучения (ИРИ) в пространственно-распределенной системе радиомониторинга с использованием триангуляционного метода. В сверхвысокочастотном диапазоне для пространственной селекции ИРИ и определения их угловых координат традиционно используются многолучевые антенные решетки. Направление на источник радиоизлучения определяется с точностью до ширины луча МЛАР при отсутствии функциональной обработки или суммарно-разностным методом при наличии функциональной обработки [106, 127].

В ряде практически важных случаев наряду с полезным сигналом в пределах того же луча МЛАР или в соседних лучах МЛАР присутствуют мощные мешающие сигналы. Эти мешающие сигналы могут затруднить правильное обнаружение и определение угловых координат полезных сигналов. Обеспечение высокой помехоустойчивости МЛАР средств радиомониторинга и высокой точности измерения угловых координат может быть достигнуто при реализации пространственной компенсации помех (в данном случае – мешающих сигналов, воздействующих по соседним лучам МЛАР).

К специфике применения алгоритмов пространственной компенсации в МЛАР средств радиомониторинга следует отнести: относительно небольшое (8...16) число приемных элементов МЛАР; широкий, сотни мегагерцев – единицы гигагерцев, требуемый диапазон функционирования; априорная неопределенность относительно структуры (временного представления) полезного сигнала в сочетании с необходимостью сохранения формы указанного сигнала для проведения, например, процедуры его технического анализа.

4.1. Обоснование алгоритма адаптивной пространственной компенсации помех и пеленгования

В условиях априорной неопределенности о числе, направлениях прихода сигналов и их структуре (виде) при формировании ВВК для каждого луча в наибольшей степени подходит обоснованный в разд. 2 применительно к амплитудному суммарно-разностному пеленгованию линейно-ограниченный алгоритм Фроста. Как показано в подразд. 2.2, алгоритм обеспечивает минимум мощности мешающих (принимаемых с угловых направлений вне луча) сигналов при сохранении усиления луча МЛАР в $N_{\text{огр}}$ направлениях в пределах луча и инвариантность использования выборочной корреляционной матрицы суммы

полезного сигнала, помех (мешающих сигналов) и шумов вместо использования выборочной КМ суммы мешающих сигналов и шумов.

Формирование $i = \overline{1, I}$ отсчетов сигналов адаптированных суммарного $\dot{Y}_{\Sigma i}$ и разностного $\dot{Y}_{\Delta i}$ каналов в $\ell = \overline{1, L}$ лучах МЛАР осуществляется в соответствии с выражением

$$\dot{Y}_{\Sigma(\Delta)i, \ell} = \boldsymbol{\omega}_{\Sigma(\Delta)\ell}^+ \mathbf{y}_i, \quad (4.1)$$

где $\boldsymbol{\omega}_{\Sigma(\Delta)\ell}$ – векторы весовых коэффициентов адаптированных суммарного и разностного каналов для ℓ -го луча; \mathbf{y}_i – вектор-столбец отсчетов комплексных амплитуд процессов на выходах приемных каналов,

$$\mathbf{y}_i = \sum_{m=1}^M \dot{U}_{m,i} \mathbf{f}(\alpha_m, f_m) + \boldsymbol{\xi}_i; \dot{U}_{m,i} – \text{отсчеты комплексных амплитуд } m = \overline{1, M}$$

источников радиоизлучения на выходе изотропной приемной антенны; f_m – центральная частота спектра сигнала m -го ИРИ; $\boldsymbol{\xi}_i = (\xi_{1,i}, \xi_{2,i}, \dots, \xi_{N,i})$ – вектор-столбец отсчетов внутренних шумов приемных каналов МЛАР; $\mathbf{f}(\alpha, f)$ – вектор диаграмм направленности приемных элементов на частоте f , $\mathbf{f}(\alpha, f) = (\dot{F}_1(\alpha, f), \dot{F}_2(\alpha, f), \dots, \dot{F}_N(\alpha, f))^T$. Сигналы ИРИ полагаем узкополосными с шириной спектра $\Delta f_m \ll f_m$.

Вычисление ВВК адаптированных суммарного и разностного каналов для каждого луча АМЛАР проводится согласно алгоритму Фроста:

$$\boldsymbol{\omega}_{\Sigma(\Delta)\ell} = \hat{\boldsymbol{\Phi}}^{-1} \mathbf{C}_{\ell}(f_C) (\mathbf{C}_{\ell}(f_C)^+ \hat{\boldsymbol{\Phi}}^{-1} \mathbf{C}_{\ell}(f_C))^{-1} \mathbf{b}_{\Sigma(\Delta)}, \quad (4.2)$$

где $\hat{\boldsymbol{\Phi}}$ – оценка корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов; $\mathbf{C}_{\ell}(f_C)$ – матрица ограничений, составленная из векторов-столбцов значений $\dot{F}_n(\alpha_i^{\text{огр}}, f_C)$ ДН приемных каналов для $i = \overline{1, 3}$ вводимых ограничений, заданных на опорной частоте f_C :

$$\mathbf{C}_{\ell}(f_C) = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\text{опл}} - \delta\alpha_{\ell}, f_C) & \dot{F}_1(\alpha_{\text{опл}}, f_C) & \dot{F}_1(\alpha_{\text{опл}} + \delta\alpha_{\ell}, f_C) \\ \dot{F}_2(\alpha_{\text{опл}} - \delta\alpha_{\ell}, f_C) & \dot{F}_2(\alpha_{\text{опл}}, f_C) & \dot{F}_2(\alpha_{\text{опл}} + \delta\alpha_{\ell}, f_C) \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{F}_N(\alpha_{\text{опл}} - \delta\alpha_{\ell}, f_C) & \dot{F}_N(\alpha_{\text{опл}}, f_C) & \dot{F}_N(\alpha_{\text{опл}} + \delta\alpha_{\ell}, f_C) \end{pmatrix}; \quad (4.3)$$

$\alpha_{\text{опл}}$ – угловое положение максимума ℓ -го луча адаптивной МЛАР; $\delta\alpha$ – отклонение боковых ограничений от центра луча, $\delta\alpha = \gamma\Delta\alpha_{\ell}$; $\gamma = 0, 1 \dots 0, 15$; $\Delta\alpha$ – ширина луча МЛАР; \mathbf{b}_{Σ} , \mathbf{b}_{Δ} – векторы-столбцы, элементы которых соответствуют требуемому значению адаптированной ДН суммарного и разностного каналов в направлениях ограничений:

$$\mathbf{b}_\Sigma = \begin{pmatrix} F_{\Sigma 1} \\ F_{\Sigma 2} \\ F_{\Sigma 3} \end{pmatrix}; \mathbf{b}_\Delta = \begin{pmatrix} F_{\Delta 1} \\ F_{\Delta 2} \\ F_{\Delta 3} \end{pmatrix}. \quad (4.4)$$

Отметим, что с учетом использования амплитудного суммарно-разностного алгоритма пеленгования компоненты векторов \mathbf{b}_Σ , \mathbf{b}_Δ – действительные величины, а сами векторы могут быть одинаковыми для всех лучей.

В общем случае по отсчетам адаптированных каналов $\dot{Y}_{\Sigma(\Delta)i,\ell}$ необходимо сформировать оценки $\hat{\alpha}_\ell, \hat{f}_{\text{ИРИ}\ell}$ угловых положений и центральных частот спектра сигналов, находящихся в лучах МЛАР, то есть решить оптимизационную задачу вида

$$(\hat{\alpha}_\ell, \hat{f}_{\text{ИРИ}\ell}) = \arg \max_{\alpha, f} \Psi(\mathbf{y}_{\Sigma\ell}, \mathbf{y}_{\Delta\ell} / \alpha, f), \quad (4.5)$$

где $\Psi(\mathbf{y}_{\Sigma\ell}, \mathbf{y}_{\Delta\ell} / \alpha, f)$ – функция правдоподобия.

Построение функции правдоподобия осложняется априорной неопределенностью о характеристиках полезных (в луче) и мешающих (в соседних лучах) сигналов.

В этой ситуации целесообразно упрощение задачи, выполняемое следующим образом. По сформированным $i = \overline{1, I}$ отсчетам сигналов адаптированных суммарного $\dot{Y}_{\Sigma i}$ и разностного $\dot{Y}_{\Delta i}$ каналов по известному алгоритму суммарно-разностной пеленгации могут быть получены исходные (верхний индекс 0) оценки угловых координат ИРИ в каждом луче (канале) АМЛАР, считая, что центральная частота спектра сигнала в луче $\hat{f}_{\text{ИРИ}\ell} = f_C$:

$$\hat{\alpha}_{i,\ell}^{(0)} = \hat{\alpha}_{\text{оп}\ell} + \frac{1}{\mu} \operatorname{Re} \left(\frac{Y_{\Delta i,\ell}^*}{Y_{\Sigma i,\ell}^*} \right), \quad (4.6)$$

где μ – крутизна дискриминационной характеристики, которая при необходимости может быть усреднена по заданному числу отсчетов:

$$\hat{\alpha}_\ell^{(0)} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \hat{\alpha}_{i,\ell}^{(0)}. \quad (4.7)$$

Далее, оценив частоты $\hat{f}_{\text{ИРИ}\ell}$ доминирующего по мощности сигнала в ℓ -м луче любым из известных методов, можно повторить обработку принятой многоканальной реализации для частоты $\hat{f}_{\text{ИРИ}\ell}$ либо скорректировать оценку пеленга в соответствии с алгоритмом

$$\hat{\alpha}_\ell = \hat{\alpha}_\ell^{(0)} + g(\hat{f}_{\text{ИРИ}\ell} - f_C), \quad (4.8)$$

где $g(\bullet)$ – некоторая корректирующая функция, определяющая поправку к результатам оценивания пеленга в зависимости от разности частот $\hat{f}_{\text{ИРИ}\ell} - f_C$.

Далее рассмотрим второй вариант обработки, называемый модифицированной обработкой. Укрупненная блок-схема модифицированной обработки приведена на рис. 4.1.

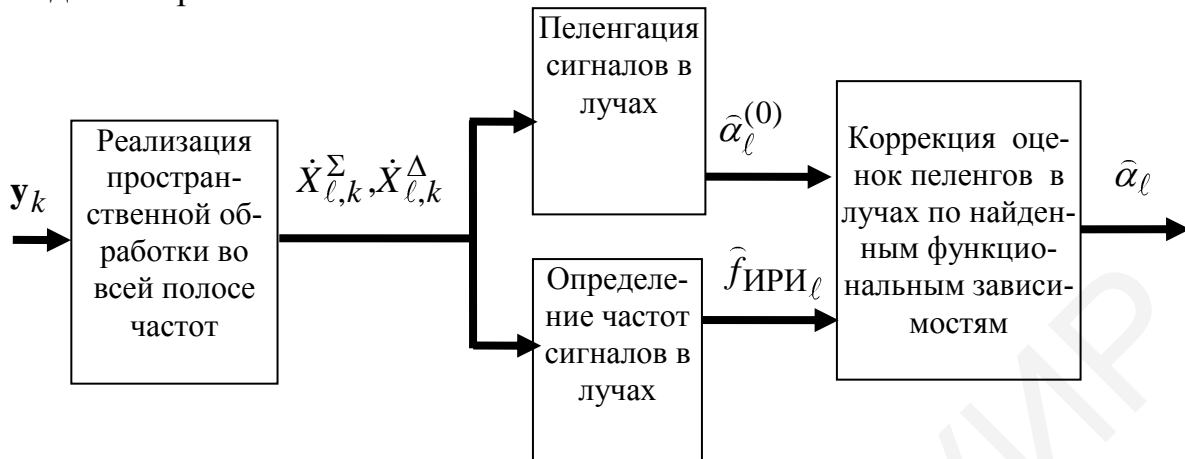


Рис. 4.1. Укрупненная структурная схема обработки

Обработка сигнала в АМЛАР предполагает выполнение следующих операций:

1) формирование выборочной КМ суммы сигналов (полезных и мешающих) и внутренних шумов:

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y_k y_k^+, \quad (4.9)$$

где K – число отсчетов, используемых для формирования выборочной КМ;

2) регуляризацию выборочной КМ (см. разд. 5):

$$\Phi_p = \hat{\Phi} + \mu \mathbf{I}, \quad (4.10)$$

где μ – параметр регуляризации; \mathbf{I} – единичная матрица;

3) формирование ВВК суммарного и разностного каналов для каждого луча АМЛАР в соответствии с (4.2)...(4.4) с подстановкой в (4.2) выборочной регуляризованной КМ Φ_p ;

4) формирование сигналов суммарного и разностного каналов в адаптированных лучах в соответствии с (4.1);

5) оценку центральных частот $\hat{f}_{ИРИ_l}$ доминирующих сигналов в лучах;

6) вычисление опорных пеленгов $\hat{\alpha}_l^{(0)}$ в соответствии с (4.6) или (4.7);

7) коррекцию оценок пеленгов в соответствии с (4.8).

Для определения требований к числу лучей в адаптивной МЛАР и конкретизации функции $g(\bullet)$ необходимо получить угловые и углочастотные характеристики АМЛАР. Рассчитаем указанные значения для линейной эквидистантной МЛАР.

4.2. Угловые характеристики каналов и точность пеленгации в адаптивной многолучевой антенной решетке

Угловые характеристики АМЛАР представляют собой модуль (или квадрат модуля) ДН адаптированного суммарного канала

$$|\dot{F}_{\Sigma\ell}(\alpha)| = \omega_{\Sigma\ell}^+ \mathbf{f}(\alpha, f_C) \quad (4.11)$$

для случая, когда центральная частота спектра в ℓ -м луче $f_{\text{ИРИ}\ell} = f_C$ (частоты в других лучах могут быть произвольными).

Основной целью исследования угловых характеристик каналов и точности пеленгации в адаптивной МЛАР являлось определение:

- ширины луча $\Delta\alpha_{\text{л}}$ по уровню 0,5 от максимальной мощности;
- коэффициента прямоугольности луча, равного отношению ширины луча по уровню 0,5 к ширине луча $\Delta\alpha_{\text{л}}^{0,1}$ по уровню 0,1 от максимальной мощности

$$K_{\text{п}} = \frac{\Delta\alpha_{\text{л}}}{\Delta\alpha_{\text{л}}^{0,1}}; \quad (4.12)$$

- математического ожидания m_{α} и среднего квадратического отклонения σ_{α} ошибок определения угловых координат ИРИ.

Для оценки указанных зависимостей на рис. 4.2, а (главные лепестки), 4.2, б (в окрестности направления на мешающий источник) приведены результаты расчета амплитудных ДН адаптированных суммарных каналов первого – четвертого лучей типовой АМЛАР с $N=8$ приемными элементами с межэлементным расстоянием $d/\lambda = 0,5$ (для центральной частоты) для случая одновременного приема сигналов двух ИРИ. Угловое положение первого (полезного) ИРИ изменялось в пределах от -60 до 0° , угловое положение второго (мешающего) ИРИ было фиксированным и составляло 10° . Относительные мощности ИРИ на выходах изотропных приемных элементов по отношению к мощности внутренних шумов приемных каналов составляли 20 дБ (полезный ИРИ) и 40 дБ (мешающий ИРИ), приемные элементы – изотропные. ДН адаптированных каналов показаны сплошными кривыми. Для сравнения на рис. 4.2, а пунктирными кривыми показаны амплитудные ДН суммарных каналов неадаптивной МЛАР.

В табл. 4.1 приведены численные данные по ширине лучей и коэффициенту прямоугольности каналов АМЛАР.

Таблица 4.1

Значения ширины лучей и коэффициента прямоугольности

Номер канала	$\alpha_{\text{л}}$, град	$\Delta\alpha_{\text{л}}$ (неадаптивная МЛАР), град	$\Delta\alpha_{\text{л}}$, град	$\Delta\alpha_{\text{л}}^{0,1}$, град	$K_{\text{п}}$
1	-52,5	20,1	8,0	10,0	0,8
2	-37,5	16,1	6,1	7,5	0,81
3	-22,5	13,8	5,2	7,7	0,68
4	-7,5	12,9	5,5	8,8	0,63

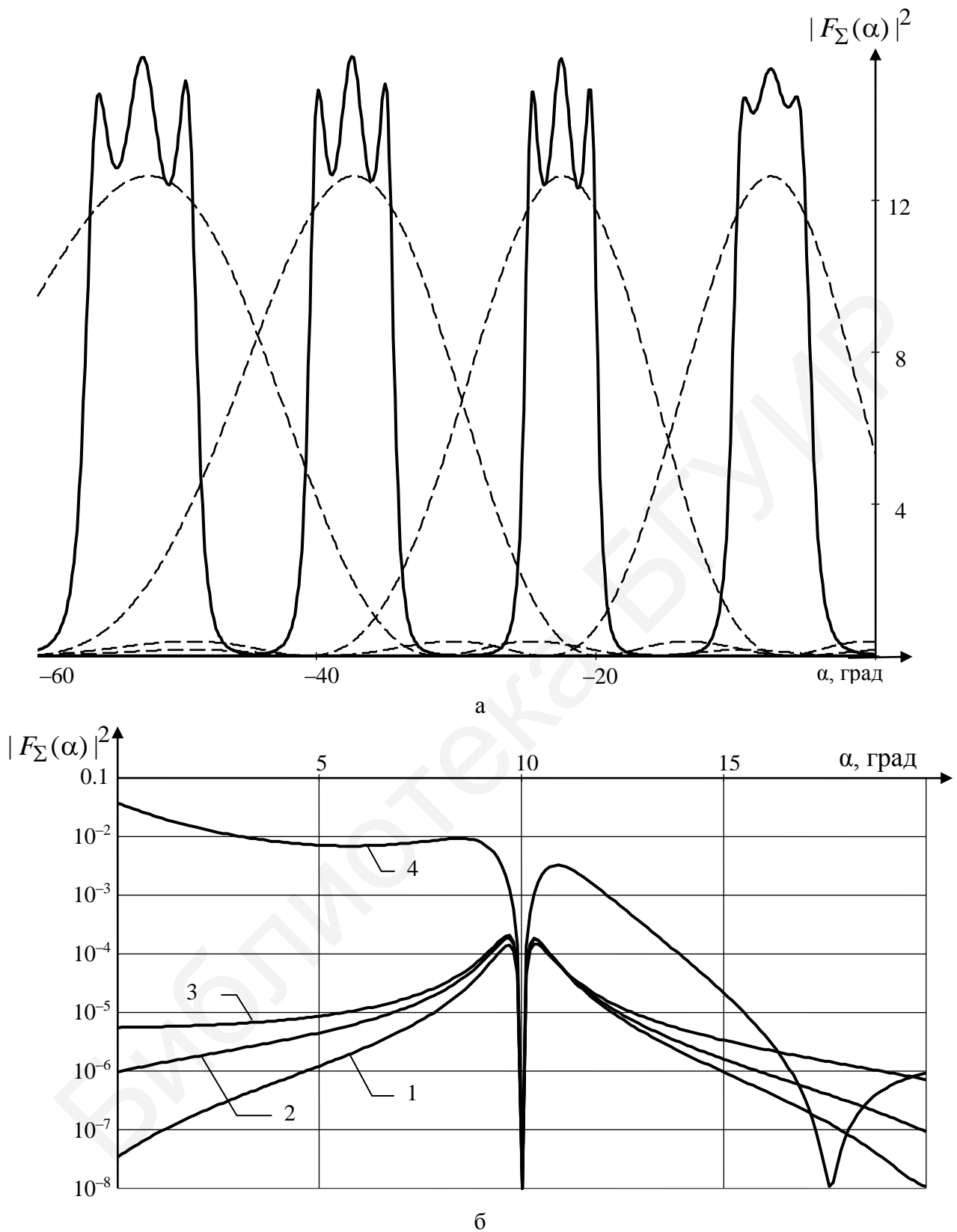


Рис. 4.2. Вид амплитудных ДН адаптированных суммарных каналов для первого – четвертого лучей МЛАР:
 а – главные лепестки; б – в окрестности направления на мешающий ИРИ

Из зависимостей, приведенных на рис. 4.2 и в табл. 4.1, следуют следующие закономерности:

- положения максимумов ДН суммарного канала лучей МЛАР совпадают с максимумами исходных лучей;

- главные лепестки ДН лучей имеют форму близкую к прямоугольной; скорость спадания коэффициента усиления ДН адаптированного суммарного канала существенно превышает скорость спадания амплитудной ДН луча МЛАР без пространственной компенсации помех; коэффициент прямоугольности лучей составляет величину 0,63...0,8;

- ширина лучей по уровню 0,5 от максимальной мощности в 2...3 раза меньше ширины исходных лучей; при этом зависимость ширины луча от угла отклонения центра луча от нормали к антенной решетке обратно пропорционально $\cos \alpha_{\text{л}}$ является менее выраженной, чем для неадаптивной МЛАР; так, ширина второго, третьего и четвертого лучей в рассмотренном примере практически постоянна, первый луч (с максимальным отклонением от нормали к решетке) имеет несколько большую ширину;

- максимум ДН лучей имеет место в случаях, когда ИРИ находится в угловых положениях вводимых ограничений; в пределах главного лепестка диаграммы направленности лучей имеют место незначительные, на уровне долей децибелов, осцилляции коэффициента усиления адаптированной ДН.

Таким образом, в адаптивной МЛАР число каналов в сравнении с неадаптивной необходимо увеличить в 2...3 раза. При этом лучи необходимо располагать определенным образом: с меньшими расстояниями – для центральных лучей и с большими – для боковых.

4.3. Углочастотные характеристики каналов адаптивной многолучевой антенной решетки

Углочастотные характеристики АМЛАР представляют собой модуль (или квадрат модуля) ДН адаптированного суммарного канала

$$|\dot{F}_{\Sigma \ell}(\alpha, f_{\text{ИРИ} \ell} / f_{\text{С}})| = \omega_{\Sigma \ell}^+ \mathbf{f}(\alpha, f_{\text{С}}) \quad (4.13)$$

для случая, когда центральная частота спектра в ℓ -м луче $f_{\text{ИРИ} \ell} \neq f_{\text{С}}$.

Рассмотрим основные закономерности изменения (смещения) адаптированных лучей от величины отклонения частоты $f_{\text{ИРИ} \ell}$ «полезного» ИРИ от частоты $f_{\text{С}}$, на которой выставлены ограничения в алгоритме адаптации.

Для выявления закономерностей необходимо рассчитать ДН адаптированных приемных каналов и пеленгационные характеристики для различных значений $f_{\text{ИРИ} \ell}$ при фиксированном значении f_0 .

На рис. 4.3 приведены амплитудные ДН третьего луча линейной эквидистантной АМЛАР (выставленного в направлении $\alpha_0 = -22,5^\circ$) для различных значений несущей частоты (частота выставления ограничений 10 ГГц), позво-

ляющие выявить наличие примерно линейного смещения максимума луча при смещении частоты ИРИ правее и левее частоты выставления ограничений.

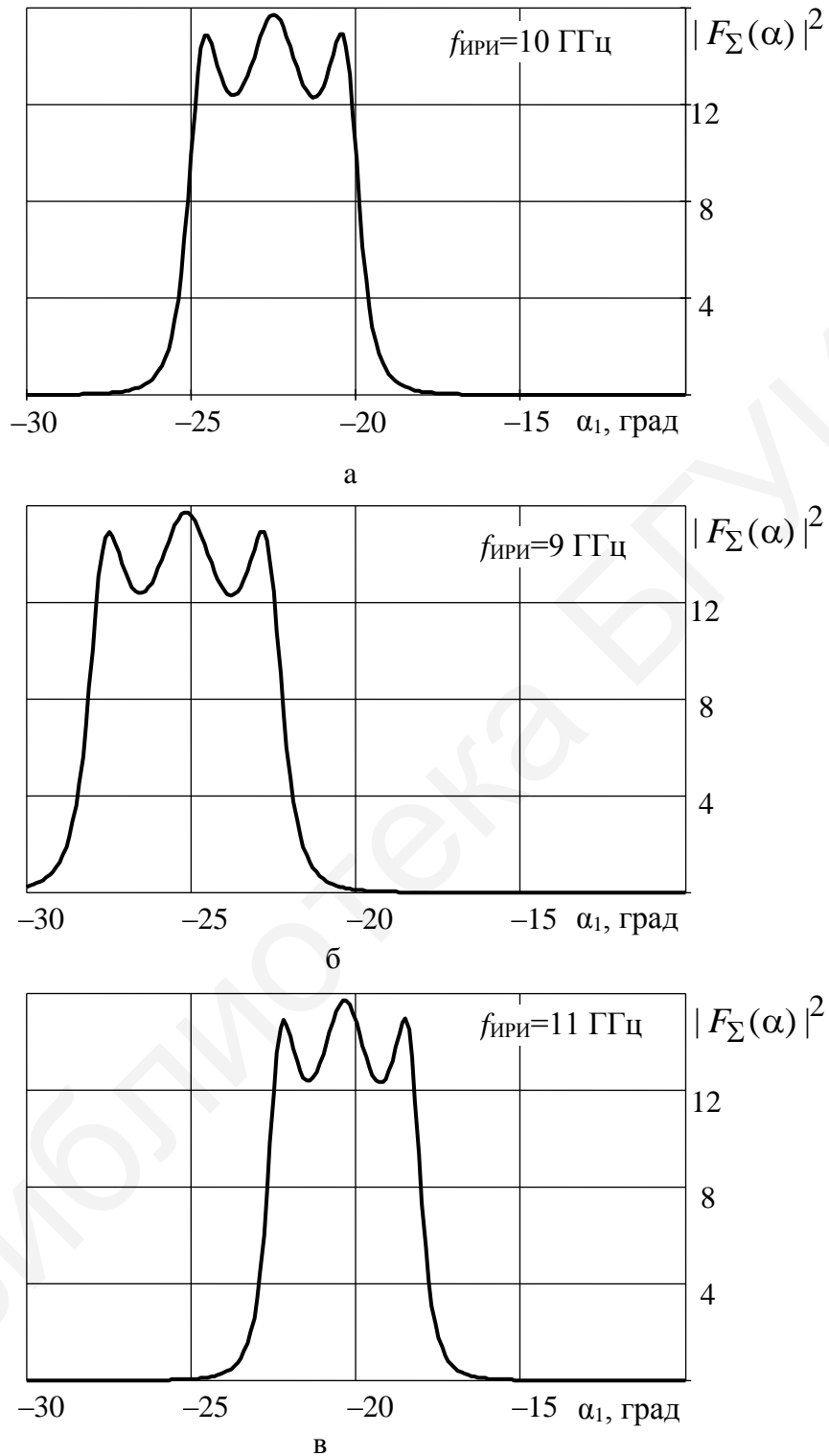


Рис. 4.3. Вид амплитудной ДН третьего луча АМЛАР для различных значений несущей частоты (частота выставления ограничений 10 ГГц)

Так, при частоте ИРИ $f_{\text{ИРИ}_3} = 9000$ МГц (то есть при увеличении длины волны) луч отклоняется дальше от нормали, при $f_{\text{ИРИ}_3} = 10\,000$ МГц (то есть при уменьшении длины волны) направление луча приближается к нормали. Отклонение центра луча от исходного положения для указанных частот оказалось примерно одинаковым и составило $-2,7$ и $2,1^\circ$ (знак «минус» означает в данном случае увеличение отклонения от нормали).

На рис. 4.4 приведено семейство пеленгационных характеристик АМЛАР с $N = 8$ приемными элементами для различных частот $f_{\text{ИРИ}}$. На рис. 4.5 приведены семейства зависимостей ошибок пеленгации и отношений сигнал/мешающий сигнал+шум от угловых координат источника полезного сигнала. Графики, показанные на рис. 4.5, а, в, соответствуют МЛАР с числом элементов $N = 8$, на рис. 4.5, б, г – с числом элементов $N = 16$ при соответствующем числе формируемых лучей, равномерно перекрывающих сектор $\pm 60^\circ$. Зависимости построены для случая наличия ИРИ – источника полезного сигнала с мощностью (на выходе изотропной антенны) 20 дБ по отношению к уровню собственных шумов приемных каналов и более мощного (мешающего) ИРИ. Угловое положение источника полезного сигнала изменялось в пределах ширины луча в диапазоне углов $22,5^\circ \pm 7,5^\circ$ для МЛАР с $N = 8$ приемными элементами (пятый луч) и $18,75^\circ \pm 3,75^\circ$ для МЛАР с $N = 16$ приемными элементами (десятый луч, нумерация лучей от отрицательных значений угла). Угловое положение второго ИРИ было фиксировано и принималось равным 40° при мощности второго ИРИ 40 дБ. Отклонение частоты сигнала первого ИРИ от частоты формирования матрицы ограничений (опорной) составляло 0 % (сплошные кривые), $\pm 2,5$ % и ± 5 % (пунктирные кривые для отклонения вверх и штрихпунктирные для отклонения вниз). Частота второго (мешающего) ИРИ соответствовала опорной.

Как видно из построенных характеристик, при совпадении частоты сигнала ИРИ и опорной частоты пеленгационная характеристика имеет вид, близкий к линейному, практически в пределах всей ширины луча МЛАР, а ошибки пеленгации малы в сравнении с шириной луча АМЛАР. Ноль характеристики расположен точно в направлении центра луча. При отклонении частоты сигнала ИРИ от опорной пеленгационная характеристика изменяется: при увеличении (уменьшении) частоты ноль характеристики смещается влево (вправо). Крутизна характеристик практически не изменяется.

Выявленные зависимости позволяют получить расчетные соотношения для систематической ошибки измерения пеленга при различиях частоты формирования вектора ограничений и центральной частоты принимаемого сигнала для линейной эквидистантной МЛАР из ненаправленных приемных элементов.

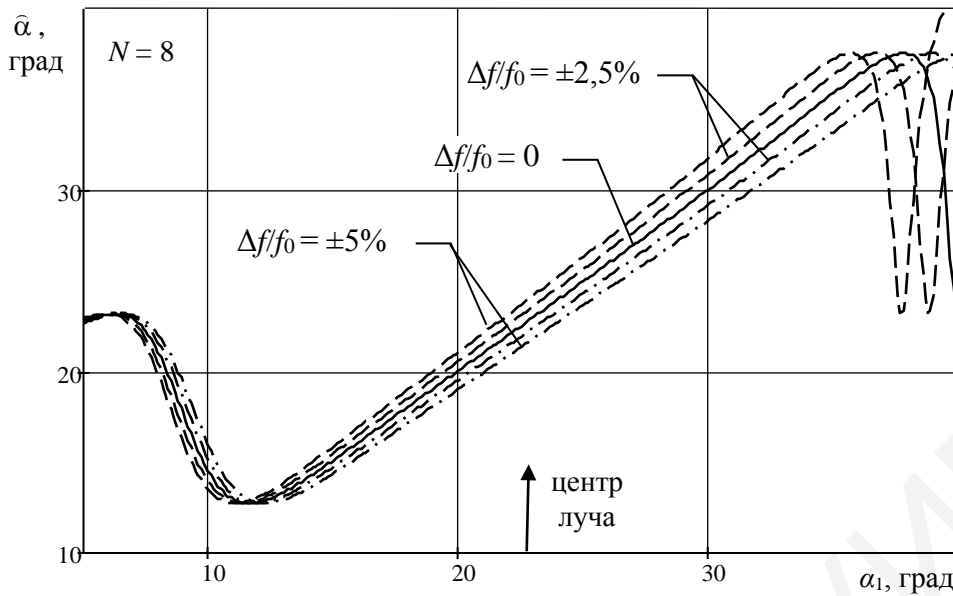


Рис. 4.4. Семейство пеленгационных характеристик для различных значений нормированного отклонения частоты ИРИ от опорной

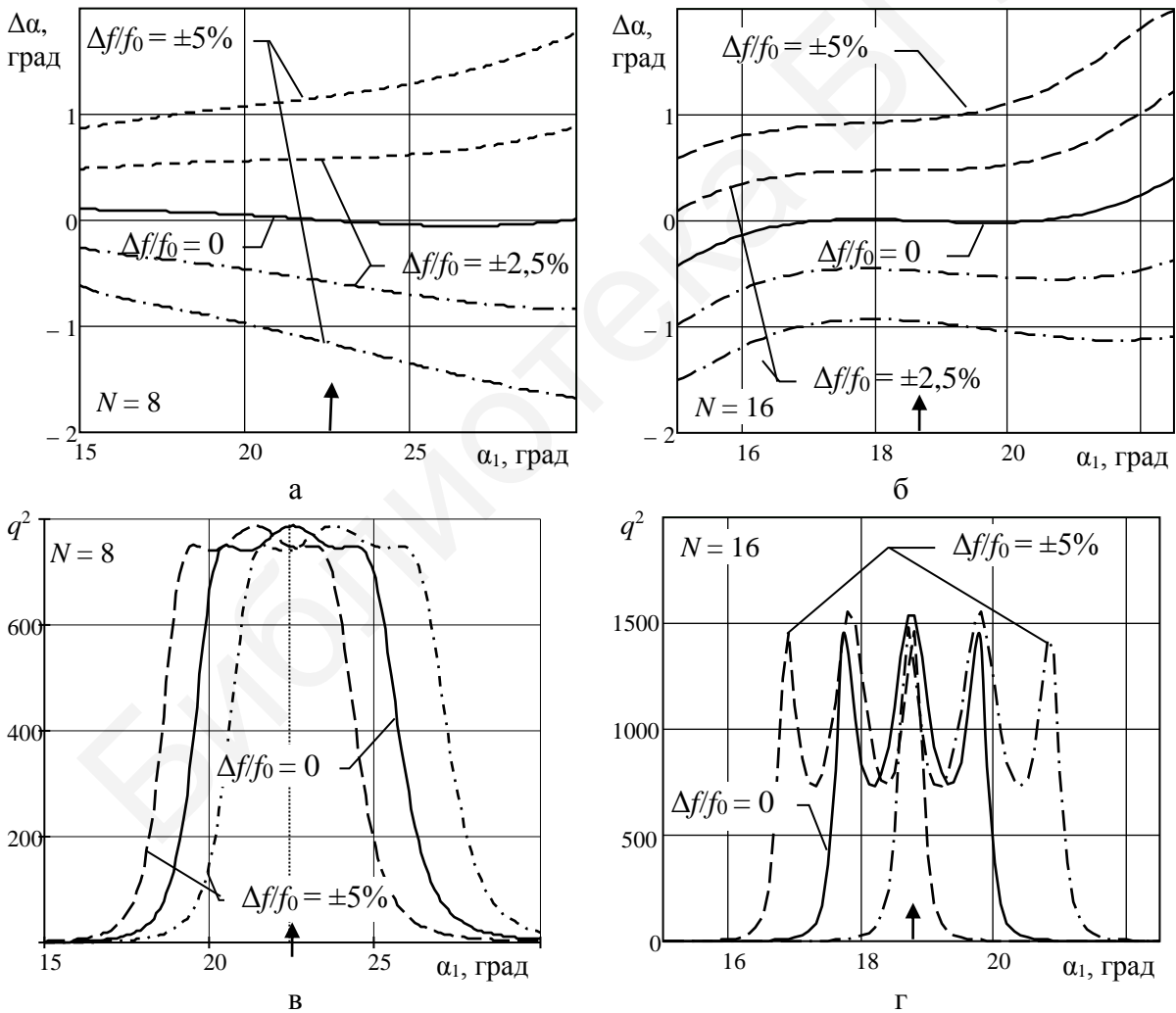


Рис. 4.5. Зависимости ошибок пеленгации (а, б) и отношения сигнал/мешающий сигнал+шум (в, г) для АМЛАР с $N = 8$ (а, в) и $N = 16$ (б, г) приемными элементами

В соответствии с алгоритмом формирования адаптированных суммарного и разностного каналов в каждом луче их значения фиксируются в направлениях ограничений (векторы-столбцы $\mathbf{b}_{\Sigma(\Delta)}$). Для ненаправленных приемных элементов АМЛАР зафиксированные значения, а также элементы матрицы \mathbf{C} отличаются только фазой. При частоте ИРИ $f_{\text{ИРИ}}$, отличной от опорной f_0 , те же самые векторы $\mathbf{b}_{\Sigma(\Delta)}$ и матрица \mathbf{C} будут получены при угле $\alpha'_{\text{огр}} = \alpha_{\text{огр}} - \Delta\alpha$, для которого

$$\frac{2\pi}{c} f_0 \sin \alpha_{\text{огр}} = \frac{2\pi}{c} f_{\text{ИРИ}} \sin(\alpha_{\text{огр}} - \Delta\alpha_f). \quad (4.14)$$

Отсюда частное смещение луча $\Delta\alpha_f$ с максимумом в направлении α как функция нормированного отклонения частоты от опорной

$\gamma_f = \frac{f_{\text{ИРИ}} - f_0}{f_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$ определяется как

$$\Delta\alpha_f = \alpha - \arcsin\left(\frac{1}{1 + \gamma_f} \sin \alpha\right) \approx \gamma_f \operatorname{tg} \alpha \left(1 - \gamma_f \left(1 + \frac{1}{2} \operatorname{tg}^2 \alpha\right)\right). \quad (4.15)$$

Зависимость (4.15) приведена на рис. 4.6. Для лучей, расположенных под углами $\alpha \leq 45^\circ$, указанную зависимость с достаточной для практики точностью можно считать линейной.

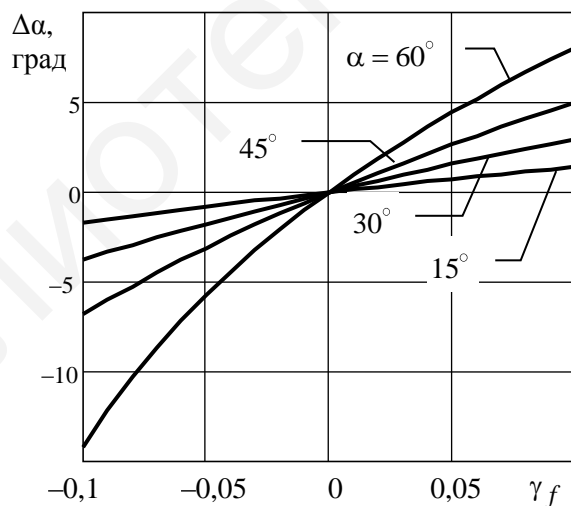


Рис. 4.6. Зависимость ошибок пеленгации от параметра $\gamma_f = \Delta f / f_0$ для различных угловых положений центрального ограничения

4.4. Заключительные замечания и ссылки

Приведенные в настоящем разделе углочастотные характеристики МЛАР при линейном размещении приемных элементов оказываются очень удобными в части решения задачи коррекции оценки пеленга по результатам оценивания

доминирующих частот в лучах. Для МЛАР с произвольным размещением приемных элементов, например, для широко распространенных круговых решеток и решеток с конформным размещением элементов, зависимость поправки к оценке угловой координаты не будет иметь приближенно линейный характер, а широкополосность будет меньше.

В [95] предложены общие технические и алгоритмические решения по созданию адаптивных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга. Их основой является двухэтапная итерационная процедура, предусматривающая одновременные пространственную компенсацию помех с суммарно-разностной обработкой при формировании направляющего вектора для середины диапазона рабочих частот, оценку частот сигналов в лучах и повторную компенсацию помех с формированием направляющего вектора на основе оценок частот в лучах.

Библиотека БГУИР

5. ДЕГРАДАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМАХ И ПУТИ ЕЕ ПРЕОДОЛЕНИЯ

5.1. Общая характеристика факторов, приводящих к деградации характеристик алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов в многоканальных приемных системах

Снижение эффективности функционирования многоканальных приемных систем с адаптивной пространственной компенсацией помех связано с наличием:

- ошибок адаптации;
- *немонохроматичности* полезных сигналов и помех;
- аппаратных ошибок.

Ошибки адаптации могут быть обусловлены недостаточным объемом обучающей выборки, нестационарностью сигналов и помех, а также принципиальной погрешностью некоторых алгоритмов адаптации, например, *LMS*-алгоритма.

Влияние *немонохроматичности* полезных сигналов и помех обусловлено временем распространения электромагнитной волны до различных приемных антенн многоканальной приемной системы. Из-за этого комплексные огибающие принимаемых сигналов и помех изменяются на выходах приемных каналов не синхронно, а величина их коэффициента корреляции определяется величиной нормированной корреляционной функции помехи или функцией рассогласования полезного сигнала.

Аппаратные ошибки в многоканальных приемных устройствах средств радиолокации, навигации и радиомониторинга с адаптивной ПКП являются основным фактором снижения качества их функционирования по отношению к потенциально достижимым уровням. Указанные ошибки по своему конечному эффекту можно разделить на два основных 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 возможность количественного выделения каждого из них при математическом описании происходящих процессов.

К декорреляции процессов в приемных каналах в основном приводят погрешности преобразования сигналов в квадратуры, погрешности аналогоцифрового преобразования сигналов (шумы АЦП), несинхронность моментов преобразования, амплитудно-фазочастотная неидентичность (АФЧН) приемных каналов относительно их среднего уровня и различия поляризационных характеристик приемных каналов при хаотической (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.

Виды ошибок и места их возникновения в многоканальных антенных системах приведены на рис. 5.1.

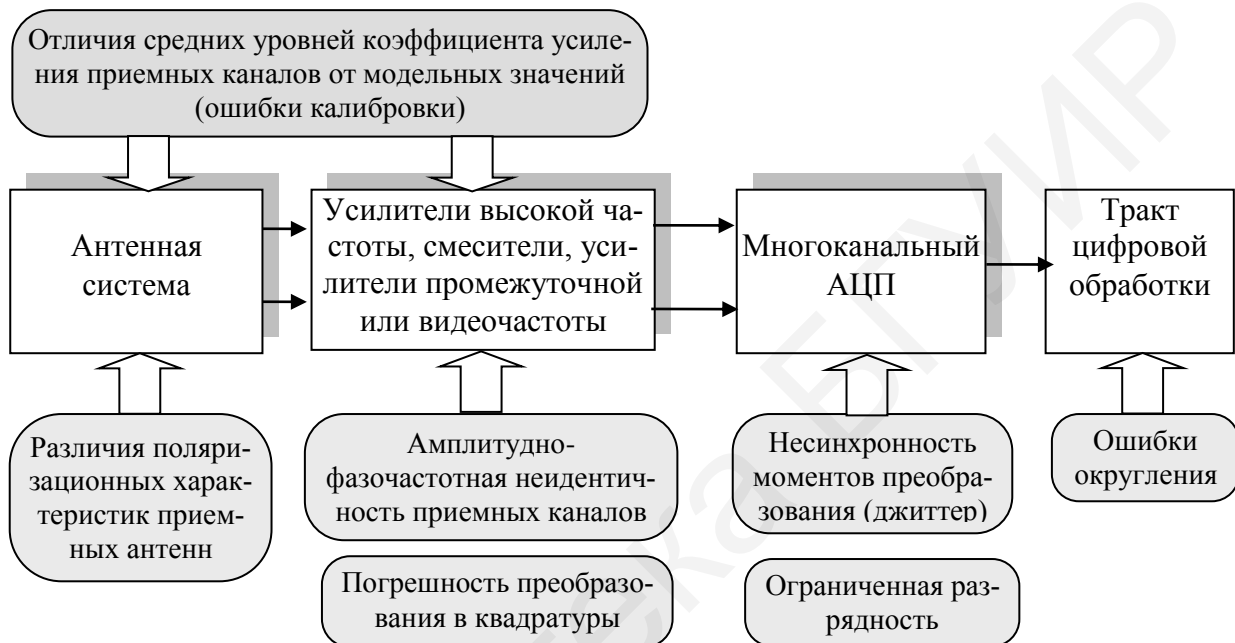


Рис. 5.1. Виды аппаратных ошибок и места их возникновения в многоканальных антенных системах

Направления снижения ошибок, обусловленных аналого-цифровым преобразованием, заключаются в использовании большой (10...12) эффективной разрядности аналого-цифрового преобразования при частоте дискретизации, в несколько раз превышающей минимально необходимую по теореме Котельникова. Ошибки в тракте цифровой обработки, обусловленные ограниченной разрядностью обрабатываемых данных, также приводят к декорреляции процессов в приемных каналах. Они устраняются за счет повышения разрядности или перехода к обработке с плавающей точкой.

Погрешность преобразования в квадратуры устраняется при использовании корректоров квадратур. В отдельных случаях, например, в РЛС с непрерывным и квазинепрерывным излучением, могут быть использованы бесквадратурные АЦП с последующим формированием квадратур в цифровом виде.

В целом можно полагать, что ошибки квадратурного преобразования, АЦП и последующего тракта цифровой обработки в целом являются относительно малыми и ограничивают степень компенсации помех на уровне порядка 60 дБ.

Снижение влияния широкополосности полезных сигналов и помех достигается переходом к многоканальной по частоте обработке. Полоса обработки, равная ширине спектра полезных сигналов Δf_0 , разделяется на поддиапазоны. В каждом из поддиапазонов осуществляется независимая обработка с формированием корреляционной матрицы, весовых коэффициентов и т. д. Результаты обработки объединяют.

Наибольший вклад в снижение достижимой степени пеленгации вносят амплитудно-фазочастотная неидентичность приемных трактов и различия поляризационных характеристик приемных антенн при воздействии помех с хаотической (изменяющейся на интервале адаптации) поляризацией.

5.2. Ошибки задания априорных данных

Ошибки задания априорных данных приводят к расхождению расчетных или измеренных при настройке или калибровке и имеющих место в процессе эксплуатации характеристик многоканальных приемных систем с адаптивной ПКП.

Так, при электронном сканировании ДН и перестройке частоты ввиду взаимного влияния элементов в антенной решетке будут иметь место изменения уровней главных лепестков ДН приемных каналов. Эти уровни могут быть зафиксированы при калибровках многоканальной приемной системы с некоторыми ошибками (в дальнейшем будем их называть ошибками калибровки). К аналогичным по влиянию на РЛСр с адаптивной ПКП 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: 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 интервала зондирования углового направления к другому.

Проведем анализ влияния ошибок задания априорных данных на алгоритмы обработки с ограничениями и блокировкой.

В алгоритме с ограничениями используется информация об уровнях ДН приемных каналов в точках ограничений. При этом под ДН приемного канала в данном случае следует понимать коэффициент усиления приемной антенны в направлении ограничения, умноженный на коэффициент передачи приемного тракта до АЦП. При наличии ошибок, то есть различий уровней ДН приемных каналов, заложенных в алгоритм адаптации, и реальных характеристик приемной системы, при приходе полезного сигнала с направления одного из ограничений, для определенности расположенного в равносигнальном направлении $(\alpha_0, \beta_0) = (\alpha_0^{\text{огр}}, \beta_0^{\text{огр}})$, или близкого к нему, правильное функционирование системы компенсации нарушается.

Пусть компенсация выполняется на выходах парциальных каналов. При отсутствии ошибок выполняются условия

$$\begin{cases} \boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_i) = 0, & i = \overline{1, M}; \\ \boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0) = F_{1(2)}(\alpha_0^{\text{орп}}, \beta_0^{\text{орп}}) = F_0, \end{cases} \quad (5.1)$$

где $\mathbf{f}(\alpha_i, \beta_i) = (\dot{F}_1(\alpha_i, \beta_i), \dot{F}_2(\alpha_i, \beta_i), \dots, \dot{F}_N(\alpha_i, \beta_i))^T$, а $\dot{F}_n(\alpha, \beta)$ представляют собой средние по ансамблю реализаций ошибок (неискаженные) диаграммы направленности приемных каналов, измеряемые при калибровке и используемые в дальнейшем при адаптации.

При наличии ошибок для $i = \overline{1, M}$ помеховых (не защищенных ограничениями) направлений выполняются условия $\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha_i, \beta_i) = 0$, где $\mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha_i, \beta_i)$ – искаженный вектор амплитудно-фазового распределения на приемных каналах, $\mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha_i, \beta_i) = \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_i) + \Delta \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_i)$; $\Delta \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_i)$ – вектор искажений параметров приемной системы, $\Delta \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_i) = (\Delta \dot{F}_1(\alpha_i, \beta_i), \Delta \dot{F}_2(\alpha_i, \beta_i), \dots, \Delta \dot{F}_N(\alpha_i, \beta_i))^T$; $\Delta \dot{F}_n(\alpha, \beta)$ – значения искажений характеристик приемных каналов.

В направлении приема (α_0, β_0) полезного сигнала представим вектор $\Delta \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)$ в виде

$$\Delta \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0) = \Delta \mathbf{f}_{1(2)}^{\parallel}(\alpha_0, \beta_0) + \Delta \mathbf{f}_{x1(2)}(\alpha_0, \beta_0), \quad (5.2)$$

где $\Delta \mathbf{f}_{1(2)}^{\parallel}(\alpha_0, \beta_0)$ – составляющая, коллинеарная неискаженному вектору параметров приемных каналов, $\Delta \mathbf{f}_{1(2)}^{\parallel}(\alpha_0, \beta_0) = \chi(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+) \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)$; $\chi(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+)$ – коэффициент пропорциональности; $\Delta \mathbf{f}_{x1(2)}(\alpha_0, \beta_0)$ – дополнительная составляющая.

Мощность полезного сигнала на выходе парциального канала

$$\begin{aligned} P_{1(2)}^{\text{вых}} &= P_0 \boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ (\mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0) + \Delta \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)) (\mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0) + \Delta \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0))^+ \boldsymbol{\omega}_{1(2)} = \\ &= P_0 [F_0^2 (1 + \chi(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+))^2 + 2(1 + \chi(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+)) F_0 \operatorname{Re}(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \Delta \mathbf{f}_{x1(2)}(\alpha_0, \beta_0)) + \\ &\quad + \boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \Delta \mathbf{f}_{x1(2)}(\alpha_0, \beta_0) \Delta \mathbf{f}_{x1(2)}^+(\alpha_0, \beta_0) \boldsymbol{\omega}_{1(2)}]. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Независимо от знака второго слагаемого в (5.3) глобальный минимум ($P_{1(2)}^{\text{вых}} \rightarrow 0$) выходной мощности при одновременном выполнении условия ограничения $\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0) = F_0$ достигается при $\chi(\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+) \rightarrow -1$ и $\boldsymbol{\omega}_{1(2)}^+ \Delta \mathbf{f}_{x1(2)}(\alpha_0, \beta_0) \rightarrow 0$. Физически это соответствует такому представлению вектора искажений, что $\Delta \mathbf{f}_{1(2)}^{\parallel}(\alpha_0, \beta_0) \rightarrow -\mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)$.

Таким образом, при различии информации об уровнях ДН приемных каналов, закладываемой в алгоритм адаптации, и реальных характеристиках приемной системы и приходе полезного сигнала с направления ограничения или

близкого к нему возникает фиктивный источник помехи, физическая компенсация которого происходит путем выставления «нуля» результирующей диаграммы с учетом ошибок в направлении прихода полезного сигнала при выполнении ограничений относительно неискаженной диаграммы.

Проведем анализ ошибок задания исходных данных, определяемых ошибками амплитудно-фазового распределения на апертуре, некомпенсированных при калибровке. Представим ковариационную матрицу источника (полезного сигнала), приходящего с направления (α_0, β_0) , в виде

$$\Phi_0^{(\text{иск})} = P_0 (\mathbf{ff}^+ + \mathbf{f}\Delta\mathbf{f}^+ + \Delta\mathbf{ff}^+ + \Delta\mathbf{f}\Delta\mathbf{f}^+), \quad (5.4)$$

где $\mathbf{f} = \mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)$; $\Delta\mathbf{f} = \Delta\mathbf{f}(\alpha_0, \beta_0)$.

Пусть приемная подрешетка состоит из $N_1 = N_y N_z$ элементов. Нормированные амплитудные Δa_i и абсолютные фазовые $\Delta\varphi_i$ ошибки элементов АР 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 апертурах подрешеток АР равномерные.

В соответствии с [177] 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 τ_n уровня случайной компоненты в [85] получено выражение вида

$$\gamma(\alpha, \beta) = \frac{|\Delta\dot{F}_n(\alpha, \beta)|^2}{|\dot{F}_n(\alpha, \beta)|^2} = \frac{1 - \alpha_0^2 + \sigma_a^2}{N_{\text{кп}} \alpha_0^2 G(\alpha, \beta)}, \quad (5.5)$$

где $G(\alpha, \beta)$ – нормированная к максимальному значению ДН канала; $\alpha_0^2 = e^{-\sigma_\varphi^2}$.

С учетом независимости случайной компоненты ДН каждой подрешетки, прихода полезного сигнала по главному лепестку ($G(\alpha_0, \beta_0) = 1$) и пренебрежения членами второго порядка в (5.5) получим удобное для математического моделирования выражение

$$\Phi_0^{(\text{иск})} \approx P_0 (\mathbf{ff}^+ + \sqrt{\gamma} (\mathbf{ff}^+ \mathbf{H}^+ + \mathbf{H} \mathbf{ff}^+)) = \Phi_0 + \sqrt{\gamma} (\Phi_0 \mathbf{H}^+ + \mathbf{H} \Phi_0), \quad (5.6)$$

где $\Phi_0 = P_0 \mathbf{ff}^+$ – ковариационная матрица при отсутствии искажений; \mathbf{H} – матрица, диагональные элементы которой представляют собой независимые комплексные центрированные нормально распределенные случайные величины с

дисперсией квадратурных компонент $1/2$, $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \xi_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \xi_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \xi_N \end{pmatrix}$.

Диагональные элементы (5.6) можно представить в виде

$$\sigma_{иски}^2 = \sigma_{0i}^2 (1 + 2\sqrt{\gamma} \operatorname{Re}(\xi_i)), \quad (5.7)$$

где $\sigma_{иски}^2$, σ_{0i}^2 – i -е элементы главной диагонали матриц $\Phi_0^{(иск)}$ и Φ_0 соответственно.

Интерпретируя второе слагаемое в (5.7) как наличие некоторого «фиктивного» источника и используя (5.5), (5.6), получим оценку отношения сигнал/внутренний шум, при котором мощность «фиктивного» источника будет превышать мощность внутренних шумов в виде

$$q_0^2 = \frac{P_0}{P_{сш}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{N_{кп} e^{-\sigma_\phi^2}}{1 - e^{-\sigma_\phi^2} + \sigma_a^2}}. \quad (5.8)$$

Выражение (5.8) позволяет для заданных параметров подрешеток определить отношение сигнал/шум, при котором наличие ошибок будет приводить к искажениям результирующей ДН. На рис. 5.2 приведены результаты расчетов величины q_0^2 от уровня амплитудных и фазовых ошибок и числа элементов, из которых следует, что указанные искажения будут иметь место при типовом числе элементов подрешеток системы, уже начиная с относительно небольших (10...20 дБ), значений отношения сигнал/шум. При увеличении числа элементов подрешеток уровень мощности сигнала, при котором будут иметь место искажения, возрастает.

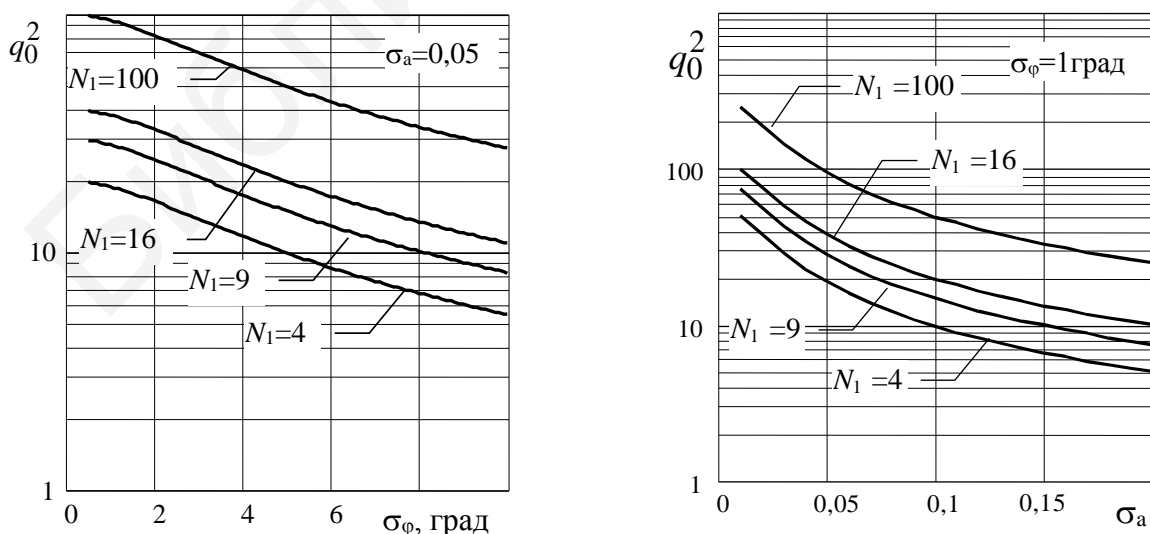


Рис. 5.2. Зависимости порогового отношения сигнал/шум, при которых необходимо учитывать наличие ошибок на апертуре

Для алгоритма с блокировкой наличие ошибок АФР на апертуре и ошибок калибровки будет приводить к смещению и «заплыванию» нуля ДН компенсационных каналов. Если уровень полезного сигнала на выходе компенсационной подрешетки будет превышать уровень собственных шумов приемного устройства, полезный сигнал будет компенсироваться, то есть возникнут искажения результирующей диаграммы направленности адаптированных суммарного и разностных каналов. Это эквивалентно условию

$$\gamma_{\text{пор}} > 1/q_{\Sigma 0}^2,$$

где $\gamma_{\text{пор}}$ – средний квадратический уровень случайной составляющей ДН компенсационной подрешетки, нормированный к максимуму главного лепестка суммарного канала; $q_{\Sigma 0}^2$ – отношение сигнал/внутренний шум в суммарном канале. Влияние указанных ошибок, как и для случая алгоритма с ограничениями, может оказаться существенным при больших отношениях сигнал/шум.

5.3. Различия поляризационных характеристик приемных каналов

Основным является случай построения подсистемы адаптивной ПКП на фиксированной поляризации с использованием в качестве многоканальной приемной системы общей антенной решетки или основных и компенсационных каналов, выполненных в рамках общего технологического подхода на приемных элементах одного типа.

При существенном различии поляризационных характеристик основной и компенсационной антенн простейшей двухканальной системы обработки коэффициент корреляции помехи с хаотической поляризацией на выходах приемных каналов окажется существенно отличающимся от единицы, и такая помеха не будет компенсироваться. В многоканальной системе пространственно-поляризационной обработки с различными поляризационными характеристиками каналов для компенсации одного источника помехи с хаотической поляризацией будет задействовано два компенсационных канала, образующих единый канал компенсации с управляемой поляризацией, то есть создание помех с хаотической поляризацией приводит к удвоению потребного числа компенсационных каналов системы.

В общем случае поляризационные характеристики каналов приемной системы определяются поляризационными характеристиками элементов АР, технологическим разбросом углов ориентации элементов, влиянием обтекателя и местных предметов, а также кривизной поверхности решетки. Взаимосвязь поляризационных характеристик приемных элементов с поляризационными характеристиками подрешетки или антенной решетки в целом полностью определяется множителем решетки, то есть для идеальной решетки без обтекателя поляризационные характеристики элемента и решетки идентичны.

Различия поляризационных характеристик приемных каналов в рамках общей антенной решетки или группы антенных подрешеток с одинаковыми

конструктивными решениями, в пренебрежении влияния обтекателя и местных предметов, будут обусловлены технологическими погрешностями в установке элементов решетки, а также краевыми токами. При достаточно большом (десятки-сотни) числе элементов будет происходить усреднение случайных ошибок установки, и поляризационные характеристики окажутся достаточно близкими. При этом близким к единице окажется и модуль $|\dot{r}_{01}|$ коэффициента корреляции хаотически поляризованной помехи на выходах приемных каналов. Для случая наличия двух приемных подрешеток из вибраторов или щелей, расположенных в плоскости xOy с числом элементов $N_{0(1)}$ и дисперсиями σ_θ^2 , σ_φ^2 , ошибок установки по углам (θ, φ) сферической системы координат и хаотически поляризованной помехи величина $|\dot{r}_{01}|$ приводится к виду

$$|\dot{r}_{01}| = \frac{A(\theta, \varphi) F_p^2(\theta, \varphi, N_0) F_p^2(\theta, \varphi, N_1)}{\sqrt{A(\theta, \varphi) F_p^4(\theta, \varphi, N_0) + N_0 B(\theta, \varphi)} \sqrt{A(\theta, \varphi) F_p^4(\theta, \varphi, N_1) + N_1 B(\theta, \varphi)}}, \quad (5.9)$$

где $A(\theta, \varphi) = \cos^2 \theta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi$; $B(\theta, \varphi) = \sigma_\theta^2 \sin^2 \theta + \sigma_\varphi^2 \cos^2 \theta \sin^2 \varphi + \sigma_\varphi^2 \cos^2 \varphi$.

На рис. 5.3 приведены результаты расчетов модуля коэффициента корреляции на выходах двух приемных каналов на базе подрешеток из 100 элементов каждая. Технологический разброс установки приемных элементов $\sigma_{\theta(\varphi)} = 1^\circ$ при $\varphi = 0$ (сплошные кривые) и $\varphi = 10^\circ$ (пунктирные кривые).

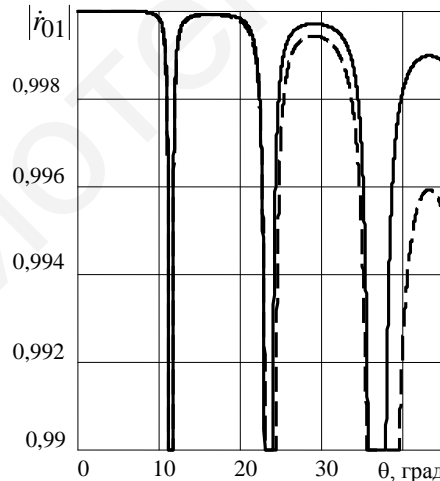


Рис. 5.3. Зависимости модуля коэффициента корреляции от угла наблюдения

Из рис. 5.3 видно, что коэффициент корреляции хаотически поляризованной помехи на выходах пары приемных каналов оказывается при типовых (ожидаемых) ошибках установки приемных элементов близким к единице. С возрастанием угла наблюдения коэффициент корреляции падает, и степень декорреляции хаотически поляризованной помехи, обусловленная различием поляризационных характеристик приемных каналов, применительно к задачам пространственной обработки может оказаться достаточно заметной.

5.4. Амплитудно-фазочастотная неидентичность приемных каналов

Пусть комплексные частотные характеристики 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 составляет $S(\omega)$, $\omega \in \Omega$. Тогда коэффициент корреляции этого процесса на выходах приемных каналов составит

$$\dot{r}_{i,q} = \frac{\int_{\Omega} \dot{K}_i(\omega) \dot{K}_q^*(\omega) S(\omega) d\omega}{\sqrt{\int_{\Omega} |\dot{K}_i(\omega)|^2 S(\omega) d\omega \cdot \int_{\Omega} |\dot{K}_q(\omega)|^2 S(\omega) d\omega}} < 1. \quad (5.10)$$

Декорреляция комплексных амплитуд на выходах приемных каналов приводит к резкому снижению глубины компенсации. Требуемый уровень неидентичности в широкой полосе частот составляет десятые доли – единицы децибелов по амплитуде и единицы градусов по фазе.

Качественно и количественно АФЧН может быть охарактеризована:

- моделью неидентичности в виде детерминированной функции или случайного процесса;
- средними квадратическими величинами неидентичности по амплитуде и фазе;
- периодом или интервалом корреляции неидентичности по частоте.

В качестве общей модели амплитудно-фазочастотной характеристики $n = \overline{1, N}$ приемных каналов может быть принято выражение вида

$$\dot{K}_n(\omega) = b \dot{K}(\omega) (1 + \Delta K_n(\omega)) e^{j\Delta\varphi_n(\omega)}, \quad (5.11)$$

где $\dot{K}(j\omega)$ – 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.

Оценка уровня АФЧН представляет собой трудно формализуемую задачу. Результаты экспериментальных исследований уровня неидентичности серийных многоканальных приемных модулей, обобщение данных по уровням неидентичности и мнений разработчиков современных радиолокационных систем и требований к ним [16, 39, 40, 59, 66, 155–157] с учетом неизбежного разрыва характеристик лабораторной и серийной аппаратуры свидетельствуют о том, что эквивалентный средний квадратический уровень неидентичности приемных каналов по амплитуде может составить 0,1...0,5 дБ. Средняя квадратическая величина фазовой неидентичности может быть принята соответствующей амплитудной неидентичности в пределах 1...5°.

Упрощенный метод учета АФЧН, а также немонохроматичности сигналов и помех заключается в поэлементном умножении недиагональных элементов корреляционной матрицы Φ_i для i -го источника на выходах приемных каналов, полученной без учета АФЧН, на элементы матрицы $R_i(\Omega_i)$ коэффициентов корреляции с элементами

$$R_{i,q,r}(\Omega_i) = \frac{\int_{\Omega_i} \dot{K}_q(\omega) K_r^*(\omega) S_i(\omega) e^{j\omega \Delta\tau_{q,r}^{(i)}} d\omega}{\sqrt{\int_{\Omega_i} |\dot{K}_q(\omega)|^2 S_i(\omega) d\omega \int_{\Omega_i} |\dot{K}_r(\omega)|^2 S_i(\omega) d\omega}}, \quad (5.12)$$

где $\Delta r_{q,r}^{(i)}$ – разность времени распространения сигнала (помехи) от i -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

$$\Phi = P_{\text{ш}} \mathbf{I} + \sum_{i=0}^M \Phi_i(\Omega) \otimes R_i(\Omega), \quad (5.13)$$

где символом \otimes обозначено поэлементное (в некоторых источниках кронекеровское) произведение матриц.

Снижение АФЧН достигается за счет как можно более раннего перехода к цифровой обработке, а также подбором фильтров в каналах обработки и применением схем коррекции комплексной частотной характеристики фильтров.

При раннем переходе к цифровой обработке полосу пропускания тракта высокой частоты до квадратурного смесителя стремятся сделать достаточно широкой, что обеспечивает малый уровень неидентичности, а перевод сигнала в цифровой вид реализуют непосредственно на выходе квадратурного смесителя либо усилителя промежуточной частоты, полоса пропускания которого также выбирается достаточно широкой.

При использовании схем коррекции частотной характеристики в каждый приемный канал включается специальный корректор (трансверсальный фильтр,

эквалайзер) с регулируемой частотной характеристикой $\dot{K}_{\text{эк}_n}(\omega)$, выбираемой из соотношения

$$\dot{K}_{\text{эк}_n}(\omega) = \frac{\text{const}}{\dot{K}_n(j\omega)}. \quad (5.14)$$

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.

При наличии запаса быстродействия процессора обработки возможен и другой вариант снижения влияния АФЧН. Так как подсистема ПКП осуществляет минимизацию суммарной мощности взвешенных внутренних шумов и внешних помех на выходе, то при достаточно большом числе степеней свободы будет осуществляться подстройка (выравнивание) комплексных частотных характеристик каналов. В частности, при бесконечно большом числе степеней свободы подсистемы обработки компенсация помех может быть достигнута при любых характеристиках амплитудно-фазочастотной неравномерности каналов. Число степеней свободы в частотной области можно увеличить искусственно, разделив заданную полосу пропускания на ряд пересекающихся полос пропускания с использованием соответствующих фильтров. Наиболее легко это выполнить в тракте цифровой обработки.

5.5. Методы повышения качества функционирования на основе адаптивной регуляризации ковариационной матрицы процессов на выходах приемных каналов

На практике всегда будет иметь место расхождение модельных (используемых в алгоритме адаптации) и реальных характеристик многоканальных приемных систем. Это расхождение может быть обусловлено ошибками калибровки и влиянием некогерентности полезного сигнала, когда закладываемые в алгоритм адаптации и реальные значения ДН приемных каналов на различных частотах в пределах ширины спектра сигнала оказываются различными. Это приводит к тому, что подсистема адаптивной ПКП для неклассифицированной выборки рассматривает источник полезного сигнала как помеху, подлежащую подавлению. При этом норма ВВК и, соответственно, мощность взвешенных шумов резко возрастают. Это приводит к существенному ухудшению характеристик подавления и точности пеленгования.

К аналогичному конечному эффекту, то есть резкому возрастанию квадрата нормы ВВК, приводит и использование выборочной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, полученной при типовом числе отсчетов K во входной выборке, сравнимом с числом N приемных каналов,

$K \approx (1...3)N$. Так, например, при $K = 2N$ потери в ОСПШ, обусловленные возрастанием нормы ВВК по отношению к случаю точно известной корреляционной матрицы помех составляют около 3 дБ, а при $K = N$ уже около 10 дБ [203].

Достаточно универсальный метод парирования указанных явлений заключается в проведении оптимальной регуляризации по А. Н. Тихонову [144]. Суть регуляризации состоит в ограничении диапазона изменения ВВК относительно регулярного случая – приема сигнала с заданного направления или из заданной угловой области на фоне пространственно изотропных помех.

При регуляризации для формирования ВВК диагональные элементы выборочной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов увеличиваются в соответствии с выражением

$$\Phi_p = \hat{\Phi} + \mu_p^2 \mathbf{I}, \quad (5.15)$$

где μ_p^2 – параметр регуляризации.

Добавление к выборочной корреляционной матрице диагональной матрицы $\mu_p^2 \mathbf{I}$ аналогично добавлению в систему обработки (но только на этапе формирования ВВК) «искусственного шума» [8, 9, 12, 13, 21, 166, 180, 188], что приводит к ослаблению «выбеливания» полезного сигнала из принимаемой реализации.

Основной проблемой использования алгоритма регуляризации (5.15) является неопределенность выбора параметра μ_p^2 в широком возможном диапазоне изменения параметров сигнально-помеховой обстановки. В простейшем случае параметр регуляризации устанавливается на 10...20 дБ выше уровня собственного шума приемных каналов. При этом регуляризацию с параметром $\mu_p^2 = 10$ можно рассматривать как универсальный вариант, применяемый во всех случаях.

Отметим, что при реализации алгоритма с ограничениями при выделении основных (парциальных) и компенсационных каналов параметр μ_p^2 может подбираться для корреляционной матрицы каждого парциального канала. Однако с учетом нахождения парциальных каналов примерно в одинаковых условиях по отношению к полезному сигналу достаточно ограничиться подбором общего параметра регуляризации.

Один из возможных методов выбора параметра регуляризации в моноимпульсных измерителях с адаптивной ПКП основан на следующих физических соображениях [93]. При возрастании параметра μ_p^2 до некоторого значения $\mu_{\text{опт}}^2$ имеет место стабилизация значения адаптированной диаграммы направленности в направлении на полезный сигнал при сохранении эффективного подавления помех. При дальнейшем возрастании μ_p^2 эффективность подавления помех снижается. Исходя из этой закономерности в моноимпульсных измерителях должна существовать область стабильных оценок угловых коор-

динат пеленгуемого сигнала, близких к случаю измерений в беспомеховой обстановке.

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.

При практическом решении прикладных некорректных задач может быть использован метод моделирования, когда в ходе вычислительных или натуральных экспериментов подтверждается возможность и эффективность тех или иных решений, в том числе и эвристических, для заданного диапазона условий функционирования.

Наличие указанных зависимостей применительно к моноимпульсным измерителям с адаптивной ПКП подтверждалось в ходе вычислительного эксперимента. Рассматривалась моноимпульсная система с выделением четырех парциальных каналов на базе квадратной АР из 21×21 элементов с $Q = 8$ компенсационными подрешетками из $L = 9$ элементов каждая, расположенными симметрично относительно плоскостей пеленгации на краях решетки. Источник помех, обеспечивающий отношение помеха/шум в суммарном канале 70 дБ, воздействовал по максимуму первого бокового лепестка суммарного канала, направление прихода полезного сигнала соответствовало центру пеленгационной характеристики, нормированное отклонение ограничений принималось оптимальным ($\nu = 0,14$). Исследовались зависимости суммы квадратов w_{Σ} весовых коэффициентов парциальных каналов, коэффициента G направленного действия суммарного канала по мощности в направлении полезного сигнала, коэффициента компенсации помехи в суммарном канале K_{Π} и математического ожидания оценок азимута $M\{\hat{\alpha}\}$ и угла места $M\{\hat{\beta}\}$ от параметра регуляризации μ_p^2 . Амплитудно-фазовые распределения в парциальных и компенсационных каналах формировались с учетом независимых нормально распределенных амплитудных и фазовых ошибок каждого элемента решетки со средними квадратическими отклонениями и $\sigma_A = 15\%$ соответственно.

Результаты вычислительного эксперимента для двух (1, 2) реализаций ошибок АФР приведены на рис. 5.4. Нанесенные на рисунке величины и $(\hat{\alpha}_2^0, \hat{\beta}_2^0)$ представляют собой математическое ожидание оценок угловых координат источника полезного сигнала в двух реализациях при отсутствии внешних помех и пространственной компенсации. Отметим, что при $\mu_p^2 = 0$ полезный сигнал практически полностью подавляется ($G \rightarrow 0$), что соответствует сделанному ранее выводу о существенном влиянии ошибок задания априорных данных на функционирование моноимпульсных измерителей с адаптивной ПКП.

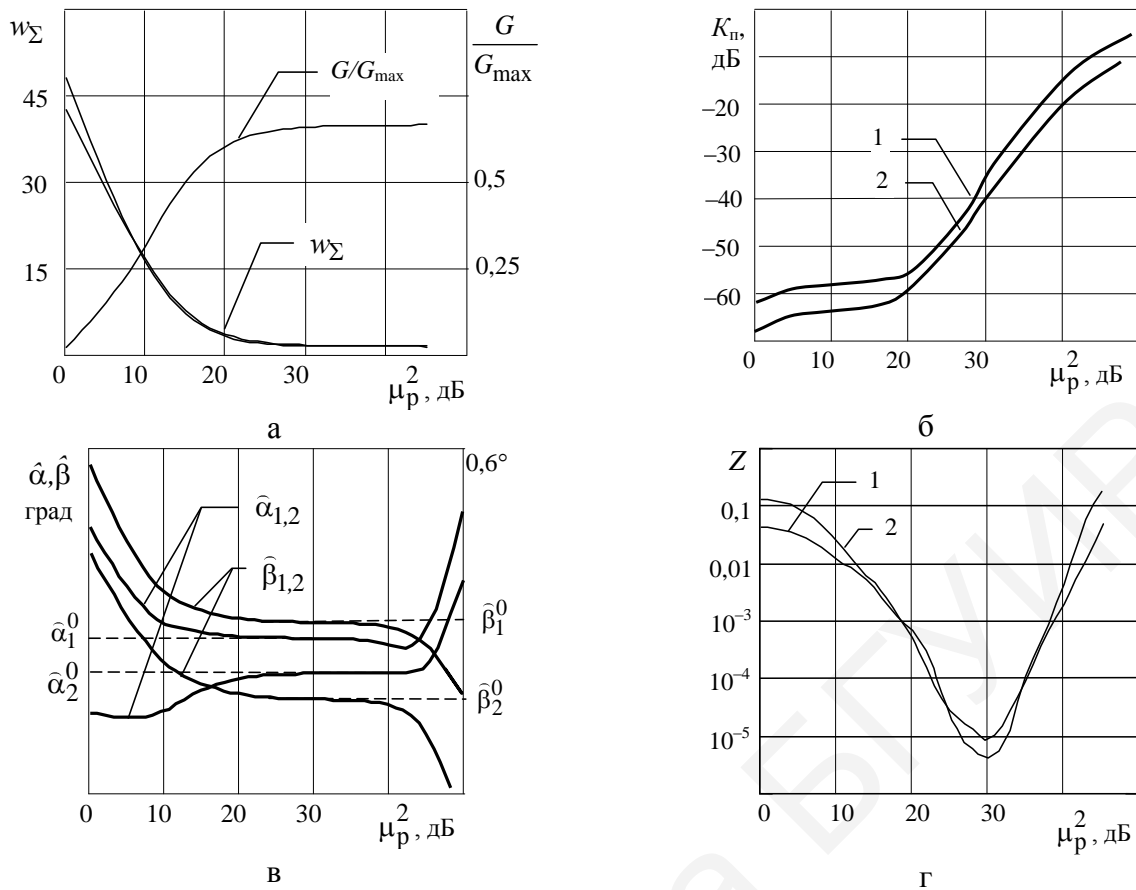


Рис. 5.4. Зависимости суммы квадратов весовых коэффициентов и нормированного коэффициента направленного действия системы (а), коэффициента подавления помехи (б), оценок угловых координат полезного сигнала (в) и величины Z (г) от параметра регуляризации

Анализ приведенных на рис. 5.4 зависимостей свидетельствует о существовании значительной (10 дБ и более) области изменения параметра регуляризации μ_p^2 , в которой имеют место стабильные оценки угловых координат приходящего из области $\Omega_{\GammaЛ}$ полезного сигнала и возможности использования для вычисления параметра регуляризации критерия вида

$$\mu_{\text{опт}}^2 = \arg \min_{\mu_p^2} Z(\mu_p^2) \quad (5.16)$$

при

$$w_\Sigma(\mu_p^2) < w_\Sigma^{\max} \quad (5.17)$$

и

$$\mu_p^2 < (5...10) \gamma Q \omega_{1(2)}^+ \Phi_{\text{сп}} \omega_{1(2)}, \quad (5.18)$$

где w_Σ^{\max} – максимально допустимое значение суммы квадратов весовых коэффициентов.

Дополнительные условия (5.17), (5.18) соответствуют отсечению локальных минимумов $Z(\mu_p^2)$ при малых и больших значениях μ_p^2 соответственно.

В практическом плане реализация (5.16) требует построения многоканальной по параметру μ_p^2 схемы обработки при адаптивной ПКП.

Для подтверждения работоспособности критерия выбора параметра регуляризации (5.16) на рис. 5.5 приведены полученные методом имитационного моделирования зависимости нормированной средней квадратической ошибки смещения оценки угловых координат полезного сигнала $\frac{m_\theta}{\vartheta} = (\overline{\theta^2})^{1/2} / \vartheta$ от средних квадратических амплитудных σ_A и фазовых σ_φ ошибок АФР при наличии $M = 1 \dots 3$ источников помех, $R = 5$ ограничений и нормированном удалении боковых ограничений от центрального $\nu = 0,14$.

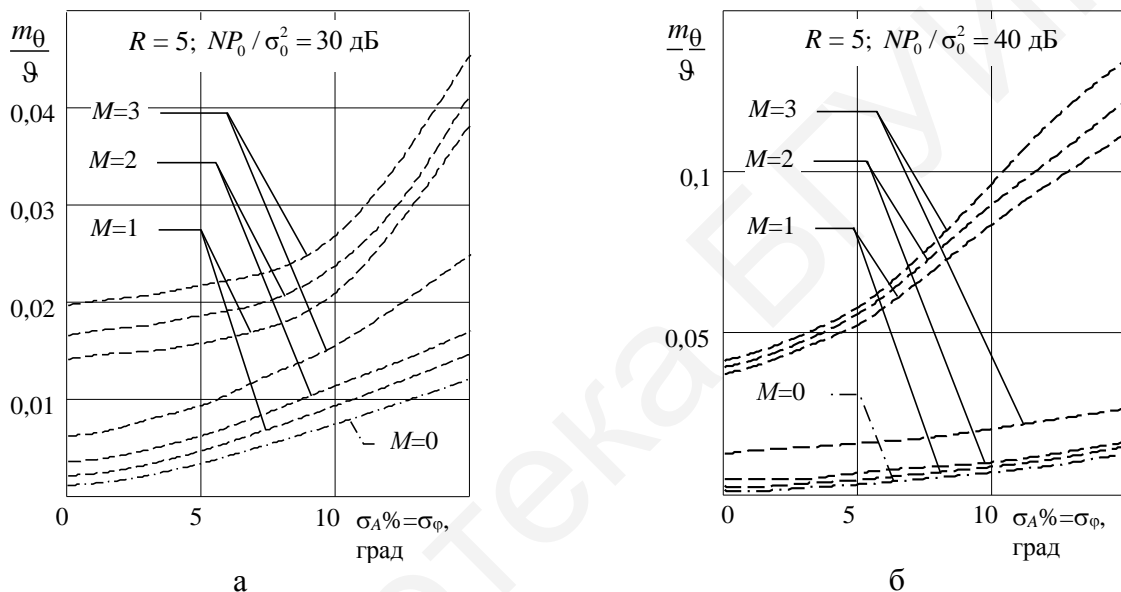


Рис. 5.5. Зависимости нормированного математического ожидания смещения оценки результатов пеленгации от уровня амплитудно-фазовых ошибок на апертуре при отношении сигнал/шум в суммарном канале 30 дБ (а) и 40 дБ (б)

Там же приведены зависимости величины m_θ / ϑ при отсутствии регуляризации (пунктир) и кривая для случая отсутствия помех и отключенной ПКП (штрихпунктир, $M = 0$).

Анализ результатов позволяет сделать вывод о возможности достижения высокой эффективности функционирования моноимпульсного измерителя с адаптивной ПКП при наличии ошибок задания априорных данных за счет выбора параметра регуляризации по критерию (5.16). Кроме того, проведение регуляризации по указанному критерию приводит к повышению точности пеленгации и при отсутствии ошибок задания априорных данных за счет исключения искажений пеленгационной характеристики при относительно больших различиях направлений прихода полезного сигнала и угловых направлений ограничений, а также при малом объеме выборки, используемой для формирования корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов.

5.6. Заключительные замечания и ссылки

Задача коррекции комплексных частотных характеристик приемных каналов является одной из наиболее важных при практической реализации многоканальных измерителей угловых координат с адаптивной ПКП. Наиболее ценные результаты по указанным направлениям изложены в [24, 49, 59]. В работах [156, 157] приведены результаты экспериментальных исследований образцов помехозащищенной аппаратуры потребителей СРНС с адаптивными антенными решетками. В целом полученные в последние годы результаты позволяют ожидать достижения коэффициентов компенсации внешних помех в подсистеме адаптивной ПКП на уровне 40...50 дБ.

Применительно к задачам пространственной обработки различные варианты метода регуляризации исследовались в [8, 9, 12, 13, 21, 166, 180, 188]. Показана эффективность использования регуляризации при формировании оценки корреляционной матрицы помех на основе выборки относительно небольшого объема, отличиях опорного и полезного сигналов, расширении зоны стабилизации коэффициента направленного действия в системах обработки с ограничениями и т. д. В [12] предложен алгоритм нахождения параметра регуляризации на основе максимизации отношения сигнал/помеха+шум, для чего использовано разложение в ряд Тейлора обратной корреляционной матрицы по малому отклонению параметра регуляризации в окрестности заданной точки с последующим составлением и решением квадратного уравнения относительно параметра регуляризации. В [21] использовано разложение в ряд Тейлора непосредственно ВВК с последующим итеративным нахождением параметра регуляризации методом неопределенных множителей Лагранжа.

Влияние объема выборки, используемой при оценивании корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, исследовалось в [9–13, 180, 188, 203]. Первой являлась работа [203], где получены плотность вероятности и числовые характеристики коэффициента потерь в отношении сигнал/шум в зависимости от объема выборки и числа приемных каналов. Эти результаты развиты в приведенных источниках для неклассифицированной выборки и алгоритма с ограничениями, что позволяет разработчику обоснованно выбирать параметры обработки в многоканальных антенных системах.

6. СТАТИСТИЧЕСКИЕ ЭКВИВАЛЕНТЫ МОНОИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ И СПЕЦИАЛЬНЫМИ РЕЖИМАМИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

6.1. Статистические эквиваленты моноимпульсных радиолокационных средств с адаптивной пространственной компенсацией помех

Для исследования эффективности функционирования моноимпульсных пеленгаторов с адаптивной ПКП необходим *статистический эквивалент* измерителя. Он включает *пеленгационную* (ПХ) и *флуктуационную* (ФХ) характеристики, то есть зависимости математического ожидания $M(\hat{\alpha} - \alpha_c)$ и дисперсии $D(\hat{\alpha} - \alpha_c)$ ошибок оценивания координат отраженного сигнала от пространственных и энергетических параметров сигналов и помех.

6.1.1. Моноимпульсный измеритель с полным анализом всех составляющих функции правдоподобия

6.1.1.1. Выражения для дисперсии ошибки пеленгации

Обоснованный в подразд. 2.1 (выражение (2.6)) моноимпульсный измеритель с ПКП оптимален по критерию максимума правдоподобия. Формируемая им оценка $\hat{\alpha}$ пеленга на источник полезного сигнала является несмещенной $M\{\hat{\alpha} - \alpha_{ист}\} = 0$ и асимптотически эффективной $D\{\hat{\alpha} - \alpha_{ист}\} \rightarrow 0$ при увеличении отношения сигнал/помеха+шум. Отметим, что выражение (2.6) определяет алгоритм обработки с преодолением априорной неопределенности относительно комплексной амплитуды полезного сигнала и не является при этом плотностью вероятности или ее логарифмом.

Вся доступная информация о статистических характеристиках оценок параметров полезного сигнала содержится в функции правдоподобия, которая для *классифицированной выборки* принимает вид

$$\ell(\alpha, A, \varphi) = C |\Phi|^{-1} \exp\left(-(\mathbf{y} - Ae^{j\varphi} \mathbf{f}(\alpha))^+ \Phi^{-1} (\mathbf{y} - Ae^{j\varphi} \mathbf{f}(\alpha))\right), \quad (6.1)$$

где C – несущественная нормировочная константа.

Неизвестными являются направление прихода α и комплексная амплитуда $\dot{A} = Ae^{j\varphi}$ полезного сигнала (на выходе изотропной приемной антенны), то есть имеет место случай *совместной оценки* нескольких параметров. Корреляционная матрица ошибок совместного оценивания параметров сигналов [33, 73, 145]

$$\mathbf{R} = -\mathbf{I}_{\Phi}^{-1}, \quad (6.2)$$

где \mathbf{I}_{Φ} – матрица Фишера:

$$\mathbf{I}_\Phi = \begin{pmatrix} \overline{\frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \ln l(\bullet)} & \overline{\frac{\partial^2}{\partial A \partial \alpha} \ln l(\bullet)} & \overline{\frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \alpha} \ln l(\bullet)} \\ \overline{\frac{\partial^2}{\partial A \partial \alpha} \ln l(\bullet)} & \overline{\frac{\partial^2}{\partial A^2} \ln l(\bullet)} & \overline{\frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial A} \ln l(\bullet)} \\ \overline{\frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \alpha} \ln l(\bullet)} & \overline{\frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial A} \ln l(\bullet)} & \overline{\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln l(\bullet)} \end{pmatrix} \Bigg|_{\substack{\alpha=\alpha_0 \\ A=A_0 \\ \varphi=\varphi_0}} \quad (6.3)$$

Верхняя черта означает операцию вычисления математического ожидания по ансамблю реализаций вектора \mathbf{y} .

Нижняя граница для дисперсии оценки параметров полезного сигнала определяется диагональными элементами матрицы \mathbf{R}

$$D_i \geq \mathbf{R}_{i,i}. \quad (6.4)$$

Выражение (6.4) определяет неравенство Рао – Крамера при совместной оценке параметров сигнала.

Операции вычисления математического ожидания и двухкратного дифференцирования в (6.3) являются линейными, следовательно, их можно поменять местами. Для логарифма функции правдоподобия и его среднего значения имеем

$$\begin{aligned} \ln l(\alpha, A, \varphi) &= \ln(C | \Phi^{-1}) - (\mathbf{y} - A e^{j\varphi} \mathbf{f}(\alpha))^+ \Phi^{-1} (\mathbf{y} - A e^{j\varphi} \mathbf{f}(\alpha)); \\ \overline{\ln l(\alpha, A, \varphi)} &\sim \overline{-\mathbf{y}^+ \Phi^{-1} \mathbf{y} + A e^{j\varphi} \mathbf{y}^+ \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha) + A^* e^{-j\varphi} \mathbf{f}^+(\alpha) \Phi^{-1} \mathbf{y} - A^2 \mathbf{f}^+(\alpha) \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha)} = \\ &= \overline{\mathbf{y}^+ \Phi^{-1} \mathbf{y} + 2A \operatorname{Re}(e^{j\varphi} \mathbf{y}^+ \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha)) - A^2 \mathbf{f}^+(\alpha) \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha)} \sim \\ &\sim 2A \operatorname{Re}(e^{j\varphi} \mathbf{y}^+ \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha)) - A^2 \mathbf{f}^+(\alpha) \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha). \end{aligned}$$

При преобразованиях слагаемое $\mathbf{y}^+ \Phi^{-1} \mathbf{y}$ отброшено, так как не зависит от оцениваемых параметров.

Так как

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_\text{ш} + \mathbf{y}_\text{п} + A_0 e^{j\varphi_0} \mathbf{f}(\alpha_c),$$

где A_c, φ_c – истинное значение амплитуды и фазы полезного сигнала, при этом $\mathbf{y}_\text{ш} + \mathbf{y}_\text{п} = 0$, то, проводя преобразования и отбрасывая не зависящие от оцениваемых параметров слагаемые, получим

$$\overline{\ln l(\alpha, A, \varphi)} \sim 2A_c A \cos(\varphi - \varphi_c) \mathbf{f}^+(\alpha_c) \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha) - A^2 \mathbf{f}^+(\alpha) \Phi^{-1} \mathbf{f}(\alpha). \quad (6.5)$$

С учетом (6.5) матрицу Фишера можно переписать в виде

$$\mathbf{I}_\Phi = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} & \frac{\partial^2}{\partial A \partial \alpha} \overline{\ln \ell(\bullet)} & 0 \\ \frac{\partial^2}{\partial A \partial \alpha} \overline{\ln \ell(\bullet)} & \frac{\partial^2}{\partial A^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} \end{pmatrix}. \quad (6.6)$$

Если интересоваться только дисперсией оценки $\hat{\alpha}$, то достаточно вычислить только элемент $\mathbf{R}_{1,1}$ матрицы, обратной матрице Фишера. Поэтому для искомой дисперсии получим

$$\sigma_\alpha^2 = D_\alpha \geq \frac{\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} - \frac{\partial^2}{\partial A^2} \overline{\ln \ell(\bullet)}}{\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} \left(\frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} \frac{\partial^2}{\partial A^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} - \left(\frac{\partial^2}{\partial A \partial \alpha} \overline{\ln \ell(\bullet)} \right)^2 \right)} \Bigg|_{\substack{\alpha=\alpha_c \\ A=A_c \\ \varphi=\varphi_c}}. \quad (6.7)$$

Вычислим элементы матрицы Фишера:

$$\frac{\partial^2}{\partial A^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} = -2\mathbf{f}^+(\alpha)\mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha); \quad \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} \Bigg|_{\substack{\alpha=\alpha_c \\ A=A_c \\ \varphi=\varphi_c}} = -2A_0^2 \mathbf{f}^+(\alpha_c)\mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha_c);$$

$$\frac{\partial^2}{\partial A \partial \alpha} \overline{\ln \ell(\bullet)} \Bigg|_{\substack{\alpha=\alpha_c \\ A=A_c \\ \varphi=\varphi_c}} = -2A_0 \frac{\partial \mathbf{f}^+(\alpha)}{\partial \alpha} \Bigg|_{\alpha=\alpha_c} \mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha_c);$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \overline{\ln \ell(\bullet)} \Bigg|_{\substack{\alpha=\alpha_c \\ A=A_c \\ \varphi=\varphi_c}} = -A_0^2 \left(\frac{\partial^2 \mathbf{f}^+(\alpha)}{\partial \alpha^2} \mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha_c) + 2 \frac{\partial \mathbf{f}^+(\alpha)}{\partial \alpha} \mathbf{\Phi}^{-1} \frac{\partial \mathbf{f}(\alpha)}{\partial \alpha} - \mathbf{f}^+(\alpha_c)\mathbf{\Phi}^{-1} \frac{\partial^2 \mathbf{f}(\alpha)}{\partial \alpha^2} \right),$$

где

$$\frac{\partial \mathbf{f}(\alpha)}{\partial \alpha} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{F}_1(\alpha)}{\partial \alpha} & \frac{\partial \dot{F}_2(\alpha)}{\partial \alpha} & \dots & \frac{\partial \dot{F}_N(\alpha)}{\partial \alpha} \end{pmatrix}^T;$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{f}(\alpha)}{\partial \alpha^2} = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \dot{F}_1(\alpha)}{\partial \alpha^2} & \frac{\partial^2 \dot{F}_2(\alpha)}{\partial \alpha^2} & \dots & \frac{\partial^2 \dot{F}_N(\alpha)}{\partial \alpha^2} \end{pmatrix}^T.$$

Таким образом, выражение (6.7) определяет нижнюю границу дисперсии ошибки пеленгации для алгоритма максимального правдоподобия в условиях априорной неопределенности.

6.1.1.2. Основные закономерности пеленгования

Основные закономерности пеленгования иллюстрируются на примере линейной антенной решетки из $N = 10$ элементов при межэлементном расстоянии $\lambda / 2$ для случая наличия единственного источника помех. Результаты расчетов нормированной к ширине главного лепестка ДН решетки при отсутствии внешней помехи $\Delta\alpha_{0,5} \approx 2/N$ средней квадратической ошибки пеленгования полезного сигнала от нормированного отклонения источника помех от источника полезного сигнала $\alpha_{\text{п}} / \Delta\alpha_{0,5}$ приведены на рис. 6.1.

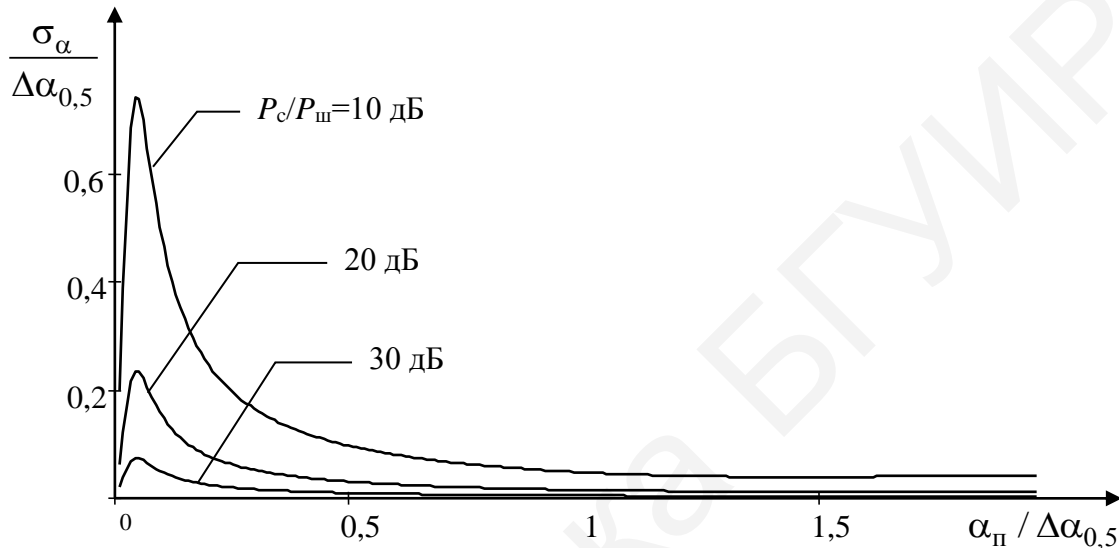


Рис. 6.1. Зависимости средней квадратической ошибки пеленгования полезного сигнала от углового отклонения источника помех

В области боковых лепестков ДН решетки, когда $|\alpha_{\text{п}} / \Delta\alpha_{0,5}| > 1$, внешняя помеха полностью компенсируется, а мощность взвешенных шумов, определяемая квадратом нормы ВВК, невелика. Поэтому результирующая ошибка пеленгации определяется фактически отношением сигнал/шум и шириной главного лепестка ДН решетки. При приближении источника помех к источнику полезного сигнала квадрат нормы ВВК резко возрастает. Это приводит к соответствующему возрастанию средней квадратической ошибки пеленгования. Однако при большом запасе в отношении сигнал/шум средняя квадратическая ошибка пеленгования может быть достаточно малой.

Отметим, что приведенные в настоящем подпункте расчетные соотношения и результаты относятся к случаю формирования корреляционной матрицы помех по классифицированной, при отсутствии полезного сигнала, выборке и при достаточно большом времени усреднения при формировании оценки корреляционной матрицы. В этой связи получаемые значения средней квадратической ошибки пеленгования следует рассматривать как потенциально возможные. Если часть энергии полезного сигнала попадает на интервал усреднения (выборка неклассифицированная) и (или) величина интервала усреднения относительно невелика, то точность пеленгования будет снижаться.

6.1.2. Моноимпульсный измеритель с ограничениями и блокировкой

6.1.2.1. Статистические характеристик ошибки пеленгации

Будем рассматривать моноимпульсный суммарно-разностный измеритель с инерционной и мгновенной нормировками. Измеритель с мгновенной нормировкой непосредственно следует из результатов статистического синтеза, проведенного в разд. 2. Измеритель с инерционной нормировкой широко распространен на практике и реализуется при нормировке сигнала разностного канала системой автоматической регулировки усиления, функционирующей по выходному сигналу суммарного канала, при применении логарифмических приемников, пеленгации источников шумовых помех и т. д. 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 [139] соответственно:

$$\hat{\varepsilon}_{\text{ин}} = \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \frac{\operatorname{Re}(\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Delta\varepsilon}^*)}{|\dot{Y}_{\Sigma}|^2}; \quad (6.8)$$

$$\hat{\varepsilon}_{\text{мг}} = \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \frac{\operatorname{Re}(\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Delta\varepsilon}^*)}{\dot{Y}_{\Sigma} Y_{\Sigma}^*}, \quad (6.9)$$

где $\mu_{\alpha(\beta)}$ – крутизна пеленгационной характеристики по соответствующей координате; \dot{Y}_{Σ} , $\dot{Y}_{\Delta\alpha}$, $\dot{Y}_{\Delta\beta}$ – сигналы на выходах суммарного и разностных каналов по азимуту и углу места.

В дальнейшем будем рассматривать пеленгацию в одной плоскости. Гауссовские случайные величины $\dot{Y}_{\Sigma} = \omega_{\Sigma}^+ \mathbf{y}$ и $\dot{Y}_{\Delta} = \omega_{\Delta}^+ \mathbf{y}$, образующиеся в результате весовой обработки, имеют нулевые математические ожидания и корреляционную матрицу

$$\Phi_{\Sigma\Delta} = \mathbf{W}_{\Sigma\Delta}^+ \Phi_{\text{СП}} \mathbf{W}_{\Sigma\Delta} = \begin{pmatrix} \sigma_{\Sigma}^2 & \dot{R}_{\Sigma\Delta} \\ R_{\Sigma\Delta}^* & \sigma_{\Delta}^2 \end{pmatrix}, \quad (6.10)$$

где $\mathbf{W}_{\Sigma\Delta}$ – матрица, составленная из ВВК в суммарном и разностном каналах, $\mathbf{W}_{\Sigma\Delta} = (\omega_{\Sigma} \ \omega_{\Delta})$; $\Phi_{\text{СП}}$ – корреляционная матрица суммы внутренних шумов, внешних помех и полезного сигнала на выходах приемных каналов после процедуры оптимальной фильтрации; 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.

Для упрощения выводов числовых характеристик результатов пеленгации используем следующий прием. Представим сигнал разностного канала в виде

$$\dot{Y}_{\Delta\varepsilon} = \dot{Y}_{\Sigma} r_{\Sigma\Delta}^* + \dot{\xi}_{\Delta}, \quad (6.11)$$

где $\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}$ – коэффициент регрессии величины \dot{Y}_{Σ} на $\dot{Y}_{\Delta\varepsilon}$, $\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon} = \frac{\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}}{\sigma_{\Sigma}^2}$; $\dot{\xi}_{\Delta}$ – некоррелированная с \dot{Y}_{Σ} гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{\xi}^2 = \sigma_{\Delta}^2 - \sigma_{\Sigma}^2 |\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}|^2$.

Так как корреляционная матрица системы случайных величин \dot{Y}_{Σ} и $\dot{Y}_{\Delta\varepsilon}$ осталась неизменной, а для гауссовских случайных величин с нулевым математическим ожиданием исчерпывающее статистическое описание дается корреляционной матрицей, то представление (6.11) для системы случайных величин \dot{Y}_{Σ} , $\dot{Y}_{\Delta\varepsilon}$ с использованием некоторой дополнительной величины $\dot{\xi}_{\Delta}$ в статистическом плане полностью адекватно исходному [145].

Пеленгатор с инерционной нормировкой

Для математического ожидания оценки угловых координат имеем

$$M\{\widehat{\varepsilon}_{\text{ин}}\} = \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \text{Re}\{\dot{r}_{\Sigma\Delta}\}. \quad (6.12)$$

Для расчета дисперсии оценки угловой координаты найдем величину $\text{Re}^2(\dot{Y}_{\Sigma}Y_{\Delta\varepsilon}^*)$. С учетом (6.3), (6.4) после несложных, но достаточно громоздких преобразований для величины $\overline{\text{Re}^2(\dot{Y}_{\Sigma}Y_{\Delta\varepsilon}^*)}$ и дисперсии $D\{\widehat{\varepsilon}_{\text{ин}}\} = M\{\widehat{\varepsilon}_{\text{ин}}^2\} - M^2\{\widehat{\varepsilon}_{\text{ин}}\}$ оценки угловой координаты имеем:

$$\overline{\text{Re}^2(\dot{Y}_{\Sigma}Y_{\Delta\varepsilon}^*)} = \sigma_{\Sigma}^2 \left(|\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}|^2 + \text{Re}(\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \frac{1}{2}\sigma_{\xi}^2 \right); \quad (6.13)$$

$$D\{\widehat{\varepsilon}_{\text{ин}}\} = \frac{1}{\mu_{\varepsilon}^2} \frac{\text{Re}^2(\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) - \text{Im}^2(\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \sigma_{\Sigma}^2\sigma_{\Delta\varepsilon}^2}{2\sigma_{\Sigma}^4}. \quad (6.14)$$

Таким образом, (6.12) и (6.14) определяют ПХ и ФХ моноимпульсного пеленгатора с пространственной компенсацией помех и инерционной нормировкой. Отметим, что вся информация о статистических свойствах результатов измерения для дискриминаторной (моноимпульсной) системы полностью определяется КМ процессов на выходе суммарного и разностного каналов и крутизной μ_{ε} ПХ.

Пеленгатор с мгновенной нормировкой

С учетом (6.4) представим выражение для оценки угловой координаты в виде

$$\begin{aligned} \widehat{\varepsilon}_{\text{мг}} &= \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \text{Re} \left(\frac{Y_{\Delta\varepsilon}^*}{Y_{\Sigma}^*} \right) = \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \text{Re}(\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \text{Re} \left(\frac{\dot{\xi}_{\Delta}^*}{Y_{\Sigma}^*} \right) = \\ &= \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \text{Re}(\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}) + \frac{1}{\mu_{\varepsilon}} \frac{|\dot{\xi}_{\Delta}|}{|\dot{Y}_{\Sigma}|} \cos(\varphi_{\Sigma} - \varphi_{\xi}). \end{aligned} \quad (6.15)$$

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 гауссовских комплексных величин и имеет плотность вероятности вида [145]

$$W_A(y) = \frac{2yQ}{(y^2Q + 1)^2}, \quad (6.16)$$

где $Q = \sigma_\Sigma^2 / \sigma_\xi^2 = \frac{\sigma_\Sigma^2}{\sigma_\Delta^2 - \frac{|\dot{R}_{\Sigma\Delta\varepsilon}|^2}{\sigma_\Sigma^2}}$.

Величина $\varphi = \varphi_\Sigma - \varphi_\xi$ имеет распределение Симпсона (треугольное) вида

$$W_\varphi(y) = \frac{1}{2\pi} - \frac{|y|}{4\pi^2} \text{sign}(y), \quad |y| \leq 2\pi. \quad (6.17)$$

Тогда для величины B имеем распределение арксинуса:

$$W_B(y) = \frac{1}{\pi\sqrt{1-y^2}}. \quad (6.18)$$

Выражение для плотности вероятности величины $C = \frac{|\dot{\xi}_d|}{|\dot{Y}_\Sigma|} \cos(\varphi_\Sigma - \varphi_\xi)$

как произведения независимых случайных величин имеет вид

$$W_C(y) = \frac{2Q|y|}{\pi} \int_0^1 \frac{u^2 du}{(y^2Q + u^2)^2 \sqrt{1-u^2}} \quad (6.19)$$

и не может быть выражено в явном виде.

С учетом четности (6.19) математическое ожидание ошибки пеленгации

$$M\{\hat{\varepsilon}_{\text{МГ}}\} = \frac{1}{\mu_\varepsilon} \text{Re}\{\dot{r}_{\Sigma\Delta\varepsilon}\}. \quad (6.20)$$

совпадает с математическим ожиданием ошибки при инерционной нормировке.

Математического ожидания $M\{\hat{\varepsilon}_{\text{МГ}}^2\}$ квадрата $\hat{\varepsilon}_{\text{МГ}}^2$ случайной величины 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

$$P_3 = 2 \int_{\ell_0}^{\infty} W_C(y) dy, \quad (6.21)$$

где ℓ_0 – нормированный порог, $\ell_0 = \Delta\varepsilon_{\text{max}} \mu_\varepsilon$.

Для $y^2Q \gg 1$ величина $\frac{u^2}{(y^2Q + u^2)^2}$ в (6.19) может быть представлена в

$$\text{виде ряда по степеням } u: \frac{u^2}{(y^2Q + u^2)^2} = \sum_{n=2}^{N_p} \frac{(-1)^n (n-1)}{y^{2n} Q^n} u^{2n-2}.$$

Подставляя в (6.19) для «хвостов» распределения при $y^2Q \gg 1$, получим

$$w_C(y) = |y| \sum_{n=2}^{N_p} \frac{(-1)^n (n-1)}{y^{2n} Q^{n-1}} K(n-1), \quad (6.22)$$

$$\text{где } K(n) = \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot \dots \cdot (n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot \dots \cdot n} = \prod_{i=1}^n (2i-1) / \prod_{i=1}^n 2i.$$

Проведя интегрирование, получим

$$P_3 = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^n}{\ell_0^{2n-2} Q^{n-1}} K(n-1). \quad (6.23)$$

Как показали численные расчеты, удовлетворительная точность (6.23) достигается при числе членов ряда $N_p = 6$ при величине $P_3 \geq 0,8$.

Зависимость (6.23) в диапазоне $Q = 10 \dots 10^4$ с относительной ошибкой не хуже 7% может быть аппроксимирована функцией вида

$$\ell_0(Q) = a_0 + \frac{a_1}{\lg Q} + \frac{a_2}{\lg^2 Q} + \frac{a_3}{\lg^3 Q}, \quad (6.24)$$

где коэффициенты аппроксимации для различных значений P_3 приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

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 (6.21). На рис. 6.2 приведены зависимости $\ell_0(Q)$ для $P_3 = 0,8; 0,9; 0,95$.

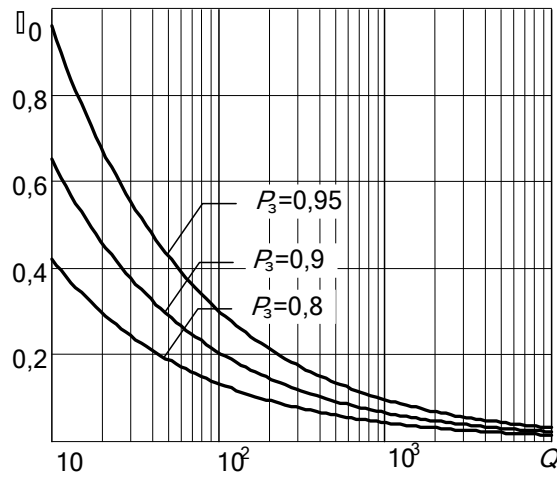


Рис. 6.2. Зависимость $l_0(Q)$

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

$$w(x) = \frac{Q}{2(1 + (x - m)^2 Q^2)^{3/2}}, \quad (6.25)$$

где m – математическое ожидание величины x , $m = M\{\mu_\varepsilon \hat{\varepsilon}_{\text{МГ}}\} = \text{Re}\{\hat{k}_{\Sigma\Delta\varepsilon}\}$.

Вид плотности вероятности (6.25) для различных значений Q и $m = 0$ приведен на рис. 6.3.

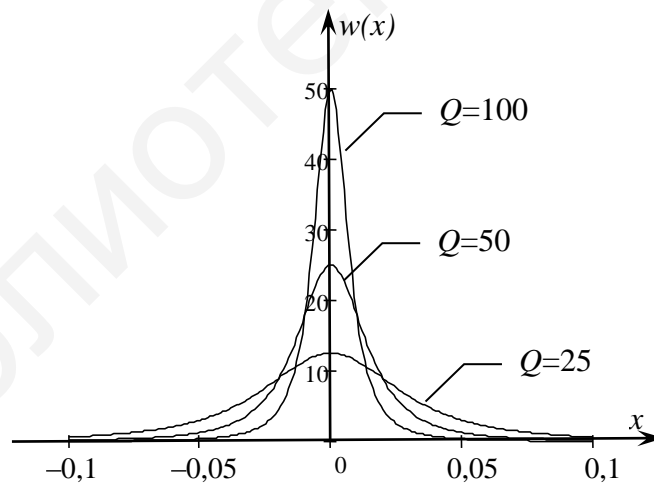


Рис. 6.3. Вид плотности вероятности нормированной ошибки оценивания угловых координат для различных значений параметра Q

Отметим, что характерной особенностью распределения Стьюдента с двумя степенями свободы является отсутствие центральных моментов, начиная со второго порядка. Поэтому точность пеленгации оценивается не с использованием дисперсии пеленгации, а с использованием соответствующих квантилей (6.21) указанного распределения.

6.1.2.2. Основные закономерности пеленгования

В отличие от рассмотренной в подразд. 6.1 эффективности измерителя с полным анализом функции правдоподобия в прямоотсчетном измерителе на базе алгоритма с ограничениями или с блокировкой математическое ожидание ошибки измерения $M(\hat{\alpha} - \alpha_c) \neq 0$.

Закономерности воздействия помех на моноимпульсные измерители с адаптивной пространственной компенсацией помех с прямым отсчетом результатов пеленгования иллюстрируются на примере алгоритма с ограничениями для наиболее простого случая наличия одного мощного источника помех, угловое положение которого, нормированное к ширине $\Delta\alpha_{0,5}$ главного лепестка ДН основной антенны, составляло величину $0,125 \dots 4,0$.

Отдельные иллюстративные результаты приведены на рис. 6.4, 6.5. Рассматривалась многоканальная приемная система на базе круглой АР с суммарными и разностными каналами диаметром 25λ , имеющая 1928 элементов. На краях апертуры основной АР выделено 8 компенсационных подрешеток по 27 элементов. Отношение помеха/шум на выходе изотропного приемного элемента принималось равным 50 дБ, амплитудное распределение поля на апертурах равномерное, погрешности формирования распределения на апертурах не учитывались. Использовался алгоритм с мгновенной нормировкой.

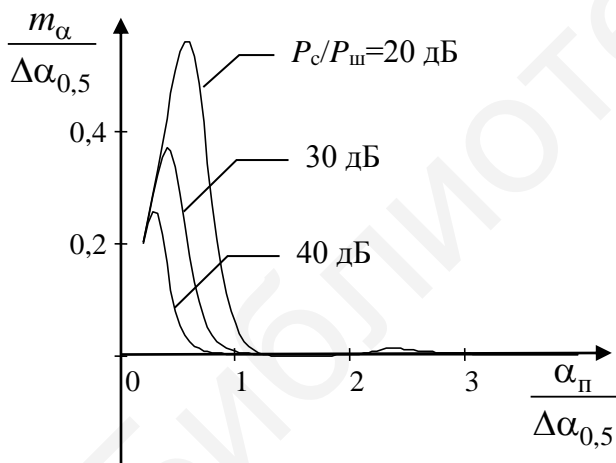


Рис. 6.4. Зависимости математической ошибки пеленгования полезного сигнала от углового отклонения источника помех

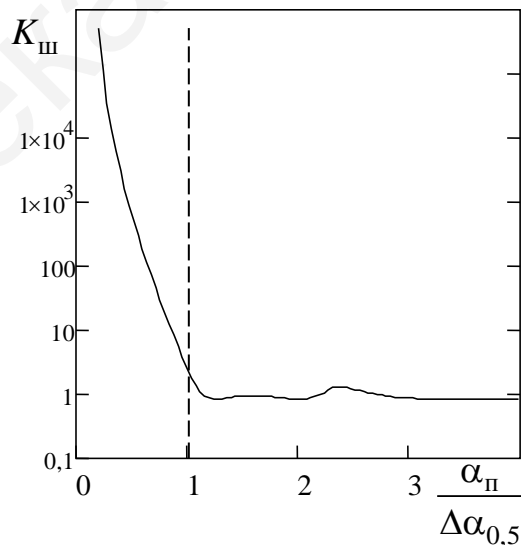


Рис. 6.5. Зависимость коэффициента увеличения мощности взвешенных внутренних шумов

При нахождении источника помех в области боковых лепестков ДН суммарного канала ($\alpha_{п} / \Delta\alpha_{0,5} > 1$) математическое ожидание ошибки пеленгации $m_{\alpha} \rightarrow 0$. При приближении источника помех к максимуму главного лепестка ДН суммарного канала ($\alpha_{п} / \Delta\alpha_{0,5} < 1$) возникает систематическая ошибка пеленгации, величина которой зависит от отношения $P/P_{ш}$ сигнал/шум. С увеличением отношения $P/P_{ш}$ математическое ожидание ошибки пеленгации снижа-

ется. Основным фактором снижения точности пеленгации является возрастание взвешенных внутренних шумов, коэффициент увеличения которых в логарифмическом масштабе увеличивается примерно по линейному закону с уменьшением отклонения углового положения источника помех от направления наблюдения (см. рис. 6.5). Количественно данный эффект существенно зависит от числа и параметров приемных каналов. Так, при переходе к полностью адаптивной антенной системе при разделении общей апертуры на примерно одинаковые подрешетки область углов, при нахождении источника помех в пределах которой взвешенные внутренние шумы увеличиваются, становится меньше, а характеристики пеленгования приближаются к характеристикам алгоритма максимального правдоподобия.

6.2. Потенциальные характеристики и эффективность оценивания пеленга цели в РЛС с механическим сканированием антенной системы

6.2.1. Методика расчета дисперсии ошибки оценивания пеленга цели

Полученные в подразд. 3.2 выражения (3.32) и (3.36) для решающей статистики при обработке дружно и быстро флуктуирующего сигнала представляют собой логарифмы соответствующих функций (в данном случае отношений) правдоподобия. Априорная неопределенность по средней мощности полезного сигнала при записи указанных выражений преодолена за счет подстановки в них вместо точно известных значений соответствующих оценок. Поэтому при получении дисперсии ошибки пеленгации можно пользоваться неравенством Рао – Крамера для случая оценки одного параметра, которое записывается в виде [145]

$$\sigma_{\alpha}^2 = - \frac{1}{M \left\{ \frac{\partial^2 \Psi(\alpha)}{\partial \alpha^2} \right\} \Big|_{\alpha=\alpha_c}} = - \frac{1}{\frac{\partial^2 \overline{\Psi}(\alpha)}{\partial \alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_c}}, \quad (6.26)$$

где $\overline{\Psi}(\alpha) = M\{\Psi(\alpha)\}$ – среднее значение функции правдоподобия.

Выражения, получающиеся после двукратного дифференцирования логарифма функции правдоподобия $\Psi(\alpha)$ по угловой координате α , будут содержать первую $\partial \overline{\sigma}_c^2(\alpha) / \partial \alpha$ и вторую $\partial^2 \overline{\sigma}_c^2(\alpha) / \partial \alpha^2$ производные от оценки средней мощности отраженного сигнала. В этих условиях получение математического ожидания логарифма отношения правдоподобия (3.32), (3.36) представляет практически непреодолимые математические трудности.

Для упрощения расчетных соотношений аппроксимируем функцию правдоподобия в окрестности максимума параболой вида

$$\Psi(\alpha) = a\alpha^2 + b\alpha + c, \quad (6.27)$$

где вектор $(a, b, c)^T$ коэффициентов является решением системы уравнений

$$\begin{cases} a(\alpha_c - \delta\alpha)^2 + b(\alpha_c - \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_c - \delta\alpha)} = \Psi_-; \\ a\alpha_c^2 + b\alpha_c + c = \overline{\Psi(\alpha_c)} = \Psi_0; \\ a(\alpha_c + \delta\alpha)^2 + b(\alpha_c + \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_c + \delta\alpha)} = \Psi_+, \end{cases} \quad (6.28)$$

а $\overline{\Psi(\alpha_c - \delta\alpha)} = \Psi_-$, $\overline{\Psi(\alpha_c)} = \Psi_0$, $\overline{\Psi(\alpha_c + \delta\alpha)} = \Psi_+$ – средние значения функции правдоподобия в точках $\alpha = \alpha_c - \delta\alpha$, $\alpha = \alpha_c$, $\alpha = \alpha_c + \delta\alpha$ соответственно.

Решая систему линейных уравнений (6.28), получим

$$a = \frac{\Psi_+ - 2\Psi_0 + \Psi_-}{2\delta\alpha^2}. \quad (6.29)$$

Так как $\partial^2\Psi(\alpha)/\partial\alpha^2 = 2a$, то дисперсия ошибки пеленгации

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{\delta\alpha^2}{-\Psi_+ + 2\Psi_0 - \Psi_-}. \quad (6.30)$$

Средние значения функции правдоподобия (3.32) в заданных точках составят

$$\begin{aligned} \Psi_- &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(-)} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c - \delta\alpha) Z_{\text{оп}_j}^*(\alpha_c - \delta\alpha) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(-)} - \\ &\quad - \ln |\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c - \delta\alpha) \mathbf{R}(\alpha_c - \delta\alpha)|; \\ \Psi_0 &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(0)} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c) Z_{\text{оп}_j}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(0)} - \ln |\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) \mathbf{R}(\alpha_c)|; \\ \Psi_+ &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(+)} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c + \delta\alpha) Z_{\text{оп}_j}^*(\alpha_c + \delta\alpha) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(+)} - \\ &\quad - \ln |\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c + \delta\alpha) \mathbf{R}(\alpha_c + \delta\alpha)|, \end{aligned} \quad (6.31)$$

где $\mathbf{H}^{(\pm)}$, $\mathbf{H}^{(0)}$ – матрицы обработки сигнала; $\overline{\sigma_c^2}$ – математические ожидания оценки мощности когерентного дружно флуктуирующего отраженного сигнала при условии оценки направления на него $\alpha_c - \delta\alpha$, $\hat{\alpha} = \alpha_c$ и $\alpha_c + \delta\alpha$ соответственно:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(\pm)} &= \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) \mathbf{R}(\alpha_c \pm \delta\alpha))^{-1}; \quad \mathbf{H}^{(0)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) \mathbf{R}(\alpha_c))^{-1}; \\ \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) &= \frac{\sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I-1} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha_c)}{\sum_{i=1}^{I-1} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)}; \quad \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) = \sigma_c^2. \end{aligned} \quad (6.32)$$

Аналогично для функций правдоподобия (3.38) при обработке некогерентной быстро флуктуирующей пачки получим:

$$\Psi_{\pm} = \sum_{i=1}^I \left(\ln \frac{1}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2} \right) + \sum_{i=1}^I \frac{\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2} (\sigma_c^2 |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c)|^2 + 1); \quad (6.33)$$

$$\Psi_0 = \sum_{i=1}^I \left(\ln \frac{1}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c)|^2} + \frac{\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c)|^2}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c)|^2} (\sigma_c^2 |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c)|^2 + 1) \right);$$

где $\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)$, $\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)$ – математические ожидания оценки мощности когерентного дружно флуктуирующего отраженного сигнала при условии оценки направления на него $\alpha_c \pm \delta\alpha$, $\hat{\alpha} = \alpha_c$ соответственно

$$\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) = \sigma_c^2 \frac{\sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c)|^2}{\sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2}, \quad \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) = \sigma_c^2. \quad (6.34)$$

Таким образом, соотношения (6.30)...(6.34) определяют для наиболее распространенных случаев взаимосвязь статистических характеристик оценивания угловых координат цели с параметрами пространственно-энергетической ситуации и характеристиками обзорной РЛС с многоканальной приемной системой.

6.2.2. Эффективность оценивания пеленга цели со сканирующей антенной системой

Статистические характеристики оценивания угловых координат цели были получены для наиболее простого случая наличия одного мощного источника помех, угловое положение которого, нормированное к ширине $\Delta\alpha_{0,5}$ главного лепестка ДН основной антенны, составляло величину 0,125...2,5. При расчетах принимались следующие исходные данные: угловая скорость вращения антенны РЛС $\Omega_a = 30$ град/с, частота повторения импульсов $F_r = 1000$ Гц; ширина главного лепестка $\Delta\alpha_{0,5} = 3,8^\circ$; число импульсов в пачке 127. Энергетические характеристики РЛС и отражательная способность цели соответствовали достижению отношения сигнал/шум по одному импульсу пачки на дальности 100 км в максимуме ДН основной антенны 8,4 дБ. Отношение помеха/шум принималось равным 50 дБ. Характеристики многоканальной антенной системы обзорной РЛС моделировались в виде ДН основной апертуры прямоугольной формы, включающей 30×5 приемопередающих элементов с межэлементным расстоянием, равным половине длины волн, и четырех апертур компенсацион-

ных каналов, каждая из которых включала 2×5 приемных элементов. Компенсационные антенны размещались попарно справа и слева от основной апертуры. Амплитудное распределение поля на апертурах антенн принималось равномерным, погрешности формирования распределения на апертурах не учитывались.

На рис. 6.6 приведены зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи от цели, полученные для случая классифицированной выборки. Средняя квадратическая ошибка пеленгования при использовании в ходе пространственного обеления критерия минимума выходной мощности примерно в 2...3 раза больше, чем для критерия максимума выходной мощности для всех алгоритмов пеленгования, в связи с чем результаты на рис. 6.6 приводятся для пространственной адаптации по критерию максимума ОСПШ.

Из зависимостей на рис. 6.6 следуют закономерности:

- расчетные значения средней квадратической ошибки для алгоритма 1.1 (пеленгование нефлуктуирующего сигнала) практически совпадают с расчетными значениями для алгоритма 1.2 при $\tau_c \rightarrow \infty$ и дальности до цели 100 км; при уменьшении дальности до цели в 2 раза (возрастании отношения сигнал/шум в 16 раз) точность пеленгации с использованием адаптивного алгоритма 1.2 оказывается несколько хуже, чем для алгоритма 1.1; это объясняется влиянием ошибок в оценивании средней мощности отраженного сигнала в угловых направлениях, отличных от направления на источник сигнала, в результате чего значение второй производной функции правдоподобия в точке максимума уменьшается;

- наибольшая точность пеленгования достигается для нефлуктуирующего сигнала и далее для быстро флуктуирующего сигнала; наихудшая точность пеленгования имеет место, когда интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала сравним с длительностью пачки; если на длительность пачки укладывается несколько интервалов корреляции флуктуаций отраженного сигнала, проявляется эффект усреднения флуктуаций и ошибки пеленгования уменьшаются;

- для всех видов флуктуаций отраженного сигнала изложенные в подразд. 3.2 алгоритмы обработки обеспечивают эффект «сверхразрешения» полезного сигнала и мощной помехи при угловом расстоянии между ними, существенно меньшем, чем ширина главного лепестка основной антенны РЛС.

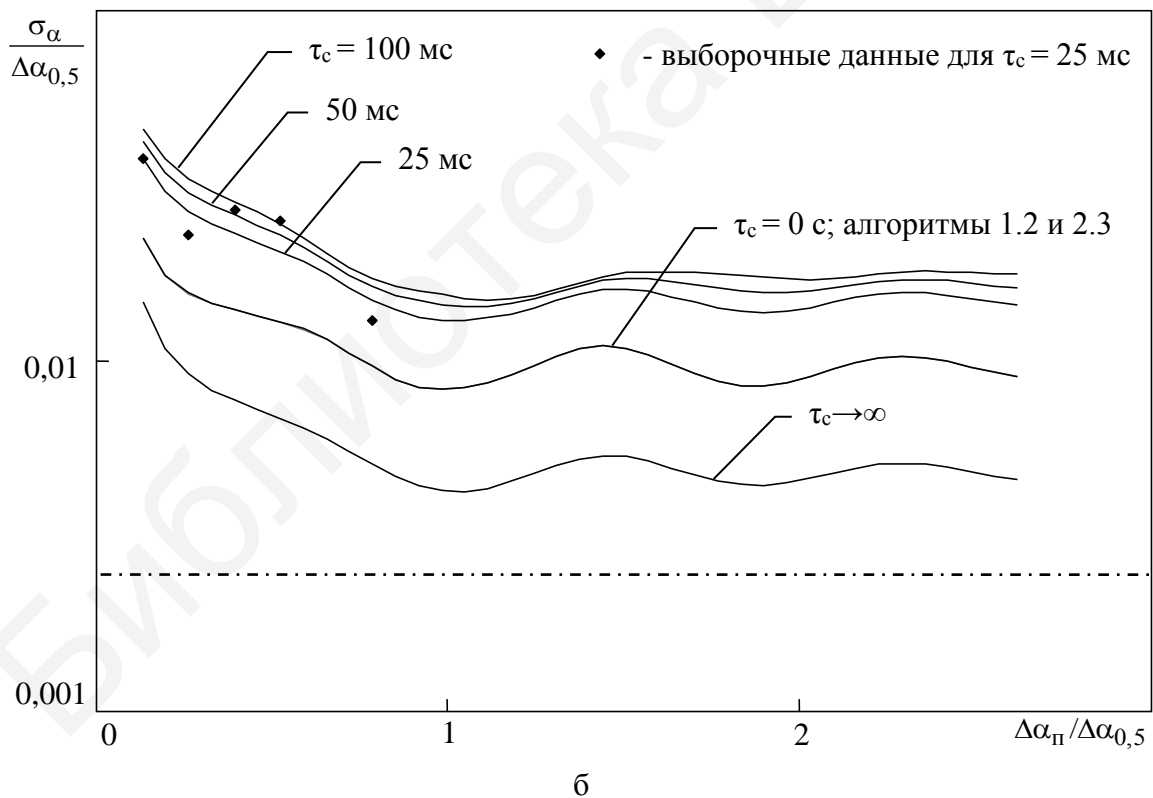
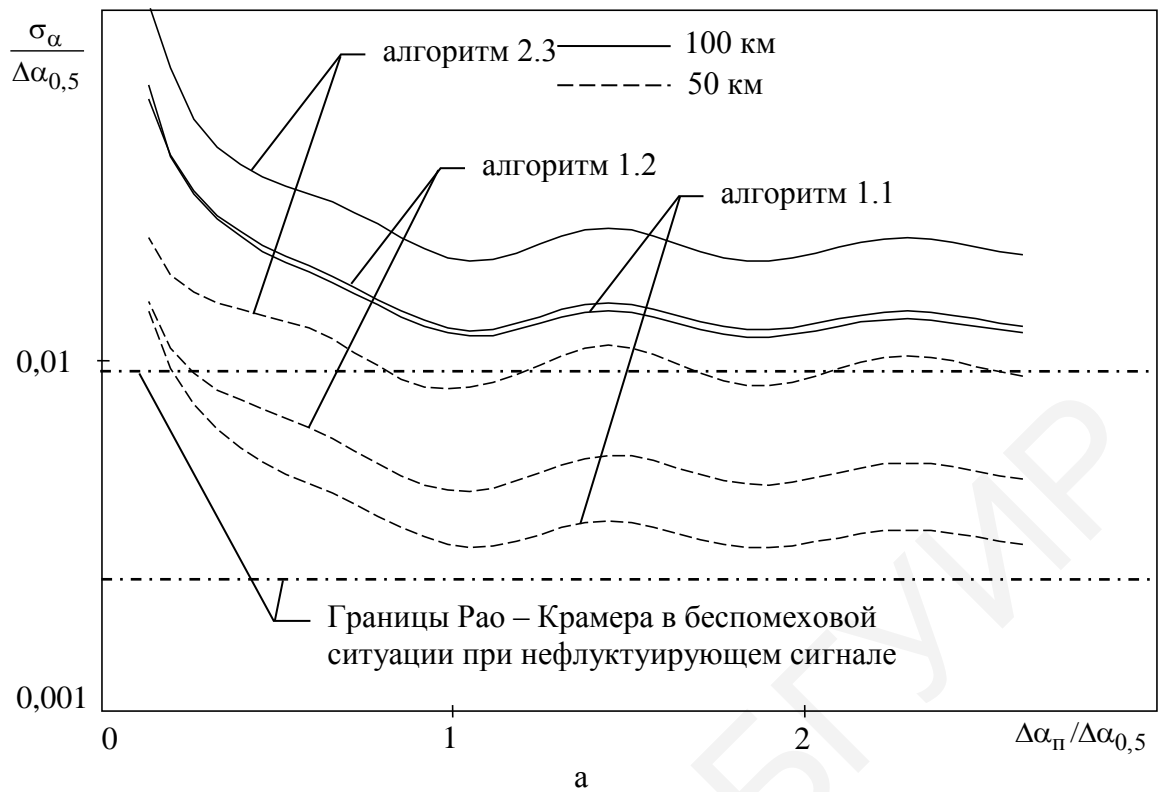


Рис. 6.6. Зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи: а – когерентный нефлуктуирующий отраженный сигнал; б – когерентный флуктуирующий ($\tau_c = 100, 50, 25$ мс) и некогерентный быстро флуктуирующий отраженный сигнал

Отношение сигнал/помеха+шум на выходе системы обработки и СКО пеленгования сильно зависят от модуля разности азимутов источника полезного сигнала и источника помехи, если указанная разность составляет менее половины ширины главного лепестка ДН основного канала. Зависимости СКО пеленгования от углового положения источника помех при нахождении последнего в области боковых лепестков основного канала имеют колебательный характер: при попадании источника помех на максимумы боковых лепестков СКО пеленгования увеличивается, а при попадании в провалы – уменьшается. Это точно соответствует поведению квадрата нормы весовых коэффициентов приемных каналов (мощности взвешенных шумов). При увеличении модуля разности СКО пеленгования стремится к асимптотическому значению, равному нижнему пределу Рао – Крамера для беспомеховой ситуации.

6.3. Эффективность применения адаптивных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга в условиях сложной радиоэлектронной обстановки

Эффективность приведенных в разд. 4 учебно-методического пособия алгоритмов функционирования адаптивных МЛАР средств радиомониторинга в условиях сложной радиоэлектронной обстановки оценивалась методом имитационного моделирования. Рассматривался случай работы АМЛАР в условиях насыщенной радиоэлектронной обстановки при наличии на цикле адаптации сигналов от двух до пяти ИРИ. Мощности ИРИ были распределены по логарифмически нормальному закону с математическим ожиданием 40 дБ и средним квадратическим отклонением 10 дБ, угловые положения ИРИ имели равномерное распределение в секторе $\pm 60^\circ$.

При моделировании для каждой реализации осуществлялся розыгрыш параметров радиоэлектронной обстановки и воспроизведение алгоритма адаптации МЛАР. Если в процессе адаптации по ИРИ в каком-либо из лучей АМЛАР достигнуто отношение сигнал/мешающие источники+шум не менее 10 дБ, то считалось, что ИРИ обнаружен и определялись оценки его частоты и азимута. В противном случае фиксировался пропуск сигнала ИРИ.

По результатам моделирования определялись следующие показатели;

- вероятность пропуска $p_{\text{пр}}$ источника радиоизлучения, определяемая как

$$p_{\text{пр}} = \frac{K_{\text{пр}}}{N}, \quad (6.35)$$

где $K_{\text{пр}}$ – число пропущенных сигналов ИРИ; N – общее число сигналов ИРИ на реализациях моделирования;

- средняя квадратическая ошибка определения азимута σ_α :

$$\sigma_{\alpha} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta\alpha_i^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta\alpha_i \right)^2, \quad (6.36)$$

где $\delta\alpha_i$ – ошибка определения азимута i -го по счету предъявляемого сигнала ИРИ, $\delta\alpha_i = \hat{\alpha}_i - \alpha_i$; $\alpha_i, \hat{\alpha}_i$ – истинное значение и оценка азимута i -го по счету предъявляемого сигнала ИРИ.

Результаты моделирования в виде зависимостей средних квадратических ошибок определения азимута σ_{α} и вероятности пропуска $p_{\text{пр}}$ источника радиоизлучения от амплитудных и фазовых ошибок МЛАР для неадаптивной (сплошные кривые) и адаптивной (пунктирные кривые) МЛАР приведены на рис. 6.7. Рассматривалась линейная АМЛАР из $N = 8$ приемных элементов с межэлементным расстоянием $\lambda/2$.

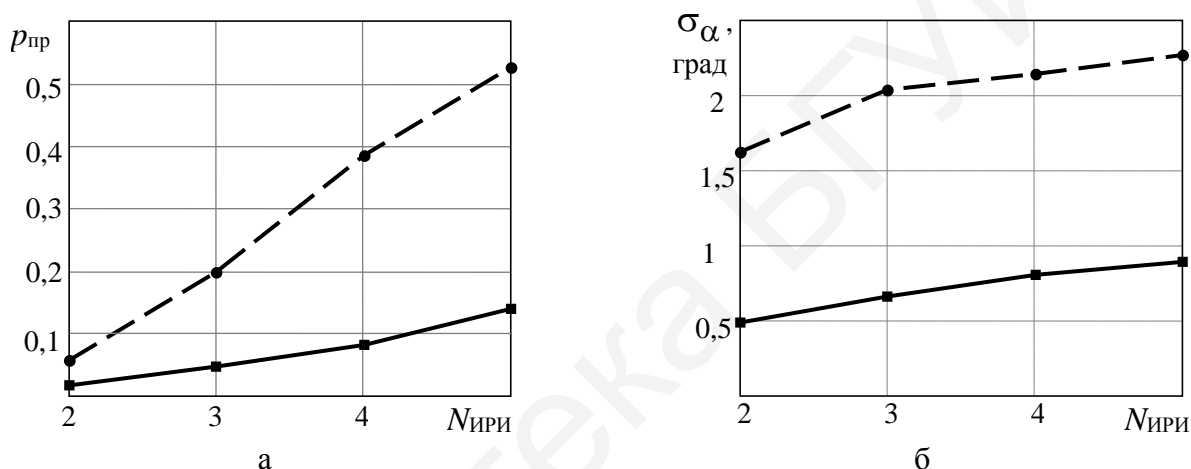


Рис. 6.7. Зависимости вероятности пропуска сигналов ИРИ (а) и средней квадратической ошибки определения азимута ИРИ (б) от числа ИРИ на интервале наблюдения для неадаптивной (пунктирные кривые) и адаптивной (сплошные кривые) МЛАР

Как следует из результатов моделирования, адаптивная МЛАР обеспечивает существенное, примерно в 4 раза, уменьшение вероятности пропуска сигнала ИРИ. Так, для наиболее вероятной ситуации наличия на интервале наблюдения трех сигналов ИРИ вероятность пропуска уменьшается с уровня 0,2 для неадаптивной МЛАР до уровня 0,05 для АМЛАР. Кроме того, для адаптивной МЛАР будет наблюдаться существенное, в 3...3,5 раза уменьшение средней квадратической ошибки пеленгования с уровня 1,5...2,5° до уровня 0,5...0,8°.

При дальнейшем увеличении числа одновременно воздействующих ИРИ (пять и более) эффективность функционирования АМЛАР несколько снижается. Это объясняется возникновением «тяжелых» для пространственной обработки ситуаций, характеризующихся сближением числа источников и числа степеней свободы системы обработки, при этом велика вероятность ситуации, когда разность азимутов как минимум двух источников ИРИ сравнима с шириной луча МЛАР.

6.4. Заключительные замечания и ссылки

Исследование статистических характеристик измерителей угловых координат полезных сигналов с адаптивной пространственной компенсацией помех является одним из наиболее сложных и трудоемких. Если обработка близка к оптимальной по методу максимального правдоподобия, то соответствующие оценки могут быть получены с использованием неравенства Рао – Крамера при оценке единственного параметра или нескольких неизвестных параметров.

Задача оценки статистических характеристик резко усложняется, если обработка заметно отклоняется от оптимальной. Это будет иметь место при наличии ошибок калибровки, взаимного влияния приемных антенн, амплитудно-фазочастотной неидентичности, регуляризации и других рассмотренных в разд. 6 факторов. В этом случае следует прибегать к детальному стохастическому (имитационному) моделированию алгоритмов обработки. При анализе результатов моделирования тем не менее следует ориентироваться на нижнюю оценку дисперсии пеленгования на основе неравенства Рао – Крамера.

Основные результаты по исследованию точности пеленгования для различных пеленгационных систем с ПКП изложены в [81, 95–99, 123, 134, 150, 170, 172, 173]. В частности, в [97] приведены расчетные соотношения для дисперсии ошибки пеленгации и вероятности правильной селекции движущейся цели в радиолокаторе с синтезированием апертуры и многоканальной приемной системой. В [95] приведены точностные и вероятностные характеристики адаптивных МЛАР с пространственной компенсацией помех при реализации двухэтапных алгоритмов обработки, предусматривающих оценку частоты доминирующих сигналов в лучах.

Значительный интерес представляют результаты по точностным характеристикам алгоритмов на основе методов «современного спектрального анализа», «сверхразрешения», авторегрессионных моделей и т. д. Основные результаты по указанным вопросам изложены в [1–4, 18, 26, 35, 52, 86, 102, 109, 113, 115, 132, 161, 168].

7. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НЕЙРОСЕТЕВЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМАХ

Перспективным для совместной реализации моноимпульсной пеленгации и пространственной компенсации помех является внедрение нейросетевых алгоритмов (НА) обработки. Указанные алгоритмы являются мощным средством обработки больших объемом слабоструктурированной информации и обладают способностью к выявлению скрытых закономерностей и естественным вычислительным параллелизмом [90, 120, 143].

Наиболее эффективно нейронные сети решают задачи линейного разделения (классификации) сигналов, то есть принятия решения о принадлежности вектора входных данных \mathbf{y} одному из m -х заданных классов $\Gamma_m, i = \overline{1, M}$. Указанная постановка точно соответствует задаче пеленгации полезного сигнала на фоне мощной помехи.

Для пояснения этого обстоятельства разобьем всю угловую область Ω нахождения полезного сигнала на ряд подобластей $\Gamma_m, m = \overline{1, M}$, возможно, пересекающихся, причем $\Omega = \bigcup_{m=1}^M \Gamma_m$. Число M подобластей, на которые разбивается область Ω , не имеет значения. В частности, при $M \rightarrow \infty$ получим точечные оценки углового положения полезного сигнала.

Задача заключается в отнесении входной реализации $\mathbf{y}_k, k = \overline{1, K}$, где K – число отсчетов сигналов на выходе многоканальной приемной системы к одной из областей Γ_m . Таким образом, имеем задачу линейного разделения (классификации) сигналов. Ω

7.1. Структуры нейронных сетей и состав входной информации

Обоснование нейросетевого алгоритма включает определение входных и выходных данных, структуры и алгоритмов обучения нейросети. При этом фактором, в значительной степени определяющим возможность построения, обучения и качественные характеристики нейросетевого алгоритма, являются его входные данные.

Отметим, что специфика задач пеленгования с позиций построения нейросетевого алгоритма заключается в широком, 40 дБ и более, динамическом диапазоне выходных сигналов многоканальной антенной системы. При этом мощность помеховой составляющей в типичных случаях может на десятки децибелов превышать мощность сигнальной составляющей. Это существенно затрудняет нормирование входных сигналов и, как следствие, возможность обучения нейросети.

С учетом указанных обстоятельств в качестве основы для формирования вектора входных сигналов нейросетевого алгоритма используем оценку Ξ об-

ратной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов:

$$\Xi = \Phi^{-1}, \quad (7.1)$$

где $\hat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов за заданное число отсчетов K :

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^+. \quad (7.2)$$

Аналогично ранее используемому подходу рассмотрим два случая:

- осуществляется пеленгация априори неизвестного (стохастического) сигнала (случай радиомониторинга); при этом выборка $\mathbf{y}_k, k = \overline{1, K}$ является неклассифицированной, все отсчеты которой содержат как помехи (мешающие излучения), так и полезный сигнал, и $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{СП}}$;

- осуществляется пеленгация отраженного сигнала в радиолокации; при этом выборка $\mathbf{y}_k, k = \overline{1, K}$ является классифицированной, все отсчеты которой содержат только помехи (мешающие излучения), и $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{П}}$; отсчет \mathbf{y}_{K+1} содержит сумму известного отраженного сигнала и помех.

В структуре корреляционной матрицы $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{СП}}$ для первого случая содержится вся доступная информация об угловых координатах как источника полезного сигнала, так и источников помех. Для второго случая доступная информация об угловых координатах как источника полезного сигнала содержится в отсчете \mathbf{y}_{K+1} , а источников помех – и в структуре корреляционной матрицы $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{П}}$ и в отсчете \mathbf{y}_{K+1} . Обратные корреляционные матрицы $\Xi_{\text{П}}$ и $\Xi_{\text{СП}}$ содержат тот же объем информации, что и $\hat{\Phi}_{\text{П}}$, $\hat{\Phi}_{\text{СП}}$. При этом использование обратной корреляционной матрицы более предпочтительно для построения НА, так как разброс значений ее элементов, особенно при большой мощности воздействующих по боковым лепесткам ДН приемных каналов помех оказывается существенно больше.

Для уяснения структуры нейронной сети и состава входной информации рассмотрим наиболее простой случай пеленгации в двух плоскостях с использованием квадрантной антенной системы, имеющей четыре приемных канала (см. рис. 1.8, в).

Обратная матрица Ξ – эрмитова с комплексными элементами вне главной диагонали. Так как нормированные собственные векторы матрицы, определяющие угловые координаты источников сигнала и помех, не изменяются при умножении матрицы на любое, отличное от нуля, число, осуществим нормирование матрицы на ее след:

$$\Psi = \left(\sum_{n=1}^N \Xi_{n,n} \right)^{-1} \Xi, \quad (7.3)$$

при этом гарантируется, что модуль любого элемента матрицы окажется меньше единицы. Если элементы матрицы $\hat{\Phi}$ нормированы к мощности собствен-

ных шумов приемных каналов, то нормировка (7.3) не требуется, так как в этом случае при наличии источника сигнала (помехи) с мощностью, превышающей мощность внутренних шумов, модули всех элементов обратной корреляционной матрицы будут меньше единицы.

Элементы матрицы Ψ удовлетворяют условию $\dot{\Psi}_{i,j} = \Psi_{j,i}^*$, следовательно, достаточно использовать элементы матрицы Ψ , находящиеся на главной диагонали и выше нее. Такое представление матрицы Ψ будем далее называть *верхнетреугольным*.

С учетом описанного для первого случая $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\text{сп}}$ сформируем вектор \mathbf{p} входных данных НА, выделив модули

$$p_m = |\dot{\Psi}_{i,j}|, \quad i = \overline{1,4}; j = \overline{i,4}; \quad 0 \leq p_m \leq 0,5, \quad m = \overline{1,10} \quad (7.4)$$

и фазы (с приведением их к диапазону $[0; 1]$)

$$p_n = 1 + \frac{1}{\pi} \arg \dot{\Psi}_{i,j}, \quad i = \overline{1,3}; j = \overline{i+1,4}; \quad 0 \leq p_n \leq 1; \quad n = \overline{11,16} \quad (7.5)$$

десяти элементов матрицы Ψ в верхнетреугольном представлении.

В качестве выходной информации принимаются оценки азимута $\hat{\alpha} / \Delta\alpha_{0,5}$ и угла места $\hat{\beta} / \Delta\beta_{0,5}$ источника излучения в пределах главного лепестка ДН парциальных каналов, нормированные к ширине главного лепестка ДН парциального канала. При этом $0 \leq \hat{\alpha} / \Delta\alpha_{0,5} (\hat{\beta} / \Delta\beta_{0,5}) \leq 1$.

Возможная структура нейронной сети (НС) при пеленгации неизвестного сигнала совместно со структурой приемного тракта приведена на рис. 7.1. Использование нормировки и разделения недиагональных элементов корреляционной матрицы на модуль и фазу позволяет построить НС с действительными входными и выходными сигналами, смещениями и функциями активации. Входной слой имеет 16 входов. Число скрытых слоев с полным набором связей между нейронами различных слоев может составлять от одного до трех с сигмоидальной функцией активации и смещением. Выходной слой имеет линейную функцию активации.

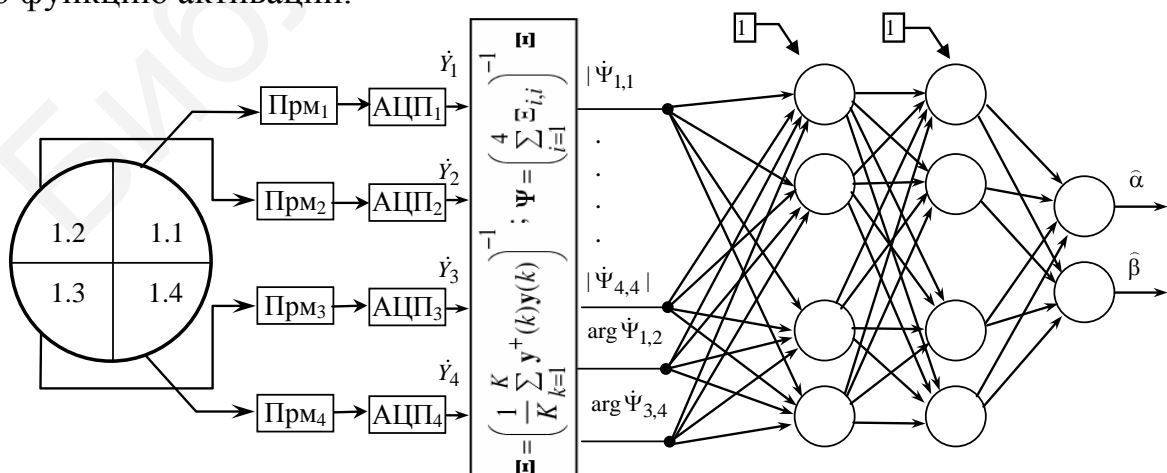


Рис. 7.1. Структура приемной системы и нейронной сети для оценки азимута и угла места источника неизвестного полезного сигнала в средстве радиомониторинга

Выходной сигнал НС на рис. 7.1 может представлять собой точечную оценку угловых координат полезного сигнала либо диапазонную оценку о принадлежности угловых координат заданной области по азимуту и углу места. При формировании диапазонной оценки выходной слой должен представлять собой столбец из M нейронов, выходные сигналы которых (при идеальном) обучении $W_m = 1$, если $\alpha_c \in \Gamma_m$ и $W_m = 0$, если $\alpha_c \notin \Gamma_m$.

Для второго случая $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}_{\Pi}$ сигнал известен и содержится вместе с шумами в отсчете \mathbf{y}_{K+1} . Так как модули элементов вектора \mathbf{y}_{K+1} могут иметь произвольные значения, как малые, так и значительно больше единицы, необходимо пронормировать вектор \mathbf{y}_{K+1} по правилу

$$\mathbf{y}_{K+1}^{(H)} = \frac{\mathbf{y}_{K+1}}{\max(\sigma_{c+\Pi+\Psi})}, \quad (7.6)$$

где $\max(\sigma_{c+\Pi+\Psi})$ – максимальное, в диапазоне изменения мощностей источников полезного сигнала, помех и внутренних шумов, среднее квадратическое значение напряжение на выходе приемных каналов.

Структура НС при пеленгации известного сигнала приведена на рис. 7.2. Ее отличием от структуры на рис. 7.1 является дополнительная входная информация в виде модулей и нормированных к диапазону $[0;1]$ фаз элементов вектора $\mathbf{y}_{K+1}^{(H)}$ отсчета процесса на выходе многоканальной приемной системы при наличии (предполагаемом) полезного сигнала.

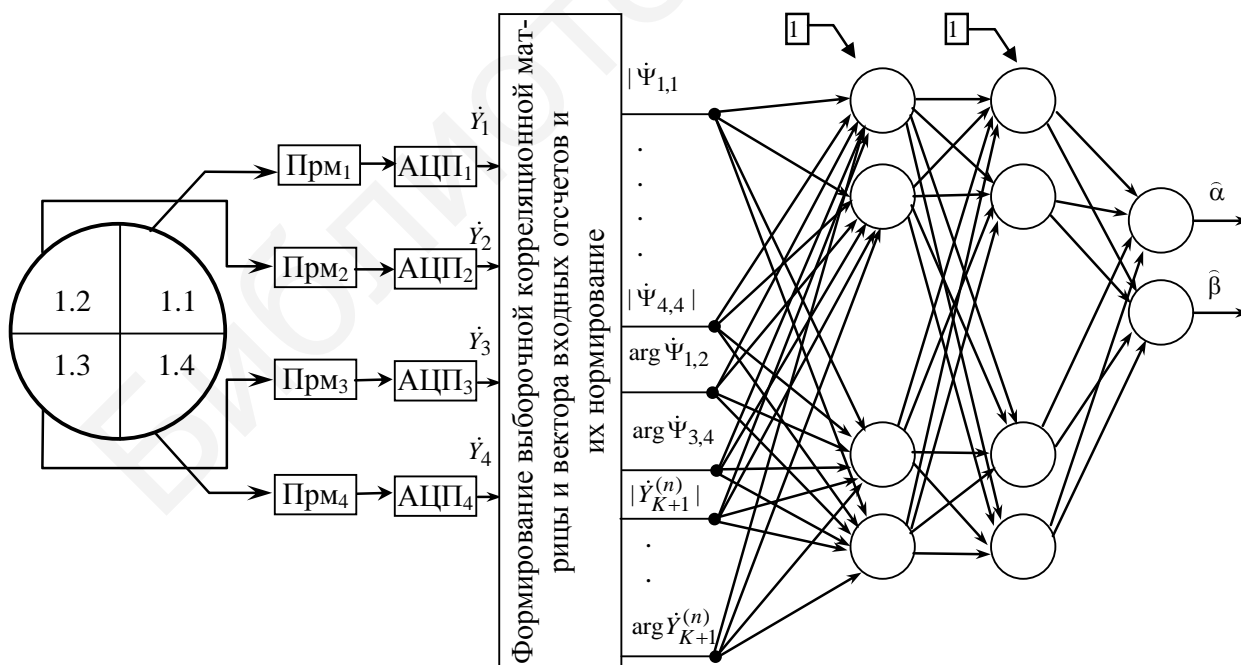


Рис. 7.2. Структура приемной системы и нейронной сети для оценки азимута и угла места отраженного сигнала в средстве радиолокации

Обучение НС со структурой, представленной на рис. 7.1 и 7.2, осуществляется одинаково – путем минимизации среднего квадрата ошибки. При точечной оценке средний квадрат ошибки

$$E = \sum_{\ell=1}^L \left\{ (\hat{\alpha}_{c_\ell} - \alpha_{c_\ell})^2 + (\hat{\beta}_{c_\ell} - \beta_{c_\ell})^2 \right\} \rightarrow \min, \quad (7.7)$$

где L – число образцов в эпохе обучения; $\alpha_{c_\ell}, \beta_{c_\ell}$ – истинные значения азимута и угла места источника полезного сигнала для ℓ -го предъявляемого образца.

При оценке принадлежности угловых координат сигнала заданной пространственной области по одной из координат, например, азимуту:

$$E = \sum_{\ell=1}^L \sum_{m=1}^M \left[W_m - \begin{cases} 1, \alpha_{c_\ell} \in \Gamma_m \\ 0, \alpha_{c_\ell} \notin \Gamma_m \end{cases} \right]^2 \rightarrow \min. \quad (7.8)$$

7.2. Результаты обучения нейронной сети и моделирования

Для обучения НС может быть использован, например, инструмент NNTool пакета *MathLab*. В случае применения указанного инструмента пользователю достаточно сформировать обучающую выборку, задать структуру нейронной сети, выбрать (или использовать автоматически предлагаемый) алгоритм обучения сети и выполнить непосредственно ее обучение.

Далее приведен пример обучения НС для следующих исходных данных:

- входные сигналы НС формировались для квадратной антенной решетки со стороной $D/\lambda=10$; число приемных элементов в квадранте антенной решетки составляло 75, ширина ДН квадранта по уровню 0,5 от максимальной мощности при этом составила $\Delta\alpha_{0,5} = \Delta\beta_{0,5} = 6^\circ$;

- источник полезного сигнала последовательно перемещался по угловым координатам в сетке по азимуту и углу места от -3 до 3° с шагом $0,5^\circ$ для мощности источника полезного сигнала $P_c = 0,1; 1; 10$;

- источник помехи последовательно перемещался по углу в сетке по азимуту и углу места от $\alpha(\beta)_\Pi^{\min}$ до $\alpha(\beta)_\Pi^{\max}$ с шагом $\delta\alpha(\beta)_\Pi$ для мощности источника помехи $P_\Pi = 30, 40, 50$ дБ.

Для обучения использовался стандартный метод Левенберга – Марквардта при числе эпох обучения 1000...10 000.

На рис. 7.3 приведены результаты обучения НС в виде зависимости оценок азимута источника полезного сигнала для обучающей выборки. НС имела по 24 нейрона в двух скрытых слоях. Для обучения использовалось 5000 эпох при $\alpha_\Pi^{\min} = 20^\circ, \alpha_\Pi^{\max} = 22^\circ, \beta_\Pi^{\min} = 15^\circ, \delta\alpha(\beta)_\Pi = 0,5^\circ, \beta_\Pi^{\max} = 17^\circ$. Полужирной ступенчатой линией показаны истинные азимуты полезного сигнала для соответствующего образца эпохи обучения. Достигнутое за заданное число эпох обу-

чения значение средней квадратической ошибки по обучающей выборке составило $\sigma_\alpha = 0,04^\circ$. При увеличении числа эпох ошибка может быть уменьшена.

На рис. 7.4 приведены зависимости ошибки оценки $(\hat{\alpha} - \alpha_c) / \Delta\alpha_{0,5}$ от истинного азимута $\alpha / \Delta\alpha_{0,5}$ источника полезного сигнала, построенные для НС, обученной для указанной комбинации параметров, при $\beta_c = -1,25^\circ$, $\alpha_{\text{п}} = 20,25^\circ$, $\alpha_{\text{п}} = 15,25^\circ$ (эти параметры не использовались в обучающей выборке) при $P_c = 0,1$ для различных значений мощности помехи в пределах $P_{\text{п}} = 20 \dots 70$ дБ.

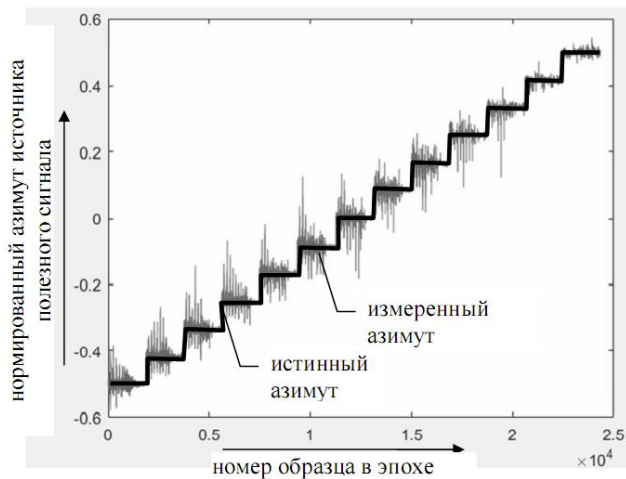


Рис. 7.3. Результаты обучения нейронной сети

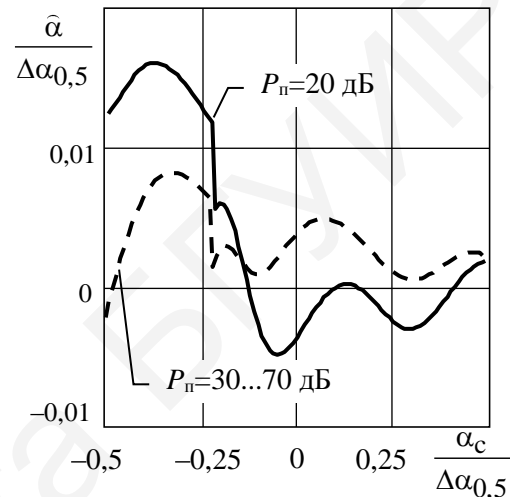


Рис. 7.4. Зависимость ошибки пеленгации от азимута источника полезного сигнала для различных значений мощности источника помех

Как видно из полученных зависимостей, изменение углового положения источника полезного сигнала с шагом $0,5^\circ$ при обучении является достаточным для формирования у НС обобщающих свойств. Аналогичный вывод следует по результатам моделирования и в части мощности источников полезного сигнала и помех, когда достаточен шаг обучения $5 \dots 10$ дБ. В частности, когда $P_{\text{п}} = 20$ дБ, то есть на 10 дБ меньше значения, используемого при обучении, ошибка пеленгации возрастает, но при этом остается достаточно малой, не превышающей 2 % от ширины главного лепестка ДН парциальных каналов.

Более жесткие требования характерны для шага перемещения источника помех при обучении НС. Требуемый шаг формирования обучающей выборки по угловым координатам источника помех должен составлять примерно $\delta\alpha(\beta)_{\text{п}} / \Delta\alpha_{0,5} \approx 0,25$. Эта величина хорошо согласуется с шириной «нулей» адаптированной ДН при проведении процедуры пространственной компенсации помех с использованием статистических алгоритмов. При таком достаточно малом шаге изменения углового положения источника помех объем обучающей выборки резко возрастает. Для обеспечения запоминания нейронной сетью рас-

ширенного набора исходных данных требуется адекватное увеличение числа нейронов в скрытых слоях.

Наряду с использованием обратной Ξ возможно использование для обучения НС непосредственно оценки Φ корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов. Однако в этом случае резко возрастает время обучения и требуемое число нейронов в скрытых слоях сети.

Точности пеленгации, достигаемые в предлагаемом нейросетевом алгоритме и алгоритме максимального правдоподобия для аналогичных условий функционирования, оказываются сравнимыми и составляют 2...3 % от ширины главного лепестка ДН приемных каналов.

7.3. Заключительные замечания и ссылки

Вопрос применения нейронных сетей при обработке сигналов в средствах радиолокации и радиомониторинга относится к одному из бурно развивающихся. Значительная часть вопросов и направлений исследования по применению нейронных сетей при первичной и вторичной обработке радиолокационной информации обобщена в монографии [143]. Применительно к пеленгационным системам применение нейросетевых алгоритмов рассматривалось в [17, 31, 94, 119, 171]. Изучены вопросы использования нейронной сети для пеленгации радиолокационных целей на фоне внутреннего шума приемных каналов, нейросетевой подход к обработке сигналов моноимпульсной локации, базирующийся на аппроксимации с использованием многослойного персептрона пространственного распределения мощности источников радиоизлучения. В [17] предложено использование ансамбля нейронных сетей для адаптивной пространственной пеленгации источника полезного сигнала на фоне мощной помехи. Основная идея использования ансамбля НС заключается в обучении набора (ансамбля) НС, каждая из которых решает задачи пеленгации полезного сигнала при положении источника помехи в достаточно малой угловой области. На первом этапе осуществляется пеленгация источника мощной помехи. Далее выбирается требуемая НС из ансамбля и определяются угловые координаты полезного сигнала.

Использование нейросетевых алгоритмов обработки сигналов в моноимпульсных пеленгаторах в условиях интенсивных помех по боковым лепесткам ДН приемных каналов является достаточно перспективным. Особый интерес представляют исследования по нейросетевым алгоритмам обработки сигналов амплитудных и фазовых пеленгаторов с многоканальными антенными системами, в том числе при реализации сверхразрешения источников радиоизлучения в пределах главного лепестка ДН.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Без сомнения, реализация оптимальной (квазиоптимальной) пространственно-поляризационной обработки принимаемых сигналов на базе многоканальных антенных и приемных систем является одним из наиболее приоритетных направлений развития методов и способов защиты от помех на ближайшую, до 2030 года, перспективу. Развитие теории и техники многоканального приема приведет к практическому исключению влияния источников помех, находящихся в «вынесенной» по отношению к источнику полезного сигнала точке.

Основные проблемные вопросы реализации многоканальных приемных систем связаны с обеспечением требуемых вычислительных ресурсов процесса обработки и автоматической калибровки приемных каналов для достижения уровня неидентичности по амплитуде и фазе порядка долей децибелов и единиц градусов соответственно.

Важнейшей задачей, решаемой многоканальными приемными системами с адаптивной пространственной компенсацией помех, будет являться пеленгование полезных сигналов. Изложенный в настоящем учебно-методическом пособии материал дает возможность магистрантам, аспирантам и специалистам в области помехозащищенных радиотехнических систем ознакомиться с основными способами обработки сигналов в пеленгационных антенных системах с адаптивной пространственной компенсацией помех и успешно решать задачи по их проектированию.

В свою очередь, проектирование каждой из пеленгационных антенных систем средств радиолокации, навигации и радиомониторинга является уникальной задачей и потребует от разработчика проведения масштабного моделирования с детальным описанием и воспроизведением всех составных частей тракта обработки сигналов с привлечением методического аппарата теории радиоприемных устройств, электродинамики и антенн, цифровой обработки сигналов и т. д.

Автор надеется, что настоящее учебно-методическое пособие поможет читателям разобраться в важных и актуальных вопросах пространственной обработки полезных сигналов на фоне помех в приложении к построению помехозащищенных пеленгационных антенных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Оценка влияния искажений характеристик направленности элементов антенных решеток на эффективность измерения угловых координат методом Прони / В. В. Абраменков [и др.] // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2005. – Т. 3, №6. – С. 36–41.
2. Абраменков, В. В. Измерение угловых координат M источников излучения методом нормирования сигнала к амплитудам образовавших его источников: сб. ст. / В. В. Абраменков // Авионика 2002–2004. – М. : Радиотехника, 2005. – С. 218–221.
3. Абраменков, В. В. Накопление сигнала при использовании современных методов спектрального анализа / В. В. Абраменков // Радиотехника. – 2002. – №12. – С. 88–91.
4. Абраменков, В. В. Измерение координат радиолокационных целей методами многосигнальной радиолокации / В. В. Абраменков. – Смоленск : ВА ВПВО ВС РФ, 2002. – 92 с.
5. Абраменков, В. В. Способ и устройство измерения дальностей до M источников вторичного излучения, сигналы которых перекрываются во времени / В. В. Абраменков, С. А. Климов, Ю. И. Савинов // Радиотехника. – 2002. – №1. – С. 32–38.
6. Абрамович, Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 26, №3. – С. 543–551.
7. 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.
8. 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.
9. Абрамович, Ю. И. Сходимость коэффициента направленного действия и его стабилизация в быстродействующих процедурах адаптивной настройки пространственных фильтров / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур, В. Г. Михайлюков // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, №2. – С. 316–320.
10. 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.
11. Абрамович, Ю. И. Предельная скорость сходимости процессов адаптивной настройки системы компенсации помех в условиях неклассифици-

рованной обучающей выборки / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, №8. – С. 1534–1538.

12. Абрамович, Ю. И. Анализ эффективности частичной оптимизации систем пространственной обработки / Ю. И. Абрамович, Л. А. Гуркина, Б. Г. Данилов // Радиотехника и электроника. – 1984. – №6. – С. 1105–1109.

13. Цифровые адаптивные методы обработки сигналов / Ю. И. Абрамович [и др.] // Радиотехника и электроника. – 1982. – №10. – С. 1916–1922.

14. 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.

15. 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. 1438–1445.

16. 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.

17. Аверьянов, А. В. Двухэтапный алгоритм работы пеленгатора с применением искусственной нейронной сети / А. В. Аверьянов, А. А. Строцев // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2018. – Т. 4, №1. – С. 185–190.

18. Аджемов, С. С. Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных антенных решетках / С. С. Аджемов, Г. О. Бокк, А. Г. Зайцев // Радиотехника. – 2000. – №11. – С. 66–71.

19. Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных антенных решетках. / С. С. Аджемов [и др.] // Радиотехника. – 2000. – №11. – С. 66–71.

20. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д. И. Воскресенского и А. И. Канащенкова. – М. : Радиотехника, 2004. – 488 с.

21. Бакулев, П. А. Ослабление выбеливания сигнала цели при обращении ковариационной матрицы помех / П. А. Бакулев, Б. Н. Орешкин // Радиотехника. – 2009. – №12. – С. 42–47.

22. Вопросы статистической теории радиолокации. В 2 т. Т. 1 / М. А. Бакут [и др.] ; под ред. Г. П. Тартаковского. – М. : Сов. радио, 1963. – 424 с.

23. Беклемишев, Д. В. Дополнительные главы линейной алгебры / Д. В. Беклемишев. – М. : Наука, 1983. – 336 с.

24. Экспериментальные исследования цифрового антенного компенсатора помех для приемника СРНС / С. Г. Быстраков [и др.] // Радиотехника. – 2008. – №7. – С. 51–55.

25. Варюхин, В. А. Основы теории многоканального анализа / В. А. Варюхин. – Киев : Наук. думка, 2015. – 168 с.

26. Варюхин, В. А. О точности измерения угловых координат нескольких источников с помощью антенной решетки / В. А. Варюхин, В. И. Покровский, В. Ю. Сажно // Радиотехника и электроника. – 1984. – №4. – С. 660–665.
27. Варюхин, В. А. Модифицированная функция правдоподобия в задаче определения угловых координат источников с помощью антенной решетки / В. А. Варюхин, В. И. Покровский, В. Ю. Сажно // Доклады Академии наук. – 1983. – Т. 270, №5. – С. 1092–1094.
28. Вексин, С. И. Компенсация помех по боковым лепесткам в доплеровских головках самонаведения / С. И. Вексин // Радиотехника. – 2002. – №9. – С. 76–86.
29. Вексин, С. И. Обработка радиолокационных сигналов в доплеровских головках самонаведения / В. И. Вексин. – М. : МАИ, 2005. – 244 с.
30. Многосигнальный максимально правдоподобный алгоритм обнаружения и оценивания направлений прихода и напряженности поля плоских монохроматических радиоволн с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / А. Д. Виноградов [и др.] // Антенны. – 2012. – №4. – С. 55–65.
31. Гаврилов, К. Ю. Применение нейронных сетей в задачах пеленгации радиолокационных целей / К. Ю. Гаврилов, М. А. Богословская // Информационно-аналитический журнал «Фазотрон». – 2007. – №3, 4.
32. Ганков, И. В. Предельные характеристики сверхразрешения когерентных источников при предварительной декорреляции выборки / И. В. Ганков // Радиотехника. – 1994. – №10. – С. 23–27.
33. Гейбриел, У. Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных решеток / У. Ф. Гейбриел // ТИИЭР. – 1980. – Т. 68, №6. – С.19–32.
34. Гершман, А. Б. Адаптивное разрешение некоррелированных источников по координате / А. Б. Гершман, А. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – №8. – С. 941–946.
35. Гершман, А. Б. Анализ сверхразрешения некоррелированных источников излучения в адаптивных антенных решетках / А. Б. Гершман, А. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – №11. – С. 1674–1379 .
36. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – 3-е изд., перераб. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.
37. Адаптивные антенные решетки : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1 / под ред. В. А. Григорьева. – СПб. : Ун-т ИТМО, 2016. – 179 с.
38. Адаптивные антенные решетки : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / под ред. В. А. Григорьева. – СПб. : Ун-т ИТМО, 2016. – 179 с.

39. Григорян, Д. С. Влияние неидентичностей амплитудно-частотных характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки на возможность сверхразрешения источников излучения по пространству / Д. С. Григорян // Радиотехника. – 2009. – №10. – С. 27–36.

40. Григорян, Д. С. Определение области сверхразрешения источников излучения по пространству при собственных шумах и неидентичностях приемных трактов / Д. С. Григорян // Радиотехника. – 2007. – №8. – С. 43–48.

41. Григорян, Д. С. Граница сверхразрешения для возмущений вектора весовых коэффициентов при спектральном анализе сигналов методом линейного предсказания / Д. С. Григорян // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2013. – №4. – С. 7–17.

42. Результаты обработки сигналов радиолокатора сопровождения методами со сверхразрешением / Д. С. Григорян [и др.] // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2013. – №4. – С. 53–65.

43. Григорян, Д. С. Когерентная обработка данных в задачах спектрального анализа радиолокационных сигналов со сверхразрешением [Электронный ресурс] / Д. С. Григорян // Журнал радиоэлектроники. – 2012. – №3. – Режим доступа : <http://jre.cplire.ru/alt/mar12/1/text.html>.

44. Григорян, Д. С. Методы прореживания отсчетов сигнала с когерентным накоплением в задачах цифрового спектрального анализа со сверхразрешением / Д. С. Григорян // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – №4. – С. 18–25.

45. Григорян, Д. С. Предварительная когерентная обработка данных в задачах цифрового спектрального анализа радиосигналов со сверхразрешением / Д. С. Григорян // Радиотехника. – 2012. – №9. – С. 5–20.

46. Григорян, Д. С. Сверхразрешение слабых гармонических сигналов в спектральных оценках линейного предсказания методом регуляризации Тихонова / Д. С. Григорян // Радиотехника. – 2011. – №11. – С. 32–42.

47. Григорян, Д. С. Принципы когерентной обработки данных в задачах спектрального анализа сигналов в радиолокаторах со сверхразрешением / Д. С. Григорян, В. В. Абраменков, Ю. И. Савинов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. – 2012. – Вып. 2. – С. 93–108.

48. Григорян, Д. С. Защита моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи, действующей по основным лепесткам диаграмм направленности / Д. С. Григорян, С. А. Торбин, В. В. Герасимов // Вестн. Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2014. – №2. – С. 103–112.

49. Результаты экспериментальной проверки макета компенсатора помех для приемника цифровой спутниковой навигации / И. Н. Давыденко [и др.] // Радиотехника. – 2004. – №7. – С. 62–65.

50. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. – М. : Техносфера, 2013. – 528 с.

51. Джонсон, Д. Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения / Д. Х. Джонсон // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, №9. – С.126–138.
52. Добырин, В. В. Эффективность применения сверхразрешающих спектральных оценок в бортовых угломерных фазированных антенных решетках / В. В. Добырин, А. В. Немов // Радиотехника. – 1999. – №9. – С. 65–67.
53. Доросинский, Л. Г. Выбор метода совместного измерения угловых координат нескольких источников излучения / Л. Г. Доросинский // Радиотехника. – 1987. – №11. – С. 43–45.
54. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа. / В. В. Дрогалин [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – №2. – С. 3–17.
55. Авиационные радиолокационные системы / П. И. Дудник [и др.] ; под ред. П. И. Дудника. – М. : ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1970. – 336 с.
56. Ермолаев, В. Т. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки / В. Т. Ермолаев, К. В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. – 1999. – №5. – С. 494–500.
57. Ермолаев, В. Т. Методы определения вектора пространственной адаптивной обработки при короткой выборке помехи / В. Т. Ермолаев, Ю. Л. Родыгин, А. Г. Флакман // Изв. вузов. Радиофизика. – 1994. – Т. 37, №4. – С. 493–509.
58. Исследование характеристик поляризационного антенного компенсатора помех для приемников СРНС / В. С. Ефименко [и др.] // Радиотехника. – 2007. – №7. – С. 102–108.
59. Ефименко, В. С. Экспериментальные исследования цифровых корректирующих фильтров в каналах антенных компенсаторов / В. С. Ефименко, А. В. Пастухов, В. Н. Харисов // Радиотехника. – 2008. – №7. – С. 56–59.
60. Ефименко, В. С. Адаптивная пространственно-временная фильтрация при многоканальном приеме / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Радиотехника и электроника. – 1987. – Т. 32, №9. – С. 1893–1901.
61. Ефименко, В. С. Адаптивные формирователи лучей для повышения помехоустойчивости приемников СРНС / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Радиотехника. – 2008. – №7. – С. 45–50.
62. Ефименко, В. С. Калмановская фильтрация весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов, А. А. Котов // Радиотехника. – 2009. – №7. – С. 137–144.
63. Ефименко, В. С. Оптимальный алгоритм разделения пространственно-разнесенных источников излучения / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Радиотехника. – 1996. – №7. – С. 77–79.

64. Ефименко, В. С. Потенциальные характеристики адаптации пространственно-временной обработки для СРНС / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Радиотехника. – 2002. – №7. – С. 82–87.
65. Ефименко, В. С. Следящие алгоритмы пространственного разделения сигналов от различных источников, принятых многоэлементной антенной решеткой / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Радиотехника. – 1996. – №7. – С. 96–100.
66. Модель компенсатора помех с коррекцией частотных характеристик каналов / В. С. Ефименко [и др.] // Радиотехника. – 2003. – №7. – С. 62–68.
67. Ефименко, В. С. Характеристики автокомпенсатора с оптимальным формированием весовых коэффициентов / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов, А. А. Котов // Радиотехника. – 2009. – №8. – С. 18–23.
68. Ефименко, В. С. Оптимальные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов и их характеристики / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов, В. С. Павлов // Радиотехника. – 2016. – №9. – С. 113–120.
69. Ефименко, В. С. Оптимальный пространственно-поляризационный прием сигналов СРНС в условиях помех / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Труды Военно-воздушной академии им. проф. Н. Е. Жуковского. – 2007. – Т. 79. – С. 86–92.
70. Журавлев, А. К. Оценивание угловых координат при наличии пространственно-коррелированных помех в адаптивных РЛС / А. К. Журавлев // Радиотехника и электроника. – 1986. – №10. – С. 1947–1954.
71. Журавлев, А. К. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлев, В. А. Хлебников, А. П. Родимов. – Л. : Изд. Ленинградского ун-та. – 1991. – 544 с.
72. Зотов, С. А. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации / С. А. Зотов, Е. С. Макаров, Ю. Б. Нечаев // Информационные процессы и технологии в обществе и экономике. – 2006. – №3. – С. 12–26.
73. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. И. Б. Федорова. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 672 с.
74. Кайлатх, Т. Оценивание параметров сигнала методом поворота подпространств / Т. Кайлатх, А. Полрадж, Р. Рой // ТИИЭР. – 1986. – Т. 74, №7. – С. 165–166.
75. Канарейкин, Д. Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д. Б. Канарейкин, Н. Ф. Павлов, В. А. Потехин. – М. : Сов. радио, 1966. – 440 с.
76. 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 // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2010, – №8. – С. 46–58.

77. Карпухин, В. И. Эффективность систем пространственной обработки, использующих алгоритм непосредственного обращения корреляционной матрицы помех, в конфликтных условиях / В. И. Карпухин, С. В. Козлов // Радиолокация, навигация и связь : сб. тр. VI Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2000. – Т. 3. – С. 1596–1604.

78. 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.

79. Карпухин, В. И. Анализ систем обработки, функционирующих на основе обращения оценки корреляционной матрицы помех, в нестационарных условиях / В. И. Карпухин, С. В. Козлов // Радиотехника. – 2000. – №6. – С. 59–62.

80. 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.

81. 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.

82. Карпухин, В. И. Поляризационные эффекты в моноимпульсных измерителях угловых координат с пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2011. – №6. – С. 65–71.

83. Карпухин, В. И. Пространственная компенсация помех в радиолокационных станциях с синтезированием апертуры / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. – 2012. – №5. – С. 18–28.

84. 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.

85. 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.

86. Карутин, С. Н. Оптимальные алгоритмы пространственно-временной обработки сигнала для высокоточных приложений / С. Н. Карутин, В. Н. Харисов, В. С. Павлов // Радиотехника. – 2018. – №9. – С. 131–138.

87. Кей, С. М. Современные методы спектрального анализа: Обзор / С. М. Кей, С. Л. Марпл-мл. // ТИИЭР. – 1981. – Т. 69, №11. – С. 5–32.

88. Кейпон, Дж. Обработка данных Большой сейсмической группы способом многомерного максимального правдоподобия / Дж. Кейпон, Р. Дж. Гринфилд, Р. Дж. Колкер // ТИИЭР. – 1967. – Т. 55, №22. – С.66–82.
89. Кейпон, Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением / Дж. Кейпон // ТИИЭР. – 1969. – Т. 57, №8. – С.69–79.
90. Кирсанов, Э. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы / Э. А. Кирсанов, А. А. Сирота. – М. : Физматлит, 2009. – 344 с.
91. Климов, С. А. Метод разрешения групповых целей / С. А. Климов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2013. – №4. – С. 28–37.
92. Оценка дальности и скорости отдельных целей из состава групповой в обзорных радиолокационных системах с цифровой обработкой сигналов / С. А. Климов [и др.] // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2012. –Т. 10, №1. – С. 39–44.
93. 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.
94. Козлов, С. В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей / С. В. Козлов // Доклады БГУИР. – 2018. – №5. – С. 31–37.
95. Козлов, С. В. Технические и алгоритмические решения по созданию адаптивных приемных многолучевых антенных решеток средств радиомониторинга / С. В. Козлов, В. Н. Гриб // Радиотехника. – 2015. – №12. – С. 80–88.
96. Козлов, С. В. Статистические эквиваленты радиолокационных суммарно-разностных пеленгаторов в условиях воздействия сочетания гауссовых и ансамбля когерентных со случайной начальной фазой и постоянной амплитудой радиосигналов / С. В. Козлов // Антенны. – 2010. – №5. – С. 38–43.
97. Козлов, С. В. Помехоустойчивость радиолокаторов с синтезированием апертуры, использующих подсистемы пространственной компенсации помех / С. В. Козлов, В. И. Сергеев, И. И. Чернухо // Радиотехника. – 2016. – №8. – С. 50–58.
98. Козлов, С. В. Двухэтапное оценивание угловых координат пространственно неразрешаемых полезного сигнала и помехи в моноимпульсном пеленгаторе радиолокационной станции с многоканальной антенной системой / С. В. Козлов, В. И. Сергеев, Н. А. Меньших // Антенны. – 2017. – №6. – С. 52–58.
99. Козлов, С. В. Способ пространственной компенсации помех в моноимпульсном пеленгаторе на базе квадрантной антенной решетки / С. В. Козлов, В. И. Сергеев, Д. О. Семенякин // Антенны. – 2017. – №6. – С. 45–51.

100. Коновалов, Л. И. Определение угловых координат источников излучения с использованием плоской эквидистантной антенной решетки по методу максимального правдоподобия / Л. И. Коновалов, И. Д. Меркуленко // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1988. – Т. 31, №1. – С. 6–12.
101. Корниенко, Л. Г. Эффективность подавления автокомпенсатором частично поляризованных радиоволн при наличии поляризационных различий антенн основного и вспомогательных каналов / Л. Г. Корниенко, Ю. А. Колос, С. А. Мальцев // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, №2. – С. 321–325.
102. Косарев, Е. Л. О пределе сверхразрешения при восстановлении сигналов / Е. Л. Косарев // Радиотехника и электроника. – 1990. – Вып. 1. – С. 68–87.
103. Анализ динамических ошибок самонастройки двухканального автокомпенсатора мешающих излучений / С. М. Костромицкий [и др.] // Доклады БГУИР. – 2017. – №3. – С. 25–31.
104. Костромицкий, С. М. Параметрическая оптимизация двухканального автокомпенсатора мешающих излучений / С. М. Костромицкий, А. П. Шумский, И. Н. Давыденко // Доклады БГУИР. – 2018. – №8. – С. 49–54.
105. Костромицкий, С. М. Структуры и математические модели автокомпенсаторов мешающих излучений градиентного типа / С. М. Костромицкий, А. П. Шумский, И. Н. Давыденко // Доклады НАН Беларуси. – 2018. – Т. 62, №6. – С. 763–768.
106. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2007. – 356 с.
107. Курикша, А. А. Оценка числа и параметров компонент сигнала при наличии шума / А. А. Курикша // Радиотехника и электроника. – 1984. – №9. – С. 1740–1744.
108. Леонов, А. И. Моноимпульсная радиолокация / А. И. Леонов, К. И. Фомичев. – М. : Сов. радио, 1970. – 312 с.
109. Статистический анализ некоторых «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений в антенных решетках при конечном объеме обучающей выборки / Д. И. Леховицкий [и др.] // Антенны. – 2000. – №2. – С. 23–39.
110. Леховицкий, Д. И. Разновидности сверхразрешающих анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обесляющих адаптивных решетчатых фильтров / Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, И. Г. Кириллов // Антенны. – 2000. – №2. – С. 40–54.
111. Леховицкий, Д. И. Некоторые этапы развития и проблемы теории и техники разрешения радиолокационных сигналов / Д. И. Леховицкий, В. Н. Манжос, Я. Д. Ширман // Радиотехника. – 1997. – №1. – С. 31–42.
112. Леховицкий, Д. И. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы /

Д. И. Леховицкий, С. Б. Милованов, И. Д. Раков // Изв. вузов. Радиофизика. – 1992. – №11, 12. – С. 969–991.

113. Статистический анализ некоторых «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений в антенных решетках при конечном объеме обучающей выборки / Д. И. Леховицкий [и др.] // Антенны. – 2000. – №2. – С. 23–39.

114. Литвинов, О. С. Вопросы синтеза компенсационного канала антенны / О. С. Литвинов, Н. Я. Морозов // Антенны. – 1999. – №2. – С. 62–69.

115. Макаров, Е. С. Оценка точности пеленгования когерентных сигналов малоэлементными радиопеленгаторами / Е. С. Макаров, Ю. Б. Нечаев // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2008. – №3. – С. 42–50.

116. Марпл-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. ; пер. с англ. – М. : Мир. – 1990. – 584 с.

117. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / В. И. Меркулов [и др.] ; под ред. А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.

118. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.

119. Морозова, Е. О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е. О. Морозова, П. Е. Овчинников, М. Ю. Семенова // Вестн. Нижегородского ун-та им. Н. И. Лобачевского. Радиофизика. – 2013. – №6. – С. 62–66.

120. Нейрокомпьютеры в системах обработки сигналов / под ред. Ю. В. Гуляева и А. И. Галушкина. – М. : Радиотехника, 2003. – 344 с.

121. Нечаев, Ю. Б. Метод оценки количества сигналов в задачах радиопеленгации при небольшом времени наблюдения / Ю. Б. Нечаев, А. А. Зотов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2008. – №6. – С. 3–9.

122. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба : учебник для высших училищ ПВО. В 2 ч. Ч. 1 : Основы радиолокации. – М. : Воениздат, 1983. – 456 с.

123. Паршин, Ю. Н. Анализ эффективности определения направления на источник радиоизлучения в малоэлементной антенной решетке при действии пространственно коррелированных помех / Ю. Н. Паршин, П. А. Александров // Вестн. Рязанского гос. радиотехнического ун-та. – 2014. – №1. – С. 34–40.

124. Паршин, Ю. Н. Влияние сигнально-помеховой ситуации на оптимальную пространственную структуру антенной системы / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Вестн. Рязанской гос. радиотехнической акад. – 1998. – №4. – С. 117–120.

125. Паршин, Ю. Н. Обнаружение дискретных сигналов в радиосистемах с оптимальной пространственной структурой / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – №1. – С. 34–40.

126. Паршин, Ю. Н. Влияние пространственной корреляции на эффективность оптимизации пространственной структуры многоантенной системы при разнесенном приеме / Ю. Н. Паршин, А. В. Ксендзов // Вестн. Рязанской гос. радиотехнической акад. – 2006. – №19. – С. 54–61.
127. 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, 2003. – 415 с.
128. Пистолькорс, А. А. Введение в теорию адаптивных антенн / А. А. Пистолькорс, О. С. Литвинов. – М. : Наука, 1991. – 200 с.
129. Радзиевский, В. Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В. Г. Радзиевский, А. А. Сирота. – М. : Радиотехника, 2004. – 432 с.
130. Радзиевский, В. Г. Алгоритмы обнаружения и пеленгования частотно-неразделимых сигналов / В. Г. Радзиевский, В. А. Уфаев // Радиотехника. – 2005. – №9. – С. 56–69.
131. Радзиевский, В. Г. Первичная обработка сигналов с цифровых обнаружителей-пеленагаторов / В. Г. Радзиевский, В. А. Уфаев // Радиотехника. – 2003. – №7. – С. 26–31.
132. Ратынский, М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М. В. Ратынский. – М. : Радио и связь, 2003. – 200 с.
133. Ратынский, М. В. Анализ характеристик алгоритмов пеленгации со сверхразрешением / М. В. Ратынский // Радиотехника. – 1992. – №10, 11. – С. 63–66.
134. Ратынский, М. В. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / М. В. Ратынский, В. И. Порсев. – М. : Радиотехника, 2019. – 160 с.
135. Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы и средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин ; под ред. А. М. Рембовского. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.
136. Репин, В. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский. – М. : Сов. радио, 1977. – 432 с.
137. Слюсар, В. И. Способ коррекции амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов плоской цифровой антенной решетки : пат. №2103768 РФ. МПК6H01Q 3/36 / В. И. Слюсар, В. И. Покровский, В. Ф. Сахно. – Опубл. 27.01.1998.
138. Слюсар, В. И. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации / В. И. Слюсар // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2001. – №3. – С. 42–47.
139. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. В. Г. Радзиевского. – М. : Радиотехника, 2006. – 424 с.

140. Сычев, М. И. Оценивание числа близко расположенных источников излучения по пространственно-временной выборке / М. И. Сычев // Радиотехника и электроника. – 1992. – №10. – С. 1807–1815.
141. Сычев, М. И. Пространственно-временная обработка радиосигналов на основе параметрического спектрального анализа / М. И. Сычев // Антенны. – 2001. – №1. – С. 70–77.
142. Тартаковский, Л. Б. Синтез линейного излучателя с заданным распределением амплитуд / Л. Б. Тартаковский, В. К. Тихонова // Радиотехника и электроника. – 1959. – №12. – С. 2016–2020.
143. Татузов, А. Л. Нейронные сети в задачах радиолокации / А. Л. Татузов. – М. : Радиотехника, 2009. – 432 с.
144. Тихонов, В. И. Методы решения некорректных задач / В. И. Тихонов, В. Я. Арсенин. – М. : Наука, 1979. – 285 с.
145. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966. – 680 с.
146. Токарский, П. Л. Импедансный подход к анализу поляризационных потерь в антенных решетках / П. Л. Токарский // Радиотехника и электроника. – 1992. – Т. 37, №3. – С. 1388–1395.
147. Торбин, С. А. Способ защиты моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи по основным лепесткам диаграмм направленности антенн / С. А. Торбин, Д. С. Григорян // Антенны. – 2014. – №7. – С. 54–61.
148. Трифонов, А. П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А. П. Трифонов, Ю. С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 1986. – 264 с.
149. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с.
150. Уфаев, В. А. Потенциальные точности двухсигнального пеленгования / В. А. Уфаев // Антенны. – 2011. – №5. – С. 44–53.
151. Фалькович, С. Е. Разрешение неизвестного числа сигналов / С. Е. Фалькович, Л. Н. Коновалов // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, №1. – С. 92–97.
152. Фалькович, С. Е. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / С. Е. Фалькович, В. И. Пономарев, Ю. В. Шкварко ; под ред. С. Е. Фальковича. – М. : Радио и связь, 1989. – 296 с.
153. Хансен, Р. С. Фазированные антенные решетки / Р. С. Хансен. – М. : Техносфера, 2012. – 560 с.
154. Харисов, В. Н. Пространственно-временной алгоритм обработки сигнала в условиях многолучевого распространения для приемников с антенной решеткой / В. Н. Харисов, А. В. Пельтин // Радиотехника. – 2017. – №11. – С. 32–38.

155. Метод задания требований к неидентичности каналов компенсаторов помех / В. Н. Харисов [и др.] // Радиотехника. – 2007. – №7. – С. 113–120.
156. Оценка характеристик подавления помех приемникам ГНСС с антенными решетками в реальных условиях / В. Н. Харисов [и др.] // Радиотехника. – 2013. – №7. – С. 132–136.
157. Характеристики подавления помех в первом образце помехоустойчивой аппаратуры потребителей СРНС ГЛОНАСС/GPS с адаптивной антенной решеткой / В. Н. Харисов [и др.] // Радиотехника. – 2010. – №7. – С. 127–136.
158. Хачатуров, В. Р. Влияние случайных фазовых ошибок приемных каналов антенной решетки на качество разрешения источников внешнего излучения / В. Р. Хачатуров, Ю. А. Федоркин, А. С. Коновальчик // Антенны. – 2000. – №2. – С. 55–59.
159. Хелстром, К. Статистическая теория обнаружения сигналов / К. Хелстром ; под ред. Ю. Б. Кобзарева ; пер. с англ. – М. : Изд-во иностранной литературы, 1963. – 431 с.
160. Царьков, Н. М. Многоканальные радиолокационные измерители / Н. М. Царьков. – М. : Сов. радио, 1980. – 192 с.
161. Черемисин, О. П. Эффективность адаптивных методов пеленгации помех / О. П. Черемисин // Радиотехника и электроника. – 1989. – №9. – С. 1850–1857.
162. Черемисин, О. П. Адаптивные методы определения числа и пространственных параметров сигналов в многоканальных приемных системах / О. П. Черемисин // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т. 31, №3. – С. 499–508.
163. Черемисин, О. П. Адаптивная пеленгация источников интенсивных сигналов в многоканальных системах / О. П. Черемисин // Радиотехника и электроника. – 1992. – №12. – С. 2199–2209.
164. Черемисин, О. П. Адаптивное выделение сигналов на фоне интенсивных помех в многоканальных системах / О. П. Черемисин // Радиотехника и электроника. – 1992. – №3. – С. 449–458.
165. Черемисин, О. П. Адаптивные алгоритмы обработки сигналов в многоканальных приемных системах с антенными решетками / О. П. Черемисин // Радиотехника и электроника. – 2006. – №9. – С. 1087–1098.
166. Черемисин, О. П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы / О. П. Черемисин // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, №10. – С. 1933–1942.
167. Чижов, А. А. Сверхрелеевское разрешение : монография. В 2 т. Т. 1 : Классический взгляд на проблему / А. А. Чижов. – М. : КРАСАНД, 2010. – 96 с.

168. Чижов, А. А. Сверхрелеевское разрешение В 2 т. Т. 2 : Преодоление фактора некорректности обратной задачи рассеяния и проекционная радиолокация / А. А. Чижов. – М. : КРАСАНД, 2010. – 104 с.
169. Чижов, А. А. Метод разрешения групповых сосредоточенных целей как пример преодоления фактора некорректности обратных задач / А. А. Чижов // Информационно-управляющие системы. – 2009. – №2. – С. 2–9.
170. Чижов, А. А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС / А. А. Чижов // Информационно-управляющие системы. – 2016. – №1. – С. 88–92.
171. Оценка направления прихода сигнала с использованием искусственных нейронных сетей максимального правдоподобия / Т. Я. Шевгунов [и др.] // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – №2. – С. 59–64.
172. Шинаков, Ю. С. Совместное обнаружение и разрешение неизвестного числа сигналов / Ю. С. Шинаков // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30, №6. – С. 1131–1138.
173. Шинаков, Ю. С. Совместное обнаружение, разрешение и измерение параметров сигналов на фоне помех на выходе антенной решетки. Синтез алгоритмов / Ю. С. Шинаков, В. С. Сперанский // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, №11. – С. 2179–2184.
174. Ширман, Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я. Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1974. – 360 с.
175. Ширман, Я. Д. О некоторых результатах работ по развитию вудвордовской теории радиолокационного разрешения / Я. Д. Ширман // Вестн. МГТУ. Сер. Приборостроение. – 2000. – №4. – С.41–50.
176. Ширман, Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
177. Шифрин, Я. Д. Вопросы статистической теории антенн / Я. Д. Шифрин. – М. : Сов. радио, 1970. – 384 с.
178. Bai, Z. D. On the detection of number of signals in the presence of white noise / Z. D. Bai, P. R. Krishnaiah, L. C. Zhao // J. Multivariate Anal. – 1986. – Vol. 20 (1). – P. 1–25.
179. Barabell, A. J. Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms / A. J. Barabell // Proc. IEEE ICAPSSR 83. – 1983. – P. 336–339.
180. Boroson, D. M. Sample size considerations for adaptive arrays / D. M. Boroson // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. – 1980. – Vol. 16, №4. – P. 446–451.
181. Frost, O. L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing / O. L. Frost // Proc. IEEE. – 1972. – Vol. 60, №8. – P. 926–935.

182. Friedlander, B. Effect of modeling errors on the resolution threshold of the MUSIC algorithm / B. Friedlander, A. J. Weiss // IEEE Trans. Signal Process. – 1994. – Vol. 42. – P. 1519–1526.
183. Friedlander, B. A. Sensitivity analysis of the MUSIC algorithm / B. Friedlander // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1990. – Vol. 38, Issue 10. – P. 1740–1751.
184. Godara, L. C. Smart Antennas / L. C. Godara. – CRC Press, 2004. – 457 p.
185. Helstrom, C.W. The Resolution of Signals in White Gaussian Noise / C. W. Helstrom // Proc. IRE. – 1955. – Vol. 43, №9. – P. 1111–1118.
186. Huans, Y. F. An analysis of ESPRIT under random sensor uncertainties / Y. F. Huans, V.C. Soon // IEEE Trans. Signal Process. – 1992. – Vol. 40. – P. 2353–2358.
187. Hurt, N. E. Maximum Likelihood Estimation and MUSIC in Array Localization Signal Processing: a Review / N. E. Hurt // Multidimensional Systems and Signal Processing. – 1990. – Vol. 1. – P. 279–325.
188. Jablon, N. K. Adaptive beamforming with the generalized sidelobe canceller in the presence of array imperfections / N. K. Jablon // IEEE Trans. Antennas and Propag. – 1986. – Vol. 34, №8. – P. 996–1012.
189. Johnson, D. H. Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays / D. H. Johnson, S. R. DeGraaf // ASSP-30. – 1982. – P. 638–647.
190. Johnson, D. H. Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis / D. H. Johnson, S. R. DeGraaf // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 1982. – Vol. 29. – P. 401–413.
191. Kailath, T. Performance analysis of the total least squares ESPRIT algorithm / T. Kailath, B. Ottersten, M. Viberg M. // IEEE Trans. Signal Process. – 1991. – Vol. 39. – P. 1122–1135.
192. Kailath, T. ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / T. Kailath, R. Roy // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process. – 1989. – Vol. 37, №7. – P. 984–995.
193. Kailath, T. Detection of signals by information theoretic criteria / T. Kailath, M. Wax // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1985. – Vol. 33, №2. – P. 387–392.
194. Kaveh, M. The statistical performance of the MUSIC and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise / M. Kaveh, A. J. Barabell // IEEE Trans. Acoust, Speech, Signal Processing. – 1986. – Vol. ASSP-34. – P. 331–341.
195. Nehorai, A. Performance analysis of direction finding with large arrays and finite data / A. Nehorai, B. Ottersten, M. Viberg // IEEE Trans. Signal Process. – 1995. – Vol. 43. – P. 469–477.

196. Nehorai, A. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound / A. Nehorai, P. Stoica // IEEE Trans, on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1989. – Vol. 37. – P. 720–741.
197. Nehorai, A. Performance comparison of subspace rotation and MUSIC methods for direction estimation / A. Nehorai, P. Stoica // IEEE Trans. on Acoust., Speech., Signal Process. – 1991. – Vol. 39, №2. – P. 446–453.
198. Paulraj, A. Subspace Rotation Approach to Signal Parameter Estimation / A. Paulraj, R. Roy, T. Kailath // Proceeding of the IEEE. – 1986. – Vol. 74, №7. – P. 1044–1046.
199. Rao, B. D. Performance analysis of ESPRIT and TAM in determining the direction of arrival of plane waves in noise / B. D. Rao, K. S. V. Hari // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 1989. – Vol. 37. – P. 1990–1995.
200. Rao, B. D. Performance Analysis of Root-Music / B. D. Rao, K. S. V. Hari // IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Processing. – 1985. – Vol. ASSP-37, №12. – P. 1939–1949.
201. Rao, B. D. Weighted subspace methods and spatial smoothing: analysis and comparison / B. D. Rao, K. S. V. Hari // IEEE Transaction. Signal Process. – 1993. – Vol. 41, №2. – P. 788–803.
202. Reddi, S. S. Multiple source location – a digital approach / S. S. Reddi // IEEE Trans. Aerospace and Electron Syst. – 1979. – Vol. 15. – P. 95–105.
203. Reed, I. S. Rapid convergence rate in adaptive arrays / I. S. Reed, J. D. Mallett, L. E. Brennan // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. – 1974. – Vol. 10, №6. – P. 853–863.
204. Rissanen, J. Modeling by the shortest data description / J. Rissanen // Automatica. – 1978. – Vol. 14. – P. 465–471.
205. Schmidt, R. Multiple emitter location and spectral parameter estimation / R. Schmidt // Proc. RADAC Spectrum Estimation Workshop. – 1979. – P. 243–258.
206. Schmidt, R. Multiple emitter location and signal parameter estimation / R. Schmidt // IEEE Trans. Antennas Propagation. – 1986. – Vol. 34, №3. – P. 276–280.
207. Stoica, P. Introduction to Spectral Analysis / P. Stoica, R. L. Moses. – New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1997. – 319 p.
208. Xu, X. L. An analysis of beam-space source localization / X. L. Xu, K. M. Buckley // IEEE Trans. Signal Process. – 1993. – Vol. 41. – P. 501–504.
209. Xu, X. L. Bias Analysis of the MUSIC location estimator / X. L. Xu, K. M. Buckley // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1992. – Vol. 40. – P. 2559–2569.
210. Xu, X. L. Bias and variance of direction-of-arrival estimate from MUSIC, MIN-NORM, and FINE / X. L. Xu, K. M. Buckley // IEEE Trans. Signal Process. – 1994. – Vol. 42. – P. 1812–1816.

211. Многофункциональная РЛС AN/MPQ-53 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://pvo.guns.ru/other/usa/patriot/index01.htm>.

212. Проектирование радиолокационных систем [Электронный ресурс] / Д. М. Пиза, Д. С. Семенов, Т. И. Бугрова ; под общ. ред. Д. М. Пизы. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2017. – Режим доступа : http://eir.zntu.edu.ua/bitstream/123456789/2216/4/Piza_Designing_of_radar.pdf.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Козлов Сергей Вячеславович

**ПЕЛЕНГАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ
С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоля*

Подписано в печать 24.10.2019. Формат 60 x 84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл.-печ. л. 9,42. Уч.-изд. л. 9,8. Тираж 40 экз. Заказ 133.

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