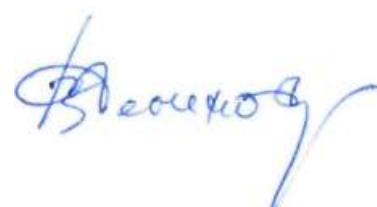


**Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Национальный исследовательский
Нижегородский государственный университет им Н.И. Лобачевского»**

На правах рукописи



Семенов Виталий Юрьевич

**МЕТОДЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ
ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
В ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
ДЛЯ АДАПТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ,
ОБНАРУЖЕНИЯ И ПЕЛЕНГАЦИИ ЦЕЛЕЙ**

1.3.4. – Радиофизика

Диссертация
на соискание ученой степени
доктора физико-математических наук

Научный консультант
доктор физико-математических наук, профессор
Флакسمан Александр Григорьевич

Нижний Новгород – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
Глава 1 ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ УЗКОПОЛОСНОГО ПОДАВИТЕЛЯ ПОМЕХ НА БАЗЕ МНОГОЛУЧЕВОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ТИПА	34
1.1 Метод оценки числа действующих помех и их подавления в однолучевой антенной решетке	34
1.1.1 Аналитический расчет оптимального весового вектора для подавления помех	34
1.1.2 Адаптивный алгоритм остановки процедуры ортогонализации и оценки числа действующих помех	40
1.1.3 Результаты численного моделирования потерь в отношении сигнал-шум и вероятности правильного измерения числа помех	45
1.2 Обработка и результаты натурного эксперимента по двумерному (по азимуту и углу места) подавлению узкополосных помех в прямоугольной антенной решетке дециметрового диапазона длин волн	47
1.2.1 Алгоритм подавления помех в азимутальной и угломестной плоскостях	48
1.2.2 Постановка эксперимента	52
1.2.3 Результаты обработки эксперимента	55
1.3 Метод пространственного подавления помех в многолучевой антенной решетке с малой вычислительной сложностью	65
1.3.1 Режимы работы адаптивных антенных решеток.....	66
1.3.2 Оценка весовых векторов многолучевой АР с помощью метода степенных векторов	67
1.3.3 Два этапа регуляризации	70
1.4 Выводы по первой главе	75
Глава 2 ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПОДАВИТЕЛЯ ПОМЕХ НА БАЗЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ТИПА ИЛИ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ..	78
2.1 Метод временной обработки в одноканальном автокомпенсаторе широкополосной помехи на основе многоотводной линии задержки	78
2.1.1 Аналитическое решение для оптимального весового вектора и его регуляризация	79
2.1.2 Модель широкополосной помехи	86

2.1.3	Результаты численного моделирования коэффициента подавления	88
2.2	Пространственно-временной многоканальный автокомпенсатор широкополосных помех	92
2.2.1	Аналитическое решение для оптимального весового вектора многоканального автокомпенсатора и его регуляризация	93
2.2.2	Результаты численного моделирования	97
2.3	Метод временной обработки в одноканальном адаптивном фильтре для подавления широкополосной помехи с выделением полезного сигнала	101
2.3.1	Разложение весового вектора адаптивного трансверсального фильтра по степенным векторам и его регуляризация	101
2.3.2	Результаты численного моделирования отношения сигнал-шум плюс помеха	106
2.4	Пространственно-временная многоканальная адаптивная антенная решетка для подавления широкополосных помех и приема полезного сигнала	111
2.4.1	Формирование оптимального весового вектора и особенности его регуляризации	111
2.4.2	Результаты численного моделирования	115
2.5	Метод подавления импульсных широкополосных помех в пространственно-временном автокомпенсаторе	119
2.6	Метод подавления импульсных широкополосных помех в пространственно-временной адаптивной антенной решетке для приема полезного сигнала	124
2.7	Концепция построения подавителя стационарной помехи в пассивной локационной системе метрового диапазона длин волн на основе автокомпенсатора с многоотводной линией задержки	129
2.7.1	Алгоритм компенсации телевизионной помехи	131
2.7.2	Результаты численного моделирования	136
2.8	Выводы по второй главе	141
Глава 3	ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДВУМЕРНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С АВТОМАТИЧЕСКИМ СОПРОВОЖДЕНИЕМ ЦЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ	143
3.1	Метод двумерной пеленгации при отсутствии помех	143
3.1.1	Структура и место двумерного пеленгатора	144
3.1.2	Применение метода минимального многочлена для пеленгации по азимуту и углу места	147
3.1.3	Результаты численного моделирования	151

3.2	Обработка и результаты натурного эксперимента по двумерной пеленгации со сверхразрешением в дециметровом диапазоне длин волн на базе прямоугольной антенной решетки	154
3.2.1	Пеленгация источников сигнала в азимутальной и угломестной плоскостях.....	155
3.2.2	Постановка эксперимента	159
3.2.3	Результаты обработки эксперимента	164
3.3	Структура и алгоритм функционирования двумерного подавителя активных помех	176
3.3.1	Структура и место двумерного подавителя узкополосных помех	176
3.3.2	Применение метода степенных векторов для подавления помех и метода минимального многочлена для автоматической пеленгации целей ..	179
3.3.3	Формирование лучей диаграммы направленности для приема информации от полезного источника	181
3.3.4	Результаты численного моделирования	185
3.4	Обработка и результаты натурного эксперимента в дециметровом диапазоне длин волн по подавлению помех в азимутальной плоскости с одновременной пеленгацией покоящегося или движущегося воздушного объекта	189
3.4.1	Алгоритм цифровой обработки сигналов	189
3.4.2	Условия проведения экспериментов	192
3.4.3	Результаты обработки экспериментов	298
3.5	Выводы по третьей главе	206
Глава 4	ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДВУМЕРНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В МІМО РАДАРЕ КВАЗИНЕПРЕРЫВОГО ТИПА БЛИЖНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ	208
4.1	Метод формирования виртуальных приемных каналов в МІМО-радаре	208
4.1.1	Обработка сигналов в ЛЧМ-радаре с короткими импульсами	209
4.1.2	Применение различных кодов для формирования виртуальных антенн	215
4.1.3	Результаты численного моделирования и натурного эксперимента	217
4.2	Метод двумерной пеленгации со сверхразрешением в МІМО –радаре с большим числом передающих каналов в условиях коррелированности целей	221
4.2.1	Структура двумерного МІМО радара	222

4.2.2	Применение метода минимального многочлена корреляционной матрицы для пеленгации целей по азимуту и углу места	225
4.2.3	Алгоритм пространственного сглаживания корреляционной матрицы для разрешения коррелированных целей	228
4.2.4	Результаты численного моделирования	231
4.3	Подавление помех в одномерном ММО-радаре на основе метода степенных векторов	235
4.3.1	Структура адаптивной антенной решетки в ММО радаре	236
4.3.2	Аналитическое решение для весового вектора и результаты численного моделирования	238
4.4	Выводы по четвертой главе	242
Глава 5	ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ЦЕЛЕЙ НА БАЗЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДАРА БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ	244
5.1	Методы одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре с фазоманипулированным зондирующим сигналом в условиях отсутствия помех	244
5.1.1	Два подхода для обнаружения цели	248
5.1.2	Алгоритм формирования порога обнаружения	257
5.1.3	Результаты численного моделирования	258
5.2	Методы одновременного обнаружения ближних и дальних целей в условиях воздействия однотипных помех	262
5.2.1	Структура радара	263
5.2.2	Два подхода к обнаружению целей в условиях воздействия однотипных помех	267
5.2.3	Алгоритм формирования порога обнаружения	275
5.2.4	Результаты численного моделирования	276
5.3	Алгоритм адаптации CFAR-обнаружителя целей в условиях одновременного воздействия ФМ и ЛЧМ помех	283
5.3.1	Метод пространственно-временной обработки сигналов	283
5.3.2	Формирование порога обнаружения	288
5.3.3	Результаты численного моделирования	290
5.4	Выводы по пятой главе	296
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	299
	СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	303
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	305
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	ПАТЕНТЫ И СВИДЕТЕЛЬСТВА О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ	332
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	ПРОТОКОЛЫ ИСПЫТАНИЙ	341
ПРИЛОЖЕНИЕ 3	АКТЫ	349

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

На настоящем этапе развития науки и техники в области активных и пассивных локационных систем наблюдается смещение в сторону цифровой обработки сигналов, как метода и средства достижения необходимых технических характеристик соответствующих изделий [1], [2], [3]. Одновременно с этим существует тенденция применения многоканальных приемо-передающих радиосистем для увеличения отношения сигнал-шум и возможности использования пространственной обработки сигналов [4]. За последние 7-10 лет за рубежом в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн фактически произошел переход от фазированных антенных решеток (ФАР) к полностью цифровым антенным решеткам (ЦАР), в которых трансформация аналоговых сигналов в цифровой код производится непосредственно сразу на несущей частоте [5]. Этому способствует наличие за рубежом необходимой электронной компонентной базы (ЭКБ), в частности высокоскоростных аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) [6], а также многоядерных и высокопроизводительных систем на кристалле с гетерогенной структурой [7]. В отечественной промышленности в том числе гражданской за последние 3-5 лет также начался переход к цифровым антенным решеткам [8]. Однако из-за скромного выбора отечественной электронной компонентной базы крайне остро стоит проблема уменьшения вычислительной сложности основных применяемых алгоритмов цифровой обработки сигналов [9], [10]. Более общей и весьма актуальной проблемой как за рубежом, так и в нашей стране является отсутствие единого подхода для подавления помех, обнаружения и пеленгации целей в активных и пассивных локационных системах на базе ЦАР за счет пространственно-временной цифровой обработки сигналов [11], [12]. Именно этой проблеме и посвящена настоящая диссертационная работа.

Существует большое количество научных публикаций по методам обработки сигналов для подавления узкополосных помех в активных локационных системах [13], [14], [15], [16]. Большая часть из них посвящена различного рода

автокомпенсаторам помех [17], [18], [19], [20]. Другая часть научных публикаций посвящена адаптивным антенным решеткам [21], [22], [23], [24]. При этом научных публикаций, в которых рассматриваются методы подавления помех в многолучевых решетках гораздо меньше. Еще скромнее обстоит ситуация с исследованиями по двумерному подавлению (одновременно по азимуту и углу места) в том числе для многолучевых диаграмм направленности. Экспериментально подтвержденная процедура адаптивного измерения самого числа действующих помех практически нигде даже не рассматривается.

Публикаций, связанных с подавлением в антенных решетках активных локаторов широкополосных и импульсных помех также достаточно [25], [26]. Большой объем публикаций посвящен аналогичной проблеме в пассивных локационных системах [27], [28], [29], [30]. Однако большинство из них имеют чрезвычайно высокую вычислительную сложность (так же, как и в случае узкополосных помех), что не позволяет их применять на практике в режиме реального времени. Аналитического решения задачи построения весового вектора или весовой матрицы адаптивной пространственно-временной цифровой антенной решетки с возможностью оценки числа помех для случая короткой выборки нигде не приводится.

Область исследований связанных с пеленгацией полезных источников в пассивных локационных системах широко представлена в научных публикациях [10], [31], [32], [33], [34]. Основная их часть посвящена одномерной пеленгации по азимуту. Работ по двумерной пеленгации меньше. Телеметрические комплексы как класс пассивных локационных систем крайне редко становятся предметом научных исследований [35], [36]. Ключевой особенностью данного класса радиотехнических систем является проблема автоматического слежения и по азимуту, и по углу места (через пеленгацию) за полезным источником при наличии активных помех. При этом число полезных источников как правило измеряется через пороговую технику, что при наличии помех лишает ее смысла.

При отсутствии помех зачастую возникает задача сверхразрешения двух или более полезных источников как в случае одномерной, так и двумерной

пеленгации [37], [38], [39]. Публикаций, в которых аналитически выводится псевдоспектральная функция и экспериментально подтверждаются ее свойства сверхразрешения по обеим угловым координатам в случае коррелированных источников крайне мало. Для случая короткой выборки универсального решения для адаптивного (автоматического) измерения числа полезных источников, в том числе попадающих в главный луч диаграммы направленности, в научной литературе не представлено.

Задача двумерной пеленгации весьма актуальная и для активных локационных систем [40], [41], [42]. Без преувеличения можно сказать, что за счет применения антенных решеток последние 5-7 лет радиопеленгация начала играть огромную роль в радарх ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн [43], [44], [45], [46]. Активно начали применять ММО радары в системах автоматического обнаружения и предупреждения о критических ситуациях (ADAS-системы) [47], [48]. Основная направленность научных публикаций в данной области - это увеличение точности пеленгации целей в зоне обслуживания радара [49] и их сверхразрешение при одновременном нахождении в главном луче диаграммы направленности [50], [51].

Последние 3-5 лет самой активно исследуемой проблемой в активных лоаторах ближнего действия миллиметрового диапазона длин волн (в том числе ММО радарх) является проблема одновременного обнаружения ближних и дальних целей [52], [53], [54]. Известно, что в миллиметровом диапазоне антенные решетки становится возможным изготавливать очень компактными, а их габариты малы. По этой причине лоаторы ближнего действия за рубежом начали массово применять в различных секторах промышленности. В связи с этим начали усложняться помеховые условия и возникла проблема подавления разнородных помех перед детектированием полезных целей.

В первую очередь помехи возникают от функционирования аналогичных радаров ближнего действия [55], [56], [57]. В связи с тем, что каждое предприятие-производитель такого класса лоаторов выбирает зондирующий сигнал по своему усмотрению, то помехи присутствующие в радиоканале могут иметь различную

модуляцию и длительность во времени. Отечественных публикаций в данной области крайне мало. Частично это может быть объяснено тем, что алгоритмы, связанные с подавлением помех, как правило, имеют повышенную вычислительную сложность. Поэтому для решения проблемы помехозащищенности и детектирования целей в отечественных радарх ближнего действия, изготовленных на отечественной компонентной базе, прежде всего следует разрабатывать упрощенные с вычислительной точки зрения методы цифровой обработки сигналов.

Известно, что оптимальным решением для обнаружения цели при отсутствии или наличии помех является оптимизация функций максимального правдоподобия [58]. Как правило поиск оптимума данной функции – это очень вычислительно затратная процедура, связанная с перебором возможных вариантов значений параметров модели входного процесса. Именно поэтому на сегодняшний день в данной области отечественной науки весьма остро строит проблема создания «квазиоптимальных» или «инженерных» методов одновременного обнаружения ближних и дальних целей в локахторах ближнего действия.

Основным направлением решения научных проблем, касающихся двумерного подавления помех (узкополосных и широкополосных), двумерной пеленгации целей и их обнаружения в сложной сигнально-помеховой обстановке является применение многоканальных антенных решеток. В связи с тем, что шумы приемных трактов, полезные сигналы и сами помехи в общем случае являются случайными процессами в задачах пространственно-временной цифровой обработки сигналов возникает необходимость измерения корреляционной матрицы сигналов, принимаемых антенной решеткой, через статистическое среднее. Как правило это первый шаг обработки сигналов, который требует операций умножения комплексных чисел и сложения.

Чем больше длина выборки при измерении корреляционной матрицы, тем точнее ее оценка (т.е. ближе к истинной корреляционной матрице) [59]. С другой стороны, с увеличением длины выборки возрастает и вычислительная сложность данной процедуры, причем пропорционально квадрату числа антенных каналов.

По указанной причине при реализации алгоритма в вычислительных микросхемах возникает острая необходимость в уменьшении длины выборки. Таким образом возникает проблема короткой выборки.

В случае если длина выборки при измерении корреляционной матрицы меньше, чем число антенных каналов, то измеренная матрица становится вырожденной, а ее определитель равен нулю. В таком случае обращение измеренной корреляционной матрицы исходя из классического определения становится невозможным. При этом традиционные методы подавления помех требуют обращения матрицы [60]. Поэтому в случае короткой выборки возникает необходимость регуляризации корреляционной матрицы помех перед обращением.

В пеленгации (в простейшем случае при отсутствии помех) для расчета традиционными непараметрическими методами [59] псевдоспектральной функции со свойствами сверхразрешения также требуется обращение корреляционной матрицы уже полезных сигналов. Если выборка короткая, то также необходима процедура регуляризации. Однако из-за различных статистических свойств корреляционной матрицы помех и корреляционной матрицы полезных сигналов процедуры регуляризации в общем случае отличаются.

Даже если регуляризация корреляционной матрицы помех проведена, то при классическом подходе к подавлению помех расчет весового вектора адаптивной антенной решетки все равно предполагает обращение матрицы. Из теории матриц известно [61], что эта процедура еще более вычислительно сложная, чем расчет самой корреляционной матрицы, она пропорциональна кубу размерности матрицы. Отсюда возникает необходимость поиска альтернативных методов обращения матрицы с уменьшенной вычислительной сложностью. Одним из направлений является поиск обратной матрицы через всевозможные разложения по собственным, сингулярным, а также степенным векторам измеренной корреляционной матрицы.

Вычислительная сложность расчета псевдоспектральной функции для большинства современных методов пеленгации [62] пропорциональна кубу размерности корреляционной матрицы полезных сигналов. Однако здесь

существует еще другая проблема. Многие современные вычислительные микросхемы (в первую очередь сигнальные процессоры) напрямую не поддерживают программных функций обращения матриц (библиотек). В том числе по указанной причине возникла проблема поиска альтернативных методов для расчета псевдоспектральных функций в пеленгации. Здесь одним из направлений решения является расчет псевдоспектральной функции с помощью использования характеристического или минимального многочленов корреляционной матрицы полезных сигналов.

Таким образом существует проблема адаптивного двумерного подавления помех, обнаружения и двумерной пеленгации подвижных объектов с уменьшенной вычислительной сложностью. Основным подходом для ее решения видится разработка процедур регуляризации корреляционной матрицы случайных сигналов, принимаемых антенной решеткой, и методов цифровой обработки на ее основе.

Степень разработанности темы исследования

Вопросами радиолокации на базе цифровых антенных решеток на протяжении последнего десятилетия активно занимается научная школа Канащенко А.И. на кафедре «Радиолокация, радионавигация и бортовое радиоэлектронное оборудование» Московского авиационного института (МАИ).

Научных школ по адаптивной обработке сигналов также не много. Прежде всего это нижегородская научная школа Мальцева А.А. и Ермолаева В.Т. на кафедре «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи» Нижегородского госуниверситета (ННГУ) и научная школа Григорьева В.А. на кафедре «Беспроводные телекоммуникации» университета ИТМО.

За последние четыре десятка лет научная школа Мальцева А.А. сделала большой научный вклад в изучение адаптивных радиоэлектронных систем как в части обнаружения многомерных сигналов, так и в части пеленгации полезных источников и подавления помех, в том числе применительно к системам мобильной широкополосной связи.

Научные исследования частного случая пассивных локационных систем в виде радиотелеметрических комплексов активно ведут научная школа Мановцева А.П. на кафедре «Системы информационно-телеметрического и метрологического обеспечения» из академии РВСН им Петра Великого и научная школа Победоносцева В. А. на базе предприятия «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем».

Среди научных школ по пеленгации стоит выделить нижегородскую школу Турчина В.И. на базе Института прикладной физики российской академии наук (ИПФ РАН) и научную школу Ратынского М.В. на базе «Всероссийского научно-исследовательского института радиотехники». Научная школа Турчина В.И. активно проводит исследования в части акустической шумопеленгации бортовыми антенными решетками больших размерностей.

Отдельно стоит отметить нижегородское научное направление Фидельмана В.Р. и Морозова О.А. Ее представители ведут глубокие научные исследования в том числе в области моноимпульсной радиопеленгации применительно к системам космической радиосвязи.

Научных школ по ММО-радарам на сегодняшний день фактически не существует. Частично это направление начало развиваться Черняком В.С. в Московском авиационном институте.

Наиболее полно с научной и математической точек зрения решена задача адаптивного диаграммообразования в докторской диссертации С.А. Метелева [63]. Наиболее глубокий анализ методов обнаружения случайных сигналов в условиях априорной неопределенности проведен в докторской диссертации О.В. Черноярова [64] и докторской диссертации Е.С. Фитасова [65].

Среди научных исследований по тематике пространственной обработки сигналов в узкополосных системах с адаптивными антенными решетками по мнению автора стоит выделить кандидатские диссертации И.В. Пешкова [66], А.В. Прилепского [67], И.С. Сорокина [68].

Глубокий анализ и синтез методов пространственно-временной обработки сигналов для подавления широкополосных помех непрерывного или импульсного типа приведен в докторской диссертации В.И. Джигана [69].

Новые методы пассивной пеленгации на базе антенных решеток при наличии или отсутствии помех предложены в кандидатских диссертациях К.Ю. Королева [70] и Н.А. Миронова [71].

Докторских диссертаций по направлению ММО-радаров ближнего радиуса действия в том числе миллиметрового диапазона длин волн для сверхразрешения целей не обнаружилось. Среди кандидатских диссертаций по данной тематике стоит выделить работы Е.С. Макарова [72], А.Б. Гуськова [73], А.В. Елохина [74] и О.А. Шмониной [75].

Докторских диссертаций по обнаружению целей в радарх ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн в условиях воздействия помех или при их отсутствии не обнаружилось. Однако есть ряд кандидатских диссертаций, в частности О.В. Болховской [76] по анализу характеристик обнаружения в случае короткой выборки и И.В. Артюхина [77] по детектированию целей в ММО радарх с короткими линейно-частотно модулированными импульсами.

В указанных докторских и кандидатских диссертациях рассмотрен и решен широкий круг научных задач, касающихся темы настоящей диссертационной работы. Однако имеется ряд важнейших научных задач, которые существующие диссертации не затрагивают. В части аналитического расчета весовых векторов в многолучевой антенной решетке активного локатора не требующего прямого обращения матриц для двумерного подавления узкополосных помех в случае короткой выборки, а также адаптивной оценке самого числа помех, исследования отсутствуют. Теория для пространственно-временной обработки в случае короткой выборки в широкополосных адаптивных антенных решетках и аналитические выводы формул весовых матриц для подавления широкополосных и импульсных помех также ранее не рассматривались в научных работах.

Аналитический расчет псевдоспектральных функции (функций неопределенности) для двумерной пеленгации в пассивных локационных системах с адаптивным измерением числа полезных источников и одновременным подавлением помех при использовании короткой выборки также не представлен в актуальных диссертациях. Обобщённого подхода для расчета псевдоспектральной функции для одномерной и двумерной пеленгаций в активных ММО радарх ближнего радиуса действия с возможностью сверхразрешения двух и более целей при малом числе выборок в существующих докторских диссертациях не представлено.

Не решен вопрос с синтезом методов пространственной обработки сигналов для одновременного обнаружения ближних и дальних целей в активных радарх ближнего радиуса действия в условиях отсутствия или воздействия разнородных помех. Проблема уменьшения вычислительной сложности методов детектирования целей, включая расчет порога обнаружения, остается открытой.

Актуальность выбранной темы диссертационной работы подтверждается бурным развитием локационной техники и устройств для помехоподавления и пеленгации в последние 5-10 лет. Это относится к продукции как гражданского, так и промышленного назначения. Примерами зарубежных активных локаторов с многолучевыми цифровыми антенными решетками являются изделия «S1850M» совместной разработки нидерландской фирмы Signal и консорциума Alenia Marconi Systems, а также «CLOSE LPI» шведской фирмы CelsiusTech Systems.

Примерами узкополосных подавителей помех являются «GAS-1» от предприятия Raytheon широко применяемый для борьбы с помехами при приеме навигационных сигналов, и «GSTAR» от предприятия Lockheed Martin.

Зарубежных пассивных локационных (в том числе телеметрических) комплексов с автоматической пеленгацией и сопровождением целей меньше, среди них стоит выделить «SPARTE 700» от предприятия Safran Data Systems.

Радары ближнего радиуса действия в том числе с ММО антенными решетками за рубежом сегодня переживают бум. В первую очередь стоит выделить

такие изделия как «LRR3» от предприятия Bosch и «ARS300» от предприятия Continental миллиметрового диапазона длин волн.

Примеров отечественных изделий в указанных областях меньше, прежде всего из-за скудной электронной компонентной базы для цифровой обработки сигналов и ее вычислительной производительности. Среди отечественных активных локационных комплексов с многолучевой антенной решеткой стоит выделить РЛС посадки самолетов «Низовье», серийно выпускаемого Лианозовским электромеханическим заводом (ЛЭМЗ), примером отечественного помехоподавителя являются изделия «Комета-А» и «Комета-Б» выпускаемые предприятием ВНИИР-Прогресс. Ярким примером современной пассивной локационной системы с пеленгацией и сопровождением цели является перебазлируемый комплекс телеметрических измерений (ПКТИ) «15Н2181 Селена-ИТ» выпускаемый предприятием НПО «Измерительной техники». Серийно изготавливаемых отечественных ММО-радаров ближнего радиуса действия на сегодняшний день нет. Существуют опытные образцы среди которых стоит выделить «МАРС-2А1» и «Обзор-77-2» разрабатываемые предприятием «ПКК Миландр».

В настоящей диссертации автор ставит перед собой ряд достаточно узких (специальных) задач, связанных с повышением эффективности работы и уменьшением вычислительной сложности системы пространственно-временной цифровой обработки сигналов применительно к активным и пассивным локационным системам, пеленгаторам. В ней выполнено построение единого подхода по подавлению помех, обнаружению и пеленгации целей с уменьшенной вычислительной сложностью на базе цифровых антенных решеток за счет синтеза методов и архитектуры устройств цифровой обработки сигналов в ранее не исследованных с научной точки зрения областях.

Общей методикой, позволяющей предложить единый подход для решения указанных узких проблем, является использование короткой выборки при измерении корреляционной матрицы случайных процессов, принимаемых

антенными решетками, с последующей ее регуляризацией и постобработкой, связанной с расчетом минимального многочлена и степенных векторов.

Цель диссертационной работы

Целью работы является развитие единого теоретического подхода к созданию методов для подавления помех, обнаружения и пеленгации целей в активных и пассивных локационных системах, способных функционировать в режиме реального времени и адаптивно подстраиваться под сигнально-помеховую обстановку в условиях короткой выборки входного случайного процесса.

Задачи диссертационной работы

1. Разработать метод двумерного подавления узкополосных помех для короткой выборки и с малой вычислительной сложностью для многолучевых антенных решеток активных локационных систем с адаптивным измерением числа действующих помех.

2. Развить теорию пространственно-временного адаптивного подавления широкополосных непрерывных и импульсных помех с помощью антенных решеток активных и пассивных локаторов с возможностью ее применения на отечественной элементной базе.

3. Синтезировать систему двумерной пеленгации для пассивного локационного комплекса с автоматическим обнаружением и сопровождением подвижных объектов в условиях воздействия узкополосных помех, способную адаптивно измерять как число подвижных объектов, так и число действующих помех.

4. Разработать математическую модель цифровой обработки сигналов в ММО-радаре ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн и метод формирования виртуальных каналов для одномерной и двумерной пеленгации целей, применимый для внедрения в современные ADAS-системы.

5. Синтезировать систему одновременного обнаружения ближних и дальних целей с помощью антенной решетки радара ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн, работающего в условиях воздействия активных разнородных узкополосных помех.

Научная новизна

1. Впервые аналитически решена задача расчета весового вектора для подавления узкополосных помех с автоматической оценкой их числа в многолучевой адаптивной антенной решетке при короткой выборке. Для регуляризации решения не требуется априорного знания статистики помех и собственных шумов. Регуляризация корреляционной матрицы помех производится за счет поиска максимума отношения сигнал-шум на выходе антенной решетки. Экспериментально подтверждена верность расчетов.

2. Развита теория пространственно-временной компенсации широкополосных помех с автоматической оценкой их числа, в том числе импульсных, подходящая для применения в составе и многоканальных автокомпенсаторов, и адаптивных антенных решеток. Получены аналитические выражения для весовых матриц для случая короткой выборки и уменьшенной вычислительной сложности, т.е. способных функционировать в режиме реального времени на отечественной элементной базе. Регуляризация решения производится за счет поиска максимума отношения сигнал-шум на выходе антенной решетки.

3. Разработана новая система двумерной пеленгации с помощью антенной решетки с возможностью сверхразрешения при короткой выборке для пассивного локационного комплекса с автоматическим распознаванием и сопровождением подвижных объектов в условиях воздействия активных узкополосных помех. Регуляризация сигнальной корреляционной матрицы производится за счет пороговой техники соответствующей заданной вероятности ложных тревог. Экспериментально подтверждена точность пеленгации, возможность сверхразрешения, вероятность правильного измерения числа полезных источников, возможность измерения числа действующих помех.

4. Аналитически и экспериментально подтверждена возможность формирования виртуальных приемных каналов в ММО-радарх ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн для одномерной пеленгации со сверхразрешением при короткой выборке в азимутальной плоскости без использования декодера на приемной стороне. Регуляризация решения

производится за счет пороговой техники соответствующей заданной вероятности ложных тревог. Решена задача двумерной пеленгации со сверхразрешением при короткой выборке с большим числом передающих и приемных каналов в условиях коррелированности целей.

5. Разработана новая система одновременного обнаружения ближних, дальних, помеховых и не помеховых целей в радарх ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн с помощью горизонтальной линейной антенной решетки. Предложены методы с уменьшенной вычислительной сложностью для максимально-правдоподобной оценки локационного радиоканала при отсутствии и наличии помех. Показано, что система устойчива к воздействию как частотно-модулированных, так и фазоманипулированных помех.

Теоретическая значимость работы

1. Предложена методика расчета весовых векторов для подавления узкополосных помех в многолучевых антенных решетках активных локаторов и методика расчета числа действующих помех, которые не требуют процедуры прямого обращения корреляционной матрицы.

2. Развита теория пространственно-временного адаптивного подавления широкополосных помех (в том числе импульсных) в многоканальных автокомпенсаторах и адаптивных антенных решетках активных и пассивных локаторов, которая позволяет аналитически рассчитывать весовые вектора без использования операции прямого обращения корреляционной матрицы.

Практическая значимость работы

1. Разработанные и запатентованные методы одномерного и двумерного подавление узкополосных и широкополосных помех в активных и пассивных локаторах позволяют не только в автоматическом режиме подавлять помехи и оценивать их число, но и могут быть реализованы на отечественной элементной базе за счет уменьшенной вычислительной сложности и малого времени адаптации.

2. Разработанные и запатентованные методы одномерной и двумерной пеленгации подвижных объектов в пассивных локационных комплексах с

автоматическим слежением и активных ММО-радаров позволяют получить высокую точность пеленгации в условиях коррелированности целей и наличия помех, измерить число целей при их нахождении в том числе в зоне сверхразрешения. Данные методы имеют уменьшенную вычислительную сложность и могут быть реализованы на отечественной элементной базе.

3. Разработанные методы одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаров ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн в условиях сложной помеховой обстановки позволяют уменьшить вероятность пропуска целей и правильно измерять количество целей.

Методология и методы исследования

При решении поставленных задач в работе были использованы методы статистической радиофизики, методы математического анализа, методы матричной алгебры, методы цифровой адаптивной обработки сигналов, методы радиофизических измерений и методы компьютерного моделирования.

Положения, выносимые на защиту

1. Узкополосные помехи могут быть эффективно подавлены в многолучевой двумерной антенной решетке методом, функционирующим в составе радара импульсного типа. Метод работает в случае короткой выборки помехи и обладает вычислительной сложностью, линейно зависящей от числа помех, выборок, лучей и квадратично зависящей от числа антенных каналов. Экспериментальное исследование метода показало наличие потерь в отношении сигнал-шум не более 2 дБ относительно идеального подавления.

2. Развитие теории пространственно-временного подавления широкополосных непрерывных и импульсных помех с помощью адаптивной антенной решетки или адаптивного компенсатора из состава импульсно-доплеровского радара или пассивного локационного комплекса за счет разложения обратной корреляционной матрицы помех по ограниченному числу степенных матриц позволяет аналитически рассчитывать весовые векторы в случае короткой выборки помехи с возможностью автоматического измерения эффективного числа помех, действующих в эфире.

3. Запатентованная и экспериментально исследованная система двумерной пеленгации со сверхразрешением и автоматическим сопровождением коррелированных целей в условиях воздействия узкополосных помех с помощью антенной решетки пассивного локационного комплекса дециметрового диапазона длин волн обеспечивает точность пеленгации не более 0,39 в долях ширины диаграммы направленности и вероятность правильного измерения числа полезных источников не менее 0,6.

4. Одномерная и двумерная пеленгация коррелированных целей с возможностью оценки их числа и сверхразрешения в ММО-радаре ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн может быть выполнена методом формирования виртуальных приемных каналов. Метод обладает экспериментально подтвержденной высокой точностью пеленгации, составляющей не более 0,03 в долях ширины диаграммы направленности.

5. Ближние и дальние цели могут быть одновременного обнаружены на дальности до 300 метров в условиях одновременного воздействия узкополосных фазоманипулированных и частотно-модулированных помех с вероятностью пропуска целей и вероятностью ложных тревог менее 0,01 с помощью системы в составе радара ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн и метода максимально-правдоподобной оценки импульсной характеристики радиоканала.

Степень достоверности результатов работы

Обоснованность теоретических положений диссертационного исследования основывается на использовании классической статистической радиофизики, методов теории вероятностей, математической статистики, статистической радиотехники, теории матриц, теории распространения радиоволн, теории антенн, методах радиофизических измерений, цифровом спектральном анализе и теоретической радиолокации.

Обоснованность экспериментальных положений диссертационного исследования базируются на методах математического моделирования и натурных экспериментах. Достоверность результатов обеспечена экспериментальной

проверкой с использованием высокотехнологичной аппаратуры и подтверждена сопоставлением результатов математического моделирования с натурными испытаниями. Результаты согласуются с современными научными представлениями и данными, полученными при обзоре отечественных и зарубежных источников.

Апробация результатов работы

По теме диссертации автором опубликовано 60 работ: 25 статей в изданиях, рекомендованных ВАК ([78], [79], [80], [81], [82], [83], [84], [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91], [92], [93], [94], [95], [96], [97], [98], [99], [100], [101], [102]), из них 16 статей по специальности 1.3.4 «Радиофизика»; 6 монографий ([103], [104], [105], [106], [107], [108]); 2 доклада в материалах международных научных конференций ([109], [110]); 12 докладов в материалах всероссийских научных конференций ([111], [112], [113], [114], [115], [116], [117], [118], [119], [120], [121], [122]); 6 докладов и тезисов докладов в сборниках трудов региональных научных конференций ([123], [124], [125], [126], [127], [128]).

9 работ (в том числе 6 статей) опубликованы без соавторов.

Получен 1 патент на изобретение [129] (Приложение 1) и 8 свидетельств о государственной регистрации программы для ЭВМ [130], [131], [132], [133], [134], [135], [136], [137] (Приложение 1).

Результаты диссертационной работы представлялись:

- на международных конференциях:

на 12-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA'2010» (г. Москва, 2010 г),

на международной научно-технической конференция по интеллектуальным системам «Международный конгресс по интеллектуальным системам и информационным технологиям AIS'10» (г. Геленджик- п. Дивноморское, 2010 г.);

- на всероссийских конференциях:

на IX всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2015 г.),

на X всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2016 г.),
на XI всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2017 г.),
на XII всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2018 г.),
на II всероссийской акустической конференции (г. Нижний Новгород, 2017 г.);
на всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (РЭУС-ИТ 2025)», (г. Москва, 2025 г.).

- на региональных конференциях:

на 20-й научной конференции по радиофизике (г. Нижний Новгород, 2016 г.),
на 23-й научной конференции по радиофизике (г. Нижний Новгород, 2019 г.),
на 24-й научной конференции по радиофизике (г. Нижний Новгород, 2020 г.),
на 25-й научной конференции по радиофизике (г. Нижний Новгород, 2021 г.).

Внедрение результатов работы

В диссертации содержатся результаты, которые внедрены в пассивных радиотелеметрических комплексах «Пеленг-ОФМ» и «Интерлюдия», разработанных и изготавливаемых Филиалом ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «Научно-исследовательский институт измерительных система им. Ю.Е. Седакова» и АО «Конструкторское бюро «Кунцево».

Личный вклад

Основные теоретические результаты, выводы и заключения получены автором в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского. Основные экспериментальные исследования получены и проведены автором в АО «Конструкторское бюро «Кунцево».

Работы, выполненные в рамках данного диссертационного исследования, носят комплексный характер и потребовали усилий коллектива специалистов, принимавших участие в проведении теоретических и экспериментальных исследований, которые проводились в течение 15 лет под руководством и при личном участии автора.

Все выносимые на защиту результаты и положения, составляющие основное содержание диссертационной работы, разработаны и получены лично автором. В большинстве работ, опубликованных в соавторстве соискателю принадлежит ведущая роль при постановке задач и их исследовании.

Таким образом, личный вклад автора в постановке задач, выдвижении идей, разработке основных положений, обосновании решений и научных рекомендаций, в постановке натурных испытаний и интерпретации их результатов носит определяющий характер.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, трёх приложений и списка цитируемой литературы из 215 источников. Общий объём работы – 352 страницы, включая 149 рисунков и 14 таблиц.

Краткое содержание диссертации по главам и разделам

Во **Введении** обоснована актуальность рассматриваемой темы исследования, изложено современное состояние подобных исследований в мире, проведен обзор литературы по теме диссертации, приведены защищаемые положения, выносимые на защиту.

В **Первой главе** диссертации предлагается метод формирования весовых векторов в многолучевой антенной решетке в радиолокационных станциях импульсного типа для адаптивного измерения числа действующих активных помех и их подавления.

В Разделе 1.1 рассматривается адаптивная антенная решетка, обеспечивающая максимальное отношение мощности сигнала к средней мощности шума на ее выходе. Предложены два метода адаптивной обработки сигнала, разработана оригинальная методика регуляризации весового вектора антенной решетки при ограниченном числе выборок входного процесса, которое может быть, как больше, так и меньше числа элементов в адаптивной антенной решетке (случай короткой выборки). Весовой вектор рассчитывается с помощью алгоритма разложения (суммы) по степенным векторам, который ранее был предложен В.Т. Ермолаевым и А.Г. Флаксоманом [138], [139]. Приводятся результаты

моделирования адаптивной обработки сигналов, которые показывают высокую эффективность обработки сигнала в адаптивной антенной решетке.

В Разделе 1.2 производится анализ эксперимента по двумерному (по азимуту и углу места) подавлению помех в активном радаре дециметрового диапазона длин волн. В состав радара входит адаптивная антенная решетка, полотно которой имеет прямоугольную топологию. В качестве постановщиков помех используются генератор непрерывного тонального сигнала (синуса), а также генератор фазоманипулированного сигнала – кода Баркера длиной 11. В обоих случаях помеху можно считать узкополосной. Для формирования, отраженного от цели полезного зондирующего сигнала использовался имитатор кода Баркера на 11. Данный тип зондирующего сигнала очень часто применяется в активной радиолокации. Подавление помехи производилось методом степенных векторов, предложенным ранее, а также традиционным методом прямого обращения корреляционной матрицы помех. Отдельно рассматривается случай короткой выборки при измерении корреляционной матрицы, как наиболее интересный для практики в условиях ограниченности вычислительных ресурсов цифровых сигнальных процессоров. Рассмотрен набор сценариев подавления помех как по азимуту, так и по углу места. Во всех сценариях присутствовала одна помеха и один полезный сигнал. Для каждого из них выполнялось измерение потерь в отношении сигнал-шум, коэффициента подавления помехи и диаграммы направленности адаптивной антенной решетки.

В Разделе 1.3 рассматривается адаптивная антенная решетка, формирующая большое число лучей для параллельного или последовательного обзора пространства и обеспечивающая максимальное отношение мощности сигнала к средней мощности шума на ее выходе. Предложен алгоритм адаптивной обработки сигнала в базисе степенных векторов и получены регуляризованные оценки весовых векторов по ограниченному числу выборок входного процесса, которое может быть, как больше, так и меньше числа элементов адаптивной антенной решетки (случай короткой выборки). Приводятся результаты моделирования

адаптивной обработки сигналов, которые показывают высокую эффективность обработки сигнала в адаптивной антенной решетке.

Во **Второй главе** диссертации развита теория для пространственно-временной обработки сигналов широкополосного подавителя помех в пассивных локационных комплексах и активных радиолокационных станциях на базе антенных решеток.

В Разделе 2.1 рассматривается одноканальный автокомпенсатор помехи на основе адаптивного трансверсального фильтра, обеспечивающий минимальную выходную мощность помехи на фоне тепловых шумов. Предложен метод подавления помехи, основанный на представлении весового вектора в виде разложения по степенным векторам. Получено аналитическое решение для оптимального весового вектора автокомпенсатора помехи, на основе которого построен адаптивный алгоритм формирования амплитудно-частотной характеристики фильтра. Основное преимущество предлагаемого трансверсального фильтра широкополосных помех заключается в адаптивной оценке числа действующих помех, занимаемой ими полосы частот и малом количестве выборок на помеху для нахождения весовых коэффициентов. Произведена оценка вычислительной сложности предложенного метода и показано, что он имеет значительно меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы помех.

В Разделе 2.2 рассмотрен адаптивный автокомпенсатор широкополосных помех, обеспечивающий на выходе минимальную среднюю мощность помех. Предложен алгоритм адаптивного подавления широкополосных помех, основанный на разложении весового вектора адаптивного автокомпенсатора широкополосных помех в степенном базисе, обладающий невысокой вычислительной сложностью. Получены регуляризованные оценки весовых коэффициентов автокомпенсатора по ограниченному числу выборок входного процесса. Приведены результаты моделирования подавления широкополосных

помех, характерных для радиолокации, действующих с различных пространственных направлений, с оценкой коэффициента подавления.

В Разделе 2.3 рассматривается фильтр на основе адаптивного трансверсального фильтра, обеспечивающий на выходе максимальное отношение мощности полезного сигнала к мощности активных помех на фоне тепловых шумов. Считается, что на фильтр воздействуют широкополосные помехи, что на практике является достаточно сложным случаем. Данная проблема характерна для радиолокационных систем и систем радиоэлектронной борьбы. Предложен метод подавления помех, основанный на представлении весового вектора в виде разложения по степенным векторам. Получено аналитическое решение для оптимального весового вектора адаптивного фильтра, на основе которого построен адаптивный алгоритм формирования амплитудно-частотной характеристики фильтра. Основное преимущество предлагаемого подхода заключается в адаптивной оценке числа действующих помех, занимаемой ими полосы частот и малом количестве выборок на помеху для нахождения весовых коэффициентов. Произведена оценка вычислительной сложности предложенного метода и показано, что предложенный метод имеет значительно меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы помех. Предложен практический подход по внедрению степенного метода в программное обеспечение.

В Разделе 2.4 рассматривается адаптивная антенная решетка, принимающая широкополосный полезный сигнал на фоне широкополосных помех, излучаемых разнесенными в пространстве источниками. Предложен метод формирования весового вектора, обеспечивающего максимальное отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности собственных шумов и внешних помех, в виде разложения в базисе степенных векторов. Получено регуляризованное решение для весового вектора в случае короткой выборки входного процесса. Произведена оценка вычислительной сложности предложенного метода и показано, что он имеет значительно меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы

помех. Приводятся результаты моделирования, которые показывают высокую эффективность предложенного метода.

В Разделе 2.5 рассматривается адаптивный автокомпенсатор импульсных широкополосных помех, обеспечивающий минимальную среднюю мощность помех на выходе. Предложен метод адаптивного подавления помех, основанный на разложении весового вектора адаптивного компенсатора широкополосных помех в степенном базисе и обладающий невысокой вычислительной сложностью. Получены регуляризованные оценки весовых коэффициентов адаптивного компенсатора широкополосных помех по ограниченному числу выборок входного процесса. Приведены результаты моделирования, показывающие высокую эффективность подавления помех в практически важном случае короткой обучающей выборки.

В Разделе 2.6 предложен метод подавления импульсных широкополосных помех на фоне приема широкополосного полезного сигнала в адаптивной антенной решетке. Метод основан на использовании алгоритма представления весового вектора в базисе степенных векторов и процедуры регуляризации. Приведенные результаты моделирования показали высокую эффективность метода в практически важном случае короткой обучающей выборки, когда число отсчетов меньше общего числа отводов линий задержки.

В Разделе 2.7 рассматривается проблема обеспечения помехозащищенности пассивных телеметрических комплексов наземного базирования в местах эксплуатации. Одним из наиболее мешающих типов помех являются мощные узкополосные стационарные телевизионные помехи. Предложено решение указанной проблемы за счет внедрения линии задержки переменной длины в многоканальный автокомпенсатор с вынесенными на большое расстояние компенсационными каналами относительно основной антенны. Получено аналитическое решение для оптимального весового вектора автокомпенсатора помехи, на основе метода степенных векторов, не требующего прямого обращения корреляционной матрицы помех. Произведена оценка вычислительной сложности предложенного метода и показано, что он имеет значительно меньшую

вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы помех. Показана эффективность предложенного регуляризованного адаптивного метода подавления помех, основанного на ортогонализации и статистически корректном ограничении размерности степенного базиса. Приводятся результаты численного моделирования коэффициента подавления помехи.

В **Третьей главе** диссертации предложена система построения (концепция) двумерного пеленгатора с возможностью сверхразрешения в составе пассивной локационной системы и метода пространственной обработки сигналов для автоматического сопровождения целей и измерения числа целей в условиях воздействия узкополосных помех.

В Разделе 3.1 рассматривается задача пассивной двумерной радиопеленгации антенной решеткой, приподнятой над земной поверхностью. Источником полезного сигнала является движущийся воздушный объект. С борта воздушного объекта передается телеметрическая информация, которая впоследствии подвергается демодуляции. Для получения максимального отношения сигнал-шум одной из основных задач пассивного локационного комплекса является непрерывная пеленгация воздушного объекта для формирования главного луча диаграммы направленности на этот объект механическим или электрическим способом. Для решения задачи пеленгации предлагается применить алгоритм расчета проектора на шумовое подпространство, основанный на аппроксимации минимального многочлена сигнальной корреляционной матрицы, который был ранее предложен В.Т. Ермолаевым [140], [141]. Данный метод обладает свойствами сверхразрешения, способен адаптивно оценивать число источников в эфире и работает в случае короткой выборки. Рассматривается оригинальный метод, позволяющий выполнять измерение азимута и угла места цели (как первого этапа работы пассивного локационного комплекса) при использовании короткой выборки при измерении сигнальной корреляционной матрицы, за счет предложенной процедуры регуляризации на

основе пороговой техники. Выполнено численное моделирование, которое показало эффективность предложенного метода двумерной пеленгации.

В Разделе 3.2 производится анализ эксперимента по двумерной пеленгации (по азимуту и углу места) источников телеметрической информации в пассивном локационном комплексе дециметрового диапазона длин волн. В состав комплекса входит адаптивная антенная решетка, полотно которой имеет прямоугольную топологию. В качестве источников используются как тональный сигнал, так и наиболее востребованный в современных комплексах фазоманипулированный сигнал (кода Баркера на 11). Рассмотрены сценарии, когда в эфире присутствуют один, два или три источника в разных угловых положениях. Особое внимание было уделено случаям, когда два источника находились в главном луче диаграммы направленности (случай сверхразрешения). Отдельно рассматривается случай короткой выборки при измерении корреляционной матрицы, как наиболее интересный для практики в условиях ограниченности вычислительных ресурсов цифровых сигнальных процессоров. Предлагается процедура сглаживания корреляционной матрицы для пеленгации коррелированных источников. Рассмотрен набор из пяти сценариев по азимуту и набор из пяти сценариев по углу места. В каждом сценарии для каждого из источников выполнялось измерение отношения сигнал-шум, среднего азимута и среднеквадратического отклонения источника от истинного положения, в также вероятность правильной оценки числа источников в эфире.

В Разделе 3.3 рассматривается задача ослабления активных помех, мешающих штатному функционированию принимающих телеметрическую информацию пассивных локационных комплексов с пеленгацией целей, выполненных на основе планарных антенных решеток. Данные пассивные радиотехнические системы часто применяются в гражданской авиации. Постановщиками помех, как правило, выступают башни телецентров, базовые станции сотовой связи и так далее. Предлагается подход к двумерному подавлению помех (по азимуту и углу места) с последующей двумерной пеленгацией полезных источников телеметрической информации. В качестве алгоритма для борьбы с

помехами используется метод степенных векторов корреляционной матрицы антенной решетки. Для пеленгации применяется метод минимального многочлена корреляционной матрицы. Оба метода работают в случае короткой выборки отсчетов сигнала, а также адаптивно оценивают эффективное число источников эфире. Проведено численное моделирование предлагаемой последовательности цифровой обработки сигналов. Моделирование показало высокую эффективность как по точности двумерной пеленгации источника информации, так и по величине вероятности битовой ошибки после подавления помех.

В Разделе 3.4 производится анализ и обработка эксперимента по приему телеметрической информации с покоящегося (вышка) и движущегося воздушного объекта (самолет) в условиях воздействия одной покоящейся узкополосной помехи. Полезный принимаемый сигнал являлся фазоманипулированным сигналом (DBPSK и DQPSK модуляции). Антенная решетка представляла собой горизонтальную антенную решетку из восьми элементов. Для формирования весового вектора в начале производится обнаружение и пеленгация помехи методом минимального многочлена, подавление помехи реализовано через метод степенных векторов. Далее в режиме штатного приема телеметрической информации производится пеленгация полезного сигнала для ориентации главного луча диаграммы направленности на полезный источник в азимутальной плоскости.

В **Четвертой главе** диссертации предложен метод пространственной обработки сигналов для двумерной пеленгации со сверхразрешением в MIMO радаре ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн.

В Разделе 4.1 рассматривается задача формирования виртуальных приемных каналов в MIMO (Multiple Input Multiple Output) радаре для увеличения разрешающей способности антенны в горизонтальной плоскости. Исследуется случай, когда две цели попадают в главный луч диаграммы направленности антенной решетки радара, и поэтому требуется применение методов сверхразрешения по азимуту. Данные радары используются для систем автоматического обнаружения нештатных ситуаций и их предотвращения. Получено аналитическое выражение для принимаемого сигнала в условиях

доплеровского смещения частоты и коротких зондирующих ЛЧМ-импульсов в ММО-радаре. Исследована эффективность применения различных кодов на передающей стороне. Представлены результаты численного моделирования точности измерения азимута движущейся цели сверхразрешающим методом минимального многочлена. Показаны результаты натурного эксперимента, которые подтвердили возможность эффективной пеленгации двух близко расположенных автомобилей в случае короткой выборки входного процесса и оценки их числа.

В Разделе 4.2 рассматривается задача двумерной пеленгации по азимуту и углу места в ММО радаре. Задача является достаточно узкой. Измерение второй угловой координаты и как следствие высоты встречного объекта является крайне необходимой. Считалось, что радар использует ММО технику для увеличения апертуры антенной решетки на приемной стороне. Применен оригинальный метод аппроксимации минимального многочлена корреляционной матрицы для измерения угловых координат, обладающий свойствами сверхразрешения и работающий в случае короткой выборки сигнала. Данный метод позволяет адаптивно оценивать число полезных источников в эфире. Предложен алгоритм декорреляции целей, который увеличивает точность измерения углов места целей. Проведено численное моделирование, которые показало высокую эффективность предлагаемого метода обработки сигнала.

В Разделе 4.3 предложен метод подавления узкополосных помех в ММО радаре. Рассматривается одномерная виртуальная антенная решетка. Метод подавления основан на представлении обратной корреляционной матрицы помех в приемных каналах виртуальной антенной решетки через степенные вектора. В разделе показано, что тепловые шумы на приемной стороне в каналах виртуальной антенной решетке остаются также некоррелированными. При этом имеется возможность подавить число помех не превосходящее число существующих физически приемных каналов без одной штуки.

В **Пятой главе** диссертации разработана концепция одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн в условиях воздействия разнородных помех.

В Разделе 5.1 рассматривается задача одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре ближнего радиуса действия в условиях отсутствия помех. Предлагается два подхода для решения задачи. Первый подход основывается вычитании более мощных сигналов во временной области для последующего детектирования менее мощных сигналов. Второй подход базируется максимальной правдоподобной оценке импульсной характеристики радиолокационного канала. Методы обладают разной вычислительной сложностью. Проведено численное моделирование предложенных методов обработки отраженных от целей сигналов с точки зрения вероятности ложных тревог и вероятности пропуска целей. Моделирование показало возможность правильного одновременного обнаружения всех целей с низкой заранее заданной вероятностью ложных тревог.

В Разделе 5.2 рассматривается задача одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре ближнего радиуса действия при наличии активных помех. В качестве активных помех выступают зондирующие сигналы аналогичных радаров. Предложены два подхода для решения указанной проблемы. Первый подход выполняет подавление помех в частотной области. Второй подход основан на максимально правдоподобной оценке радиоканала и выполняет подавление помех во временной области. Предложен оригинальный алгоритм измерения порога обнаружения как помеховых, так и не помеховых целей, обладающий невысокой вычислительной сложностью. Проведено численное моделирование, которое показало высокую эффективность предложенных подходов с точки зрения вероятности одновременного обнаружения ближних и дальних целей при низком уровне ложных тревог.

В Разделе 5.3 рассматривается проблема одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре ближнего радиуса действия в условиях воздействия разных типов помех. В настоящее время наиболее часто

присутствующими в эфире помехами являются сигналы с ЛЧМ-модуляцией и ФМ-модуляцией. Данные типы помех возникают от аналогичных включенных радаров. Предложен алгоритм адаптации CFAR-обнаружителя для указанной задачи. Проведено численное моделирование вероятностей пропуска целей и ложных тревог. Моделирование показало универсальный характер предложенного обнаружителя в условиях воздействия разнородных помех.

Диссертация подготовлена в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского. Автор выражает глубокую благодарность профессорам кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи (до 2019 года – кафедры бионики и статистической радиофизики) радиофизического факультета, доктору физико-математических наук А.Г. Флакسمану и доктору технических наук В.Т. Ермолаеву, участвовавшим в обсуждении положений, задач и экспериментальных результатов диссертации. Автор выражает глубокую благодарность своим коллегам в конструкторском бюро «Кунцево» и в НИИИС им. Ю.Е. Седакова (филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ), принимавшим активное участие в создании и проведении испытаний изделий «Пеленг-ОФМ», «Интерлюдия» и «Инсценировка». Особенную благодарность автор выражает Е.Ю. Бобкову, А.В. Чернову, А.А. Дмитричеву, С.Н. Анохину, А.А. Подкопаеву, А.А. Новикову, Е.А. Маврину, М.А. Тягину, И.Н. Мордвинкину, О.А. Истоминой и А.В. Коротышеву. Автор благодарен сотрудникам кафедры радиотехники, кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи ННГУ за всестороннее обсуждение работы.

ГЛАВА 1. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ УЗКОПОЛОСНОГО ПОДАВИТЕЛЯ ПОМЕХ НА БАЗЕ МНОГОЛУЧЕВОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ТИПА

Первая глава посвящена синтезу методов двумерного подавления узкополосных помех с уменьшенной вычислительной сложностью в однолучевых и многолучевых антенных решетках импульсных радаров, а также методам оценки числа помех. Предлагается подход к пространственной обработке сигналов, основанный на разложении помеховой корреляционной матрицы по ортогональным степенным векторам. Отдельно рассмотрен случай короткой выборки при измерении корреляционной матрицы помех и процедура ее регуляризации. Оценена вычислительная сложность методов. Основные результаты первой главы опубликованы в работах [78], [79], [80].

1.1 Метод оценки числа действующих помех и их подавления в однолучевой антенной решетке

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [103], [104].

1.1.1 Аналитический расчет оптимального весового вектора для подавления помех

Рассмотрим N – элементную адаптивную антенную решетку (ААР) произвольной конфигурации. Одним из наиболее важных критериев эффективности адаптивной обработки является выходное отношение мощности сигнала к средней мощности шума (ОСШ) $\eta = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{M} \mathbf{W}}$, где $\mathbf{M} = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle$ – корреляционная матрица (КМ) шума в элементах ААР, $\mathbf{X}$ – вектор случайных комплексных амплитуд шума, $\mathbf{S}$ – известный вектор комплексных амплитуд полезного сигнала в элементах ААР, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее. Под шумами далее будем подразумевать аддитивную сумму тепловых шумов и узкополосных помех. Оптимальный весовой вектор $\mathbf{W}$,

обеспечивающий максимальное отношение сигнал-шум (ОСШ), определяется из уравнения [60], [145]:

$$\mathbf{M}\mathbf{W} = \xi\mathbf{S}, \quad (1.1)$$

где ξ - произвольный комплексный множитель.

Свойства оптимального весового вектора $\mathbf{W}$ подробно исследованы во многих работах (например, [60],[147]). В частности, в [138]-[147] предложено и исследовано представление вектора $\mathbf{W}$ в базисе степенных векторов $\mathbf{S}$, $\mathbf{M}\mathbf{S}$, $\mathbf{M}^2\mathbf{S}$, ..., $\mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$. Из всех возможных базисных систем, базис степенных векторов обладает наименьшей размерностью, поскольку размер базиса равен степени минимального многочлена КМ или, что тоже самое, числу неравных между собой собственных чисел КМ [147], [153]. Показано, что необходимое для оптимальной обработки число базисных векторов $K \leq J+1$, где J – число внешних дискретных источников шума. Степенные векторы $\mathbf{M}\mathbf{S}$, $\mathbf{M}^2\mathbf{S}$, ..., $\mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$ имеют физический смысл корреляционных векторов, что позволяет использовать корреляционные устройства для их формирования [147]. Квазиоптимальная обработка сигналов, которая возможна за счет уменьшения размерности базиса, позволяет снизить вычислительную сложность алгоритма при относительно небольших потерях в эффективности [139], [146].

При адаптивной обработке сигнала вместо вектора $\mathbf{W}$ используется его оценка $\hat{\mathbf{W}}$, полученная на основе обработки L временных выборок случайных комплексных амплитуд входного шума $\mathbf{X}(j)$ ($j=1 \div L$) каким либо из способов. Например, метод непосредственного обращения КМ шума [60], [142] предполагает вычисление максимально правдоподобной оценки этой матрицы в виде

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}(j)\mathbf{X}^H(j), \quad (1.2)$$

и оценки весового вектора по формуле $\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{M}}^{-1}\mathbf{S}$.

Такое решение нельзя рекомендовать для практического использования по следующим причинам. Во-первых, КМ (1.2) при $L \approx N$ является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа элементов ААР ($L < N$) становится

вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректно поставленных задач [148]. Для их решения следует использовать методы регуляризации [148] - [150]. Вторая проблема связана с ростом вычислительной сложности при увеличении числа N антенных элементов. Так для обращения КМ (1.2) необходимо выполнить примерно N^3 комплексных умножений (к.у.), кроме того для вычисления элементов матрицы (1.2) с учетом ее эрмитовости требуется $0.5(N+1)NL$ к.у.

Методы регуляризации, рассмотренные в [148] – [150], позволяют стабилизировать весовой вектор и оценивать его в случае короткой выборки ($L < N$), однако вычислительная сложность сохраняется высокой. Можно избежать процедуры обращения матрицы (1.2), если использовать градиентные адаптивные алгоритмы [60], [142]. В этом случае вычислительная сложность для одной итерации уменьшается, но при плохой обусловленности матрицы (1.2) резко возрастает число итераций, что ведет к затягиванию переходного процесса настройки весового вектора. Для регуляризации весового вектора рекомендуется также процедура рекуррентного обращения КМ [60], [142], которая применима при короткой выборке и требует примерно N^2L к.у.

В работах [151], [152] предложены два способа оценивания весового вектора адаптивной ААР. Решения для каждого из них получаются посредством ортогонализации степенных векторов, при этом решения справедливы для ААР произвольной конфигурации и произвольных КМ $\mathbf{M}$ и вектора сигнала $\mathbf{S}$. Адаптивные алгоритмы строятся путем введения в процедуру ортогонализации выборочной КМ (1.2) вместо точной КМ $\mathbf{M}$. Одновременно выполняется регуляризация весового вектора путем ограничения размера базиса стохастических степенных векторов. Достоинство такого подхода заключается в низкой вычислительной сложности обоих способов, поскольку число операций к.у. зависит линейно от числа L выборок, числа J внешних источников шума и числа N антенных элементов. Алгоритмы обладают высокой эффективностью при короткой выборке входного процесса ($L < N$), что особенно важно для многоэлементных ААР ($N \gg 1$).

Однако, детальный анализ данных алгоритмов вскрыл проблему выбора корректного условия для останковки процедуры ортогонализации или (что эквивалентно) для оценки размерности степенного базиса. Предложенное в работах [151], [152] условие останковки данной процедуры является корректным только на первом шаге ортогонализации, т.е. тогда, когда принимается решение о наличии или отсутствии внешних помех, принимаемых на фоне собственного шума системы. Это условие обосновано, исходя из известных статистических свойств собственного шума. Его применение для останковки процедуры ортогонализации на втором и последующих шагах не гарантирует теоретически обоснованного требования, что число базисных векторов определяется числом J внешних источников шума ($K \leq J+1$). Наблюдаются сценарии, когда $K \gg J+1$, т.е. порождается большое число лишних базисных векторов. Это приводит к снижению эффективности обработки, особенно при $L < N$, а также к увеличению вычислительных затрат.

В данной работе исследуется отмеченная выше проблема регуляризации весового вектора и предлагается новый подход для останковки процедуры ортогонализации степенных векторов. В процессе ортогонализации начиная со второго шага выполняется оценка величины ОСШ и тогда, когда ОСШ достигает максимального значения, процедура ортогонализации обрывается.

Ортогонализация и нормировка регулярных степенных базисных векторов $S, MS, M^2S, \dots, M^{K-1}S$ выполняется по следующей схеме [152]:

$$\begin{cases} \hat{F}_0 = S, & F_0 = (\hat{F}_0, \hat{F}_0)^{-0.5} \hat{F}_0, \\ \hat{F}_1 = MF_0 - \alpha_0 F_0, & F_1 = (\hat{F}_1, \hat{F}_1)^{-0.5} \hat{F}_1, \\ \hat{F}_2 = MF_1 - \alpha_1 F_1 - \beta_0 F_0, & F_2 = (\hat{F}_2, \hat{F}_2)^{-0.5} \hat{F}_2, \\ \dots & \\ \hat{F}_n = MF_{n-1} - \alpha_{n-1} F_{n-1} - \beta_{n-2} F_{n-2}, & F_n = (\hat{F}_n, \hat{F}_n)^{-0.5} \hat{F}_n, \end{cases} \quad (1.3)$$

где коэффициенты $\alpha_{n-1} = (MF_{n-1}, F_{n-1})$, ($n \geq 1$) и $\beta_{n-2} = (MF_{n-1}, F_{n-2})$, ($n \geq 2$), через (a, b) обозначено скалярное произведение произвольных векторов a и b .

Введем в рассмотрение два типа скалярных произведений [153]:

$$(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \mathbf{a}^H \mathbf{b} = \sum_{j=1}^N a_j^* b_j, \quad (1.4)$$

$$(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \mathbf{a}^H \mathbf{M} \mathbf{b} = \sum_{i,j=1}^N a_i^* M_{ij} b_j. \quad (1.5)$$

где $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение.

Особенность такой процедуры ортогонализации и нормировки базисных векторов заключается в том, что каждый вектор с индексом $n \geq 2$ формируется с использованием только двух предыдущих векторов, а коэффициенты α_{n-1} и β_{n-2} являются действительными числами.

Теперь можно получить с помощью (1.3) две системы векторов $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$, в одной ортогональность векторов понимается в смысле скалярного произведения (1.4), а в другой – в смысле скалярного произведения (1.5). В обоих случаях оптимальный весовой вектор можно записать в виде

$$\mathbf{W} = c_0 \mathbf{F}_0 + c_1 \mathbf{F}_1 + \dots + c_{K-1} \mathbf{F}_{K-1}, \quad (1.6)$$

где $c_0, c_1, \dots, c_{K-1}$ – коэффициенты разложения, которые необходимо определить.

Первый способ решения, использующий скалярное произведение (1.4). Поскольку величина ОСШ не зависит от нормировки весового вектора $\mathbf{W}$, один из коэффициентов разложения (6) можно выбрать произвольно. Положим, что $c_0=1$. Оставшиеся коэффициенты разложения $c_1, c_2, \dots, c_{K-1}$ представим в виде вектора-столбца $\mathbf{C}$, а ортонормированные базисные векторы $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$ – в виде столбцов матрицы $\mathbf{F}$. Тогда (1.6) преобразуется к виду

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F} \mathbf{C}. \quad (1.7)$$

Подставим (1.7) в (1.1), умножим полученное равенство слева на матрицу $\mathbf{F}^H$ и учтем, что в силу принятого скалярного произведения (1.4) $\mathbf{F}^H \mathbf{S} = \mathbf{0}$. В результате получим уравнение размерности $K-1$ для определения вектора $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0. \quad (1.8)$$

Это уравнение было подробно исследовано в [151] и его решение получено в аналитической форме благодаря тому, что матрица $\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}$ имеет простой

трехдиагональный вид, а все элементы вектора $\mathbf{F}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0$ кроме первого равны нулю. Формулы для определения коэффициентов разложения $c_1, c_2, \dots, c_{K-1}$ имеют вид:

$$c_1 = -\frac{\beta_0}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\ddots \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}}}; \quad c_2 = -\frac{\alpha_1 c_1 + \beta_0}{\beta_1}; \quad c_n = -\frac{\beta_{n-2} c_{n-2} + \alpha_{n-1} c_{n-1}}{\beta_{n-1}}, \quad n = 3, K-1 \quad (1.9)$$

Второй способ решения, использующий скалярное произведение (1.5).

Подставим разложение (1.7) в (1.1) и получим, что

$$c_0 \mathbf{M} \mathbf{F}_0 + c_1 \mathbf{M} \mathbf{F}_1 + \dots + c_{K-1} \mathbf{M} \mathbf{F}_{K-1} = \mathbf{S}. \quad (1.10)$$

Умножая (1.10) слева последовательно на базисные векторы $\mathbf{F}_0^H, \mathbf{F}_1^H, \dots, \mathbf{F}_{K-1}^H$ и учитывая, что в силу принятого скалярного произведения (1.5) $\mathbf{F}_i^H \mathbf{M} \mathbf{F}_j = \delta_{ij}$, получим аналитические выражения для коэффициентов разложения $c_0, c_1, \dots, c_{K-1}$:

$$c_j = \mathbf{F}_j^H \mathbf{S}, \quad j = 0 \div (K-1). \quad (1.11)$$

Поскольку величина ОСШ не зависит от нормировки весового вектора $\mathbf{W}$, поделим все коэффициенты (1.11) на c_0 . Это позволяет привести весовой вектор (1.6) к виду (1.7), т.е. к виду, принятому при первом способе решения. Соответственно, вектор $\mathbf{C}$ в (1.7) будет иметь компоненты равные

$$c_j = \frac{\mathbf{F}_j^H \mathbf{S}}{\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}}, \quad j = 0 \div (K-1). \quad (1.12)$$

Физическую интерпретацию адаптивных алгоритмов дадим с помощью рис. 1.1. На рисунке изображены N антенных элементов, которые соединены с формирователем лучей антенной решетки (АР) и цифровым вычислительным устройством. Выборки $\mathbf{X}(j)$ шума подаются на цифровое вычислительное устройство, где выполняется процедура ортогонализации, вычисляются базисные векторы $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$ и весовые коэффициенты $c_1, c_2, \dots, c_{K-1}$. Формирователь лучей имеет K выходов.

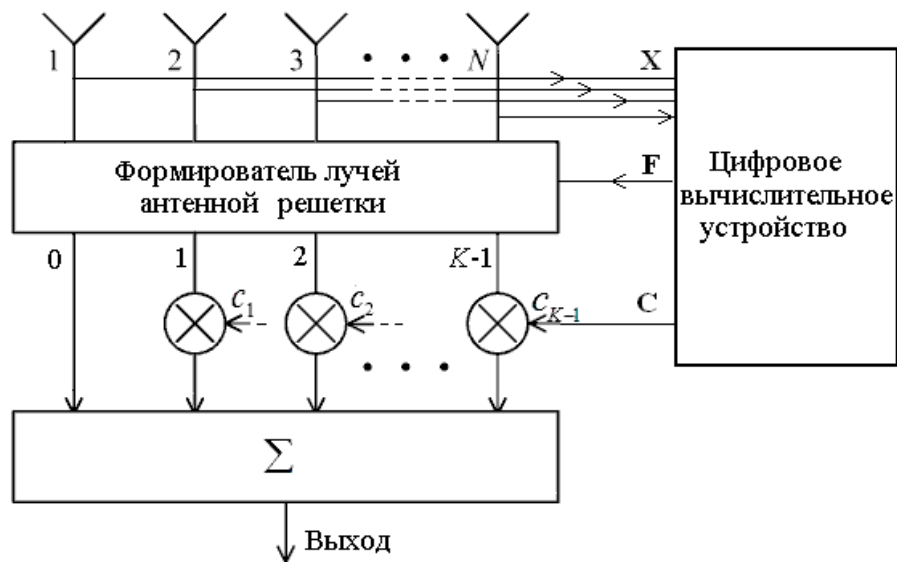


Рис. 1.1. Структура вычислительного устройства

В случае первого адаптивного алгоритма из-за ортогональности вектора сигнала $\mathbf{S}$ с векторами $\mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$ по типу (1.4), полезный сигнал проходит только на основной выход «0» и не проходит на другие (вспомогательные) выходы. Шумы внешних источников проходят на все выходы формирователя. Далее входной случайный процесс, представляющий собой сумму тепловых шумов и узкополосных помех, суммируется с весовыми коэффициентами $c_1, c_2, \dots, c_{K-1}$, в результате чего средняя мощность помех и шума на выходе минимизируется и обеспечивается максимальное ОСШ на выходе ААР. В случае второго адаптивного алгоритма из-за ортогональности базисных векторов по типу (1.5), помеховый процесс на выходах формирователя становятся некоррелированным и имеет единичную мощность. В данном случае формирователь играет роль «обесцвечивающего» фильтра. Полезный сигнал проходит на все выходы формирователя, где выполняется весовое суммирование выходных сигналов формирователя с коэффициентами $c_1, c_2, \dots, c_{K-1}$. Это приводит к увеличению амплитуды полезного сигнала, благодаря чему достигается максимальное выходное ОСШ.

1.1.2 Адаптивный алгоритм остановки процедуры ортогонализации и оценки числа действующих помех

Данный алгоритм предложен впервые. Применим полученные аналитические решения уравнения (1.1) к адаптивной обработке. Для этого

заменим КМ $\mathbf{M}$ в схеме ортогонализации (1.3) на ее максимально правдоподобную оценку (1.2). Собственные числа КМ (1.2) являются случайными, они не равны друг другу, а их общее число равно числу N антенных элементов. Соответственно, базис стохастических степенных векторов становится равным N . Например, при отсутствии внешних источников шума в системе имеется только собственный шум и весовой вектор (1.6) должен содержать только один базисный вектор $\mathbf{F}_0$. Следующий вектор $\mathbf{F}_1$ должен быть равен нулевому вектору. Однако в силу случайного характера КМ (1.2), в процессе ортогонализации (1.3) будут формироваться ненулевыми вектор $\mathbf{F}_1$ и последующие векторы. Если кроме собственного шума, имеется один внешний источник шума, то весовой вектор (1.6) должен содержать два базисных вектора $\mathbf{F}_0$ и $\mathbf{F}_1$. Формирование большего числа базисных векторов ведет к уменьшению эффективности обработки, особенно при короткой выборке входного процесса ($L < N$).

Сравним ОСШ при адаптивной обработке, когда используется максимально правдоподобная оценка $\hat{\mathbf{M}}$ (1.2) КМ входного процесса, с ОСШ при оптимальной обработке, когда используется точная КМ $\mathbf{M}$ и в (1.6) сформировано максимально необходимое число вспомогательных базисных векторов, равное числу источников J . При моделировании выборки вектора комплексных амплитуд входного процесса будем задавать в виде $\mathbf{X}(l) = \xi(l) + \sum_{j=1}^J a_j(l) \mathbf{S}_j$, где $\xi(l)$ – гауссов собственный шум с нулевым средним и единичной мощностью, $a_j(l)$ – гауссов шум j -го источника с нулевым средним и некоторой мощностью, $\mathbf{S}_j$ – вектор-фазор направления на j -го источник ($j=1,2,3$). Будем формировать большое число (1000) сценариев помеховой обстановки, в каждом из которых источники шума имеют случайные угловые координаты, равномерно распределенные вне области главного луча ААР. Затем найдем потери в ОСШ при адаптивной обработке по сравнению с оптимальной обработкой для каждого сценария и усредним полученные результаты по всем сценариям.

На рис. 1.2 показаны кривые, характеризующие среднее ОСШ при точно известной КМ в зависимости от числа вспомогательных базисных векторов для 20-

элементарной ААР при числе выборок $L=10$, что соответствует случаю короткой выборки входного процесса ($L < N$), и трех источниках шума ($J=3$) с мощностями равными 100. Кривая 1 дает средние потери, области ниже кривой 2 и выше кривой 3 соответствуют потерям, которые наблюдаются с вероятностями 10%, а область между кривыми 2 и 3 – потерям, наблюдаемым с вероятностью 80%. Кривая 4 соответствуют оптимальной обработке, когда известна точная КМ, а потери возникают из-за сокращения размерности степенного базиса. Видно, что вначале ОСШ нарастает, и потери уменьшаются. Когда число дополнительных базисных векторов становится равным числу источников помехи ($J=3$), потери в ОСШ становятся минимальными. Однако при дальнейшем увеличении числа вспомогательных базисных векторов ($J > 3$) потери в ОСШ снова увеличиваются. Отметим, что результаты моделирования являются практически одинаковыми для обоих способов решения, использующих скалярные произведения (1.4) или (1.5).

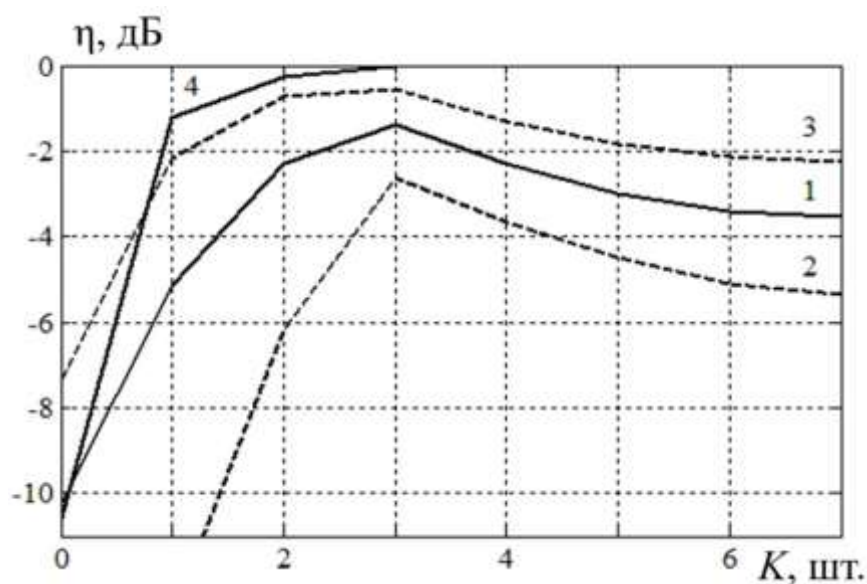


Рис. 1.2. Потери в ОСШ в зависимости от числа базисных векторов

Из приведенного примера следует, что размер базиса надо ограничивать тогда, когда ОСШ $\eta = |\hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{S}|^2 (\hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{M} \hat{\mathbf{W}})^{-1}$ достигает максимального значения. Как оценить величину ОСШ, если КМ $\mathbf{M}$ неизвестна? Для этого в данном выражении заменим КМ $\mathbf{M}$ на выборочную КМ $\hat{\mathbf{M}}$ (1.2). На рис. 1.3 кривая 1 показывает среднее ОСШ при измеренной КМ, области ниже кривой 2 и выше кривой 3

соответствуют ОСШ, которые наблюдаются с вероятностями 10%, область между кривыми 2 и 3 – ОСШ, которые наблюдаются с вероятностью 80%. Результаты получены при тех же значениях параметров $N=20$, $L=10$ и $J=3$. Видно, что данная оценка не имеет максимума и ОСШ непрерывно нарастает.

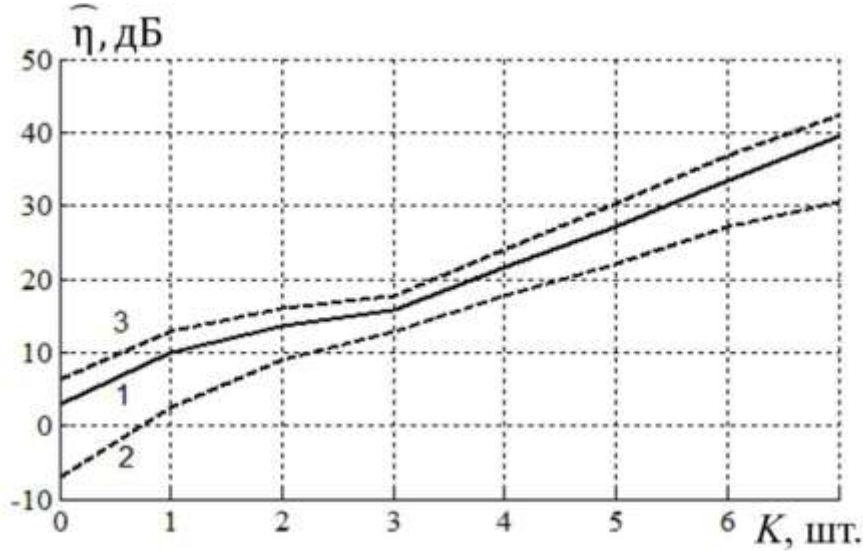


Рис. 1.3. Потери в ОСШ в зависимости от числа базисных векторов

Данный результат можно объяснить следующим образом. Оценку весового вектора, найденную по формуле (1.7) с помощью матрицы (1.2), обозначим, как $\hat{\mathbf{w}}$. Тогда оценка ОСШ запишется в виде

$$\hat{\eta}_{\max} = \frac{|\hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{S}|^2}{\hat{\mathbf{w}}^H \hat{\mathbf{M}} \hat{\mathbf{w}}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{(\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})^H \hat{\mathbf{M}} (\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})}. \quad (1.13)$$

Применяя первый способ решения, выражение (1.13) с учетом (1.8) можно преобразовать к виду:

$$\hat{\eta}_{\max} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{F}_0^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_0^H \mathbf{M} \mathbf{F} \mathbf{C}}. \quad (1.14)$$

Используя далее формулы (1.3) и (1.9), получим, что

$$\hat{\eta}_{\max} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\alpha_0 + \beta_0 c_1} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\alpha_0 - \frac{\beta_0^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \ddots}}}. \quad (1.15)$$

Отсюда видно, что с увеличением числа вспомогательных базисных векторов, оценка ОСШ может только возрастать, поскольку знаменатель уменьшается, а числитель имеет фиксированное значение. Очевидно, что такая оценка ОСШ не соответствует физическим условиям задачи. Дело в том, что при $L < N$ выборки помехи занимают только часть сигнального N -мерного пространства. В другой его части размерности $N-L$ (ядро выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$) система не имеет никакой информации о помехе. В частности, отсутствует даже информация о собственном шуме. Адаптивная система при увеличении числа базисных векторов стремится аннулировать все L выборок помехи.

Аналогичный результат, получается, если применить второй способ решения. В частности, вместо (1.15) получается следующий результат:

$$\hat{\eta}_{\max} = |\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2 \left(1 + \sum_{i=1} |c_i|^2 \right). \quad (1.16)$$

Также видно, что оценка ОСШ увеличивается с ростом числа вспомогательных базисных векторов.

Для оценки ОСШ применим предложенную в [149] регуляризованную КМ $\mathbf{m}_r = \hat{\mathbf{M}} + \gamma \mathbf{I}$, где γ называется параметром регуляризации, $\mathbf{I}$ – единичная матрица. В этом случае учитывается априорная информация о наличии в составе помехи собственного шума мощностью γ . Теперь вместо (1.15) получаем, что

$$(\eta_r)_{\max} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\alpha_0 + \beta_0 c_1 + \gamma \left(1 + \sum_{i=1} |c_i|^2 \right)} \quad (1.17)$$

Для примера на рис. 1.4 показано полученное с помощью (1.17) среднее ОСШ при регуляризованной КМ в зависимости от числа базисных векторов при тех же значениях параметров $N=20$, $L=10$ и $J=3$ при $\gamma=1, 3, 5, 7$ и 10 (кривые 1–5, соответственно). Теперь оценка ОСШ имеет максимум. Если $\gamma=3, 5, 7$ и 10 , максимум ОСШ наблюдается при использовании 3-х вспомогательных базисных векторов (как и при оптимальной обработке), а если параметр регуляризации равен мощности собственного шума ($\gamma=1$) – при использовании 4-х вспомогательных базисных векторов.

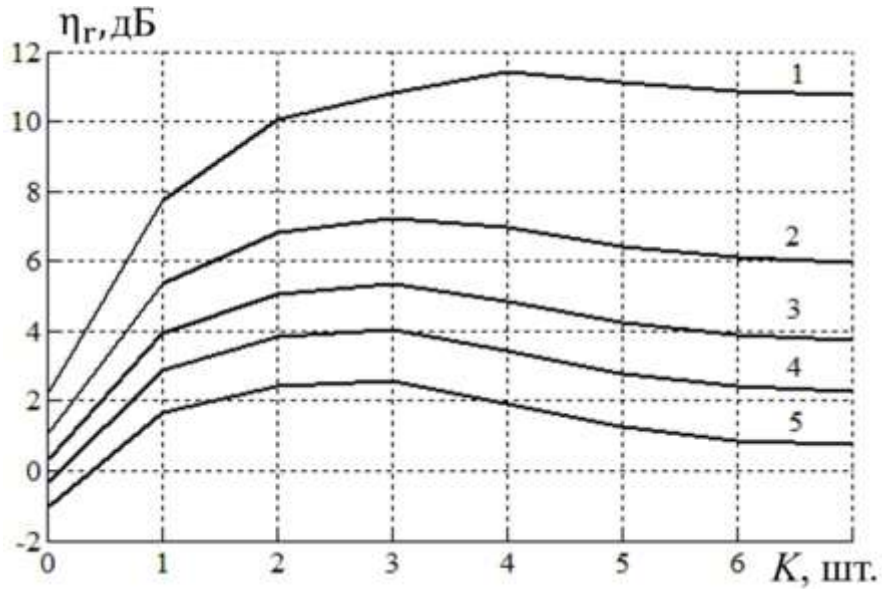


Рис. 1.4. Потери в ОСШ в зависимости от числа базисных векторов при регуляризации

Для второго способа решения вместо (1.16) получаем оценку ОСШ в виде:

$$(\hat{\eta}_r)_{\max} = \frac{|\hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{S}|^2}{\hat{\mathbf{W}}^H (\hat{\mathbf{M}} + \gamma \mathbf{I}) \hat{\mathbf{W}}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2 |1 + \mathbf{C}^H \mathbf{C}|^2}{(1 + \mathbf{C}^H \mathbf{C}) + \gamma \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{W}}}. \quad (1.18)$$

1.1.3 Результаты численного моделирования потерь в отношении сигнал-шум и вероятности правильного измерения числа помех

Остановка процедуры ортогонализации является случайным процессом. Поэтому представляет интерес распределение вероятностей числа вспомогательных базисных векторов. Решить эту задачу теоретически сложно, поэтому приведем результаты моделирования при тех же значениях параметров $N=20$, $L=10$ и $J=3$. На рис. 1.5 представлены гистограммы распределения вероятностей числа дополнительных базисных векторов для различных значений параметра регуляризации $\gamma=1, 3, 5, 7, 10$, (слева направо, соответственно). Если параметр регуляризации превышает мощность собственного шума в 3, 5, 7, 10 раз, то с вероятностью более 90% формируется 3 базисных вектора, что соответствует теоретическому значению. Отсюда следует, что выбор параметра регуляризации не является критичным и может быть выбран в достаточно широких пределах. Аналогичное свойство параметра регуляризации отмечается при решении других подобных задач [148,149,150].

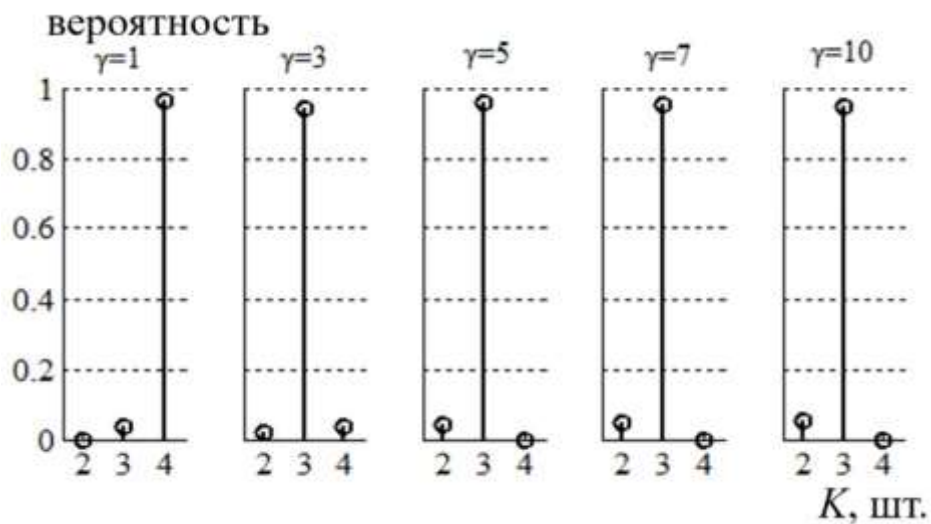


Рис. 1.5. Гистограммы распределения вероятностей числа дополнительных базисных векторов

Эффективность адаптивного алгоритма обработки сигнала с применением предложенного условия остановки процедуры ортогонализации исследовалась путем моделирования для случая короткой выборки входного процесса (т.е. в области $L \leq N$). На рис. 1.6 кривая 1 показывает средние потери в ОСШ (отношение максимального возможного ОСШ к измеренному при регуляризованной КМ), область между кривыми 2 и 3 соответствует величинам ОСШ, которые наблюдаются с вероятностью 80%. Задавались следующие значения параметров: $N=20$, $J=3$ и $\gamma=5$. Отметим, что потери в ОСШ являются практически одинаковыми для двух типов скалярного произведения (формулы (1.4) и (1.5)). Видно, что эффективность предложенной обработки является высокой. Например, средние потери в ОСШ не превышают 3 дБ при длине выборки $L=5$ ($L/N=0,25$).

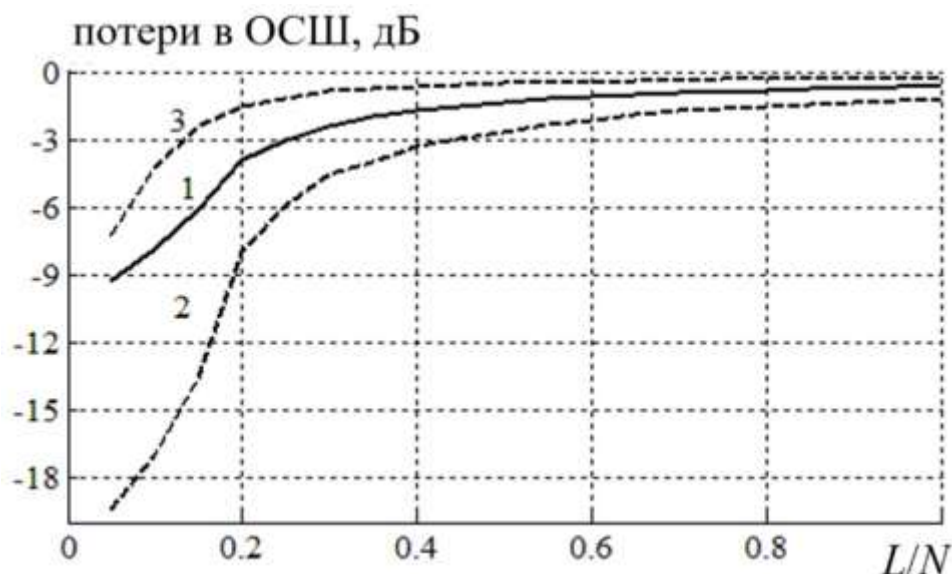


Рис. 1.6. Потери в ОСШ в зависимости от числа базисных векторов

Вычислительная сложность обоих адаптивных алгоритмов, использующих скалярные произведения (1.4) или (1.5), оценивалась в [152], где показано, что общее число комплексных умножений будет составлять $\approx 2NLK$ для первого и $\approx 3NLK$ для второго алгоритма при $N \gg 1$, $L \gg 1$, $K \gg 1$.

1.2 Обработка и результаты натурного эксперимента по двумерному (по азимуту и углу места) подавлению узкополосных помех в прямоугольной антенной решетке дециметрового диапазона длин волн

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [78], [79].

В современных радиолокационных модулях, станциях и комплексах необходимость борьбы с разного рода помехами весьма актуальна [13], [154]. Источники помехи могут быть индустриальными и преднамеренными, узкополосными и широкополосными. В данной работе речь пойдет об эксперименте с узкополосной помехой, не перемещающейся в пространстве.

Существуют несколько уже устоявшихся методов, традиционно применяемых для подавления помех по угловой координате. Исторически первым появившимся методом подавления помех является метод прямого обращения КМ

помехового процесса в АР [60], [143]. Также часто для обращения матриц применяется метод Холецкого [61].

Основным преимуществом указанных методов является простота применения. К их недостаткам можно отнести большую вычислительную сложность, а также некорректность работы в случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа элементов АР. Более того в программном обеспечении современных цифровых сигнальных процессорах вообще отсутствуют функции по прямому обращению КМ.

Публикаций по подавлению помехи как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях не так много [155], особенно для случая короткой выборки. В тоже время на практике - это достаточно распространенная ситуация.

В настоящей работе проведена обработка эксперимента для указанного случая. Для более глубокого анализа был выполнен эксперимент и в азимутальной и в угломестной плоскостях. Использовались разные типы помехи, разные ОСШ и отношения помеха-шум (ОПШ).

1.2.1 Алгоритм подавления помех в азимутальной и угломестной плоскостях

Рассмотрим аналитически подавление помехи в азимутальной и угломестной плоскостях по отдельности. Будем считать, что на вход n -элементной антенной решетки (горизонтальной или вертикальной) приходит случайный процесс, состоящий из суммы отраженного от цели зондирующего сигнала, активной помехи и теплового гауссова шума, описываемый векторами $\mathbf{S}$, $\mathbf{J}$ и $\mathbf{N}$ (все размерностью $N \times 1$, где N – число цифровых каналов в АР), соответственно

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S} + \mathbf{J} + \mathbf{N}. \quad (1.19)$$

Для удаления из суммарного входного сигнала $\mathbf{Y}$ представленного в (1.19) помехи $\mathbf{J}$ в осциллограмме зондирующего сигнала выделяются периодически интервалы времени для измерения помеховой обстановки $\mathbf{X}$, т.е. моменты времени, когда на входе АР отсутствует отраженный полезный зондирующий сигнал. Для азимутальной и угломестной плоскостей обозначим сумму помехи и теплового шума соответственно

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_a &= \mathbf{J}_a + \mathbf{N} \\ \mathbf{X}_t &= \mathbf{J}_t + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (1.20)$$

После измерения помеховой обстановки (1.20) производится оценка КМ помехи по L -выборкам входного процесса

$$\mathbf{M}_a = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_a(j) \mathbf{X}_a^H(j), \quad \mathbf{M}_t = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_t(j) \mathbf{X}_t^H(j), \quad (1.21)$$

где H - операция эрмитового сопряжения матрицы.

Далее в общем случае формируется двумерный вектор-фазор поиска полезного источника в пространстве по азимуту θ и углу места φ

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(\theta, \varphi) &= \exp \left[j \frac{2\pi f}{c} (x_{rx} k_x + y_{rx} k_y + z_{rx} k_z) \right] \\ k_x &= \cos(\varphi) \cos(\theta) \\ k_y &= \cos(\varphi) \sin(\theta) \\ k_z &= \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (1.22)$$

где $\{x_{rx}, y_{rx}, z_{rx}\}$ – декартовы координаты приемных антенн, f – несущая частота, c – скорость света. При поиске только в одной из плоскостей, другая угловая координата обнуляется.

Для вычисления весового вектора $\mathbf{W}$ в АР применяется метод степенных векторов подробно изложенный в [138]. В данном методе весовой вектор $\mathbf{W}$ представляется в виде суммы из Q степенных векторов и такое представление не требует обращение матриц

$$\mathbf{W} \approx c_0 \mathbf{S} + c_1 \mathbf{M} \mathbf{S} + c_2 \mathbf{M}^2 \mathbf{S} + c_3 \mathbf{M}^3 \mathbf{S} + \dots + c_{K-1} \mathbf{M}^{K-1} \mathbf{S}_{K-1} \quad (1.23)$$

где $\mathbf{M}$ – корреляционная матрица по азимуту или углу места, c_i – действительные коэффициенты вычисленные в [153]. Таким образом, и ортонормированные векторы и весовые коэффициенты вычисляются аналитически, используя КМ $\mathbf{M}_a$ или $\mathbf{M}_t$ и вектор-фазор $\mathbf{S}$ того азимута θ или угла места φ , откуда ожидается приход отраженного зондирующего сигнала, определенный в (1.22).

В случае короткой выборки (когда L меньше числа цифровых каналов в АР) необходима регуляризация КМ [148], [153], [149]. Физический смысл регуляризации изложен в [78]. Его практическая суть в автоматической оценке

эффективного числа K степенных векторов. Правильно измеренное число степенных векторов равняется числу помех в пространстве. Это дополнительная практическая выгода от использования метода степенных векторов.

Предлагается ограничивать число слагаемых в разложении (1.23) в точке экстремума (максимума) ОСШ по переменной K

$$\eta(K) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_r \mathbf{W}}, \text{ где } \mathbf{M}_r = \mathbf{M} + (1 + \sum_{k=1}^K |c_k|) \mathbf{I}. \quad (1.24)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Это новый подход, он предложен впервые.

Для метода прямого обращения КМ весовой вектор вычисляется следующим образом [60]

$$\mathbf{W}_a = \mathbf{M}_a^{-1} \mathbf{S}, \quad \mathbf{W}_t = \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{S}. \quad (1.25)$$

Эффективность работы адаптивной АР в соответствующей плоскости определяется отношением сигнал – шум плюс помеха (ОСШП) на выходе АР. Оценку ОСШП на выходе АР при точно известной КМ помех $\mathbf{M}_{ex}$ можно найти с помощью формулы

$$\eta_{ex}(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_{ex} \mathbf{W}}. \quad (1.26)$$

Тогда потери B в ОСШП на выходе АР, возникающие из-за ограниченного числа выборок L при измерении выборочной КМ (1.21) с учетом (1.24) и (1.27), равны:

$$B = 10 \cdot \lg \frac{\eta_{ex}(\mathbf{W})}{\eta(\mathbf{W})}, \quad (1.27)$$

где $\mathbf{W}$ - весовой вектор, который находится на основе выборочной КМ помехи (1.21) через подход (1.23) или (1.25).

Вторым важным параметром, показывающим качество работы адаптивной АР, является коэффициент подавления помехи. Он рассчитывается следующим образом

$$V = 10 \cdot \lg \frac{S(\varphi_{int}, \theta_{int}) \mathbf{X}}{W(\varphi_{sig}, \theta_{sig}) \mathbf{X}}, \quad (1.28)$$

т.е. это отношение мощности помехи на выходе АР в двух состояниях: первое - главный луч ДН АР направлен на помеху $\{\varphi_{int}, \theta_{int}\}$ и подавление отсутствует, второе - главный луч ДН АР направлен на полезный отраженный от цели сигнал $\{\varphi_{sig}, \theta_{sig}\}$ и подавление помехи включено.

Проведем оценку вычислительной сложности алгоритма расчета весового вектора $\mathbf{W}$ с помощью метода степенных векторов. Известно, что микросхемы сигнальных процессов тратят разное количество времени для одной и той же математической операции, поэтому будем оценивать число умножения и сложения [62]. В таблице 1.1 приведено требуемое число операции сложения и умножения для каждой стадии метода степенных векторов и их суммарное число.

Таблица 1.1 Вычислительная сложность для метода степенных векторов

Название стадии алгоритма	Число умножений	Число сложений
1. Измерение КМ	N^2L	N^2L
2. Формирование K степенных векторов	$2NLK$	$0.5K^2+K$
3. Регуляризация КМ (оценка эффективного числа степенных векторов)	$N+K$	K
Общее число операций	$N^2L+N(2LK+1)+K$	$NL^2+0.5K^2+2K$

Для сравнения в таблице 1.2 приведена оценка вычислительной сложности для метода прямого обращения КМ. Здесь необходимо отметить, что для операции обращения КМ в микросхемах цифровой обработки сигналов обычно используется метод Холецкого.

Таблица 1.2 Вычислительная сложность для прямого обращения матрицы

Название стадии алгоритма	Число умножений	Число сложений
1. Измерение КМ	N^2L	N^2L
2. Обращение КМ	$4N^2$	$2N^2$
Общее число операций	$N^2(L+4)$	$N^2(L+2)$

Как видно из сравнения таблиц 1.1 и 1.2 метод степенных векторов и метод прямого обращения КМ обладают приблизительно одинаковой вычислительной сложностью ($\sim N^2$). Однако метод степенных векторов позволяет адаптивно оценивать эффективное число помех в пространстве и не требует специальных программных библиотек для обращения матриц.

1.2.2 Постановка эксперимента

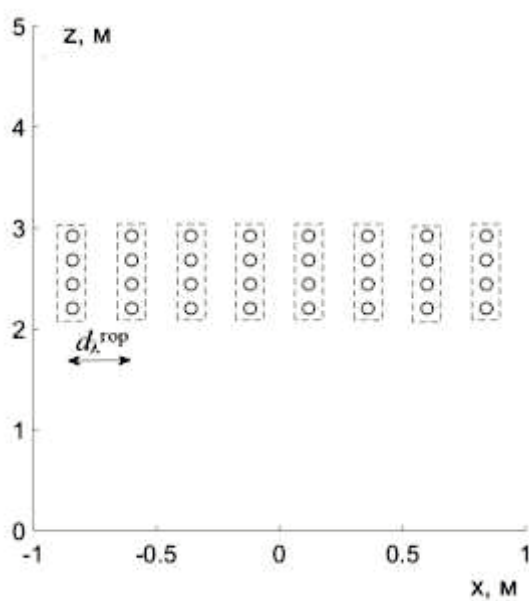
Для проверки величины подавления помехи в азимутальной и угломестной плоскостях в случае короткой выборки с помощью метода степенных векторов был проведен натурный эксперимент. В качестве аппаратуры для эксперимента выступила антенная решетка, приемный радиочастотный тракт и устройство цифровой обработки сигналов (специальный вычислитель радиолокационного комплекса обзорного типа дециметрового диапазона длин волн).

Антенная решетка представляет собой прямоугольное полотно, в составе которого присутствуют 32 антенных канала, 8 каналов по горизонтали и 4 канала по вертикали. Каждый антенный канал представляет собой столбец из 4-х излучателей, просуммированных аналоговым СВЧ сумматором. Комплекс был размещен на бетонированной площадке. Внешний вид расположения изделия на позиции приведен на рис.1.7. Несущая частота составляла 1,180 ГГц, полоса частот приемного тракта равнялась 12,5 МГц. Таким образом, в устройство ЦОС отсчеты сигналов поступали через 80 нс.

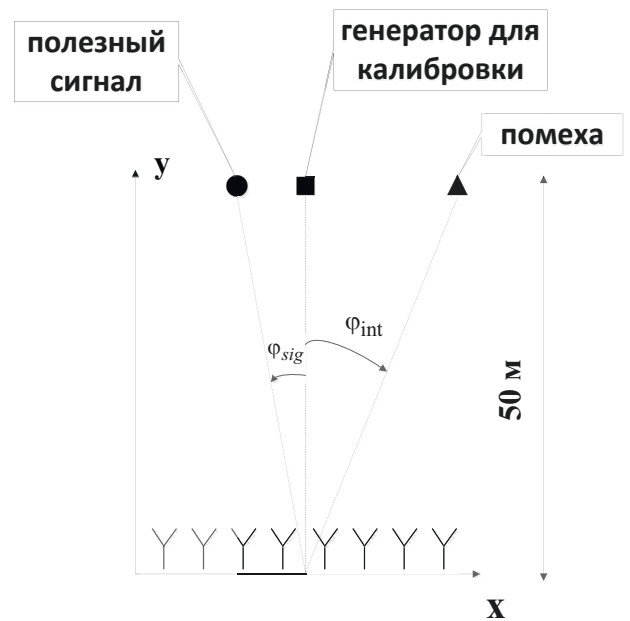


Рис. 1.7. Внешний вид расположения изделия на позиции

Для эксперимента в азимутальной плоскости была задействована одна строка АР из $N_g = 8$ антенных каналов, расстояние между каналами в длинах волн равнялось $d_{\lambda}^{\text{гор}} = 0,9$. Топология размещения антенных каналов показана на рис. 1.8, а.



а - вид спереди

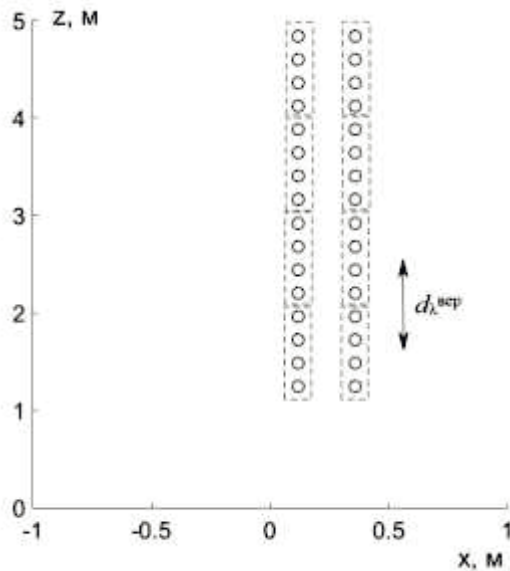


б - вид сверху

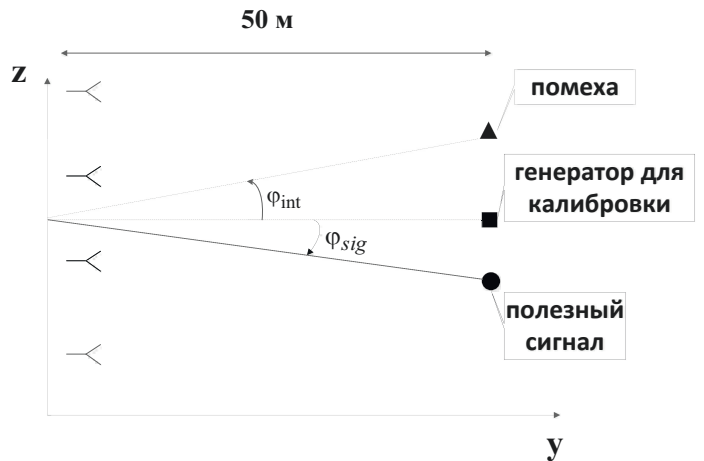
Рис. 1.8. Схема эксперимента в азимутальной плоскости

Источник сигнала для калибровки горизонтальной АР, а также источники помехи и полезного сигнала были расположены в дальней зоне на расстоянии ≈ 50 м от полотна АР на высоте $\approx 2,5$ м над землей (см рис. 1.8, б). Причем источник для калибровки располагался по нормали к АР. Азимуты источников полезного сигнала и помехи изменялись.

Для эксперимента в угломестной плоскости было задействовано два столбца АР из $N_v = 4$ антенных каналов в каждом столбце, расстояние между каналами в длинах волн равнялось $d_{\lambda}^{\text{вср}} = 3,7$. Топология размещения антенных каналов на рис. 1.9, а.



а - вид спереди



б - вид сбоку

Рис. 1.9. Схема эксперимента в угломестной плоскости

Источник сигнала для калибровки вертикальной АР, а также источники помехи и полезного сигнала были расположены на расстоянии около 50 м от полотна АР (см рис. 1.9, б). Причем источник для калибровки располагался по нормали к АР на высоте около 3 м. Углы места источников полезного сигнала и помехи изменялись за счет изменения их высоты.

В качестве источника для калибровки антенных каналов в эксперименте применялся генератор Г4-76. Источником полезного сигнала был имитатор кода Баркера длиной 11. Источником помехи служил либо генератор Г4-76, либо передатчик (на основе усилителя мощности) кода Баркера длиной 11. Таким

образом, в качестве источника помехи использовался либо тональный сигнал, либо фазоманипулированный. Отношение сигнал-шум менялось в диапазоне от 7 дБ до 33 дБ. Отношение помеха-шум менялось в диапазоне от 27 дБ до 48 дБ.

Калибровка каналов производилась только по фазе. Генератор тонального сигнала располагался по нормали к полотну антенной решетки. В сигнальном процессоре в цифровом виде измерялись набег фаз всех цифровых каналов относительно первого. Измеренные набег фаз далее компенсировались также в сигнальном процессоре.

1.2.3 Результаты обработки эксперимента

Эксперимент в азимутальной плоскости состоял из 2-х сценариев. Их описание приведено в таблице 1.3. Во всех сценариях в качестве полезного (зондирующего) сигнала применялся код Баркера длиной 11. В сценарии №1 помеха была тональным сигналом (синусом), а в сценарии №2 фазоманипулированным (код Баркера длиной 11). Коэффициент подавления помехи вычислялся с помощью (1.28).

Таблица 1.3 Параметры эксперимента в азимутальной плоскости

Номер сценария	1	2
Азимут сигнала, град	-4	+9
Азимут помехи, град	+9,5	-3
Тип сигнала	Код Баркера длиной 11	Код Баркера длиной 11
Тип помехи	синус	Код Баркера длиной 11
ОСШ, дБ	16,9	30,1
ОПШ, дБ	45,1	45,4
Коэффициент подавления помехи, дБ	44,6	38,1

В сценариях №1 и №2 менялись азимуты источников сигнала и помехи, а также отношение сигнал – тепловой шум (ОСШ) и отношение помеха – тепловой шум (ОПШ). Рассчитывался коэффициент подавления помехи с помощью (1.28).

Результаты экспериментов для сценария №1 показаны на рис. 1.8, для сценария №2 – на рис. 1.9.

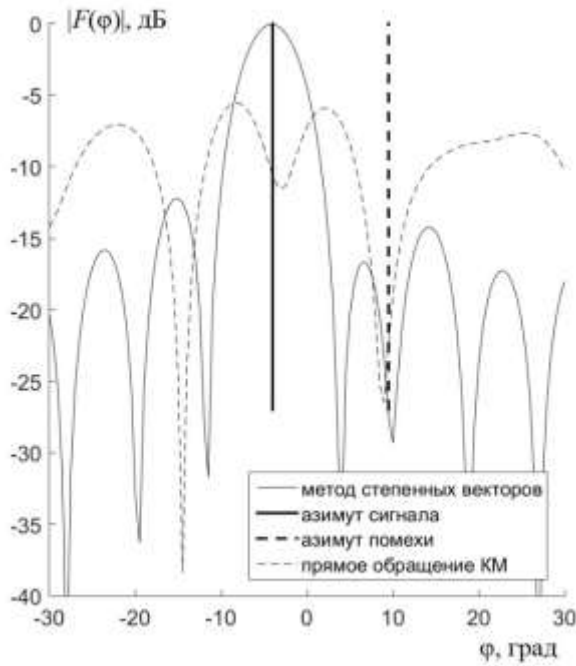
На рис. 1.10, *а* и 1.11, *а* приведены сформировавшиеся ДН, в азимутальной плоскости методом степенных векторов (сплошная кривая) и методом прямого обращения корреляционной матрицы (пунктирная кривая). На графиках указаны азимуты источников сигнала и помехи. Для обоих методов ДН формировалась по $L=4$ выборкам, $N_g=8$ (короткая выборка, так как $L < N_g$). Как видно из рис. 1.10, *а* и 1.11, *а* метод степенных векторов формирует в направлении помехи низкий уровень ДН, а в направлении полезного сигнала поддерживается уровень ДН, близкий к максимальному. Метод прямого обращения КМ вносит сильные искажения в ДН в направлении полезного сигнала. ДН вычислялась следующим образом $F(\varphi) = \mathbf{W}^H \exp(jk\mathbf{n} \sin(\varphi))$, $\mathbf{n}=[0,1,2,\dots, N_g-1]^T$, T - операция транспонирования, k -волновое число.

На рис. 1.10, *б* и 1.11, *б* приведена кривая потерь в отношении сигнал – шум плюс помеха ОСПШ, вычисленная по формуле (1.27), полученные методом степенных векторов (сплошная кривая) и методом прямого обращения КМ (пунктирная кривая) в зависимости от нормированного числа выборок. Для обоих методов потери в ОСПШ B измерялись по $L=4$ выборкам. Как видно из графиков метод прямого обращения КМ при $L/N_g < 1$ (случай короткой выборки) имеет потери более 30 дБ. В то время как потери метода степенных векторов для $L/N_g > 0,5$ менее 3 дБ.

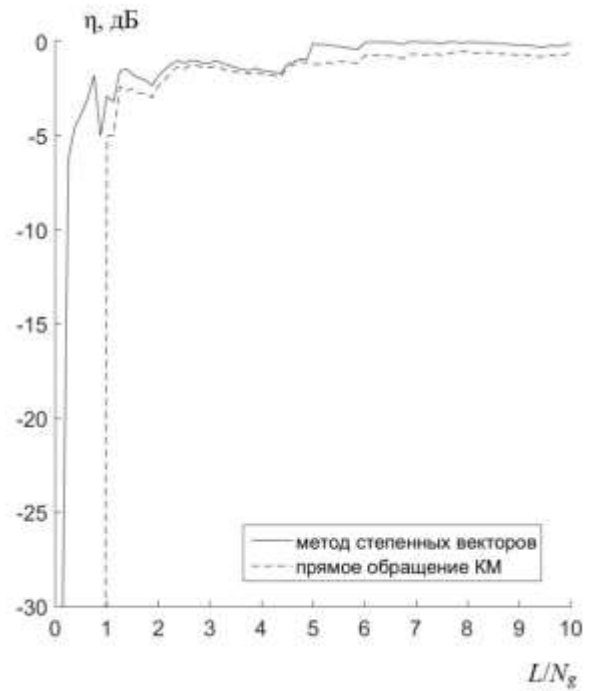
На рис. 1.10, *в* и 1.11, *в* приведено число сформированных весовых векторов (включая базовый) в зависимости от нормированного числа выборок L/N_g . Статистический ансамбль составлял 1000 реализаций.

На рис. 1.10, *г* и 1.11, *г* изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя (ЕМР) при выключенном подавителе помех. На вход АР поступала аддитивная сумма полезного сигнала, помехи и тепловых шумов. Соответственно на рис. 1.10д и 1.11, *д* изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при включенном подавителе помех.

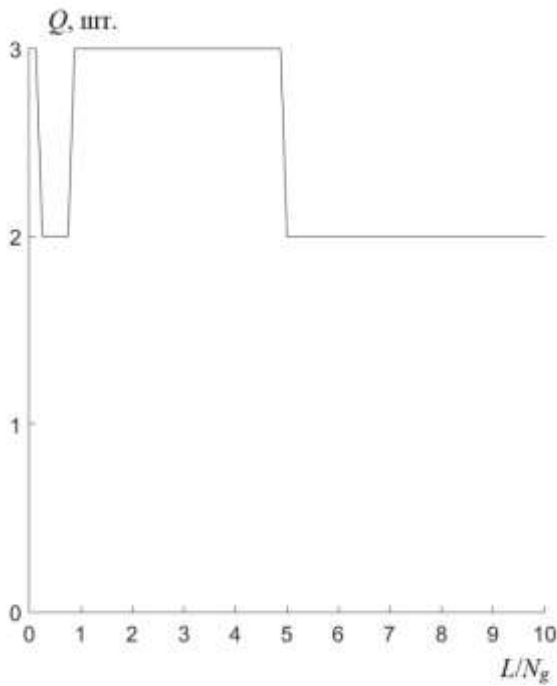
Как видно из графиков после подавления помех на осциллограмме отчетливо формируются сжатые периодические импульсы кода Баркера на 11.



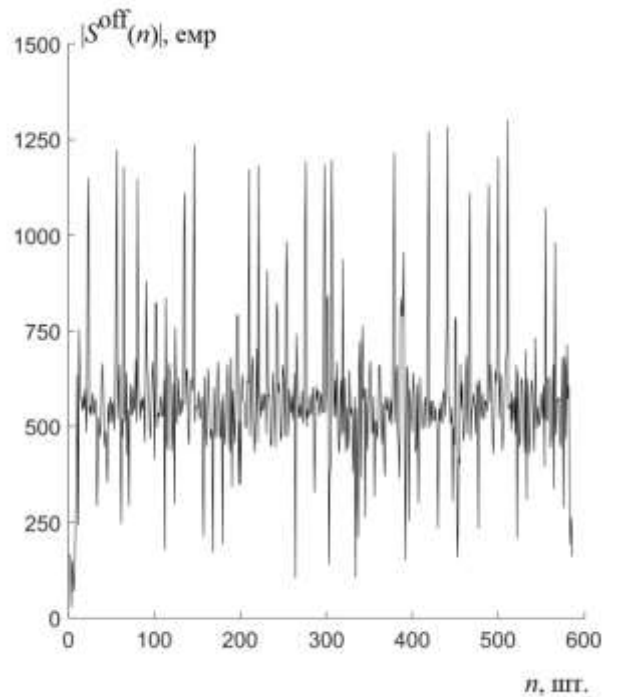
a - диаграмма направленности ААР



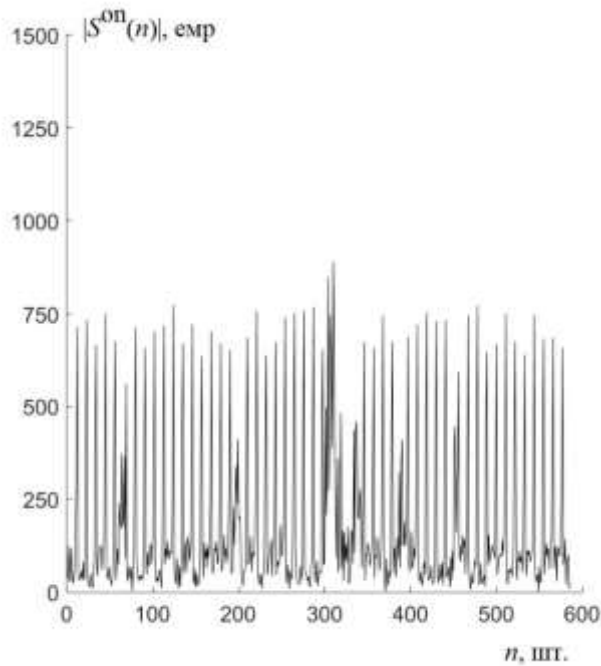
б - кривая адаптации



в - число степенных векторов



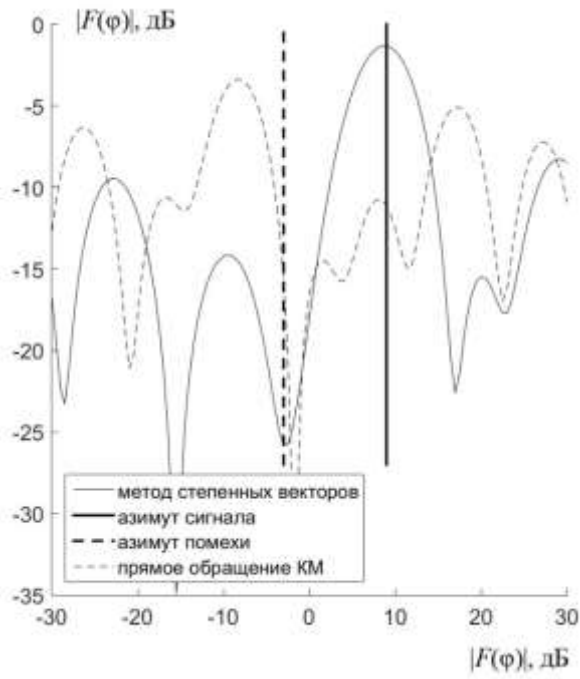
г - принятый сигнал без подавления помехи



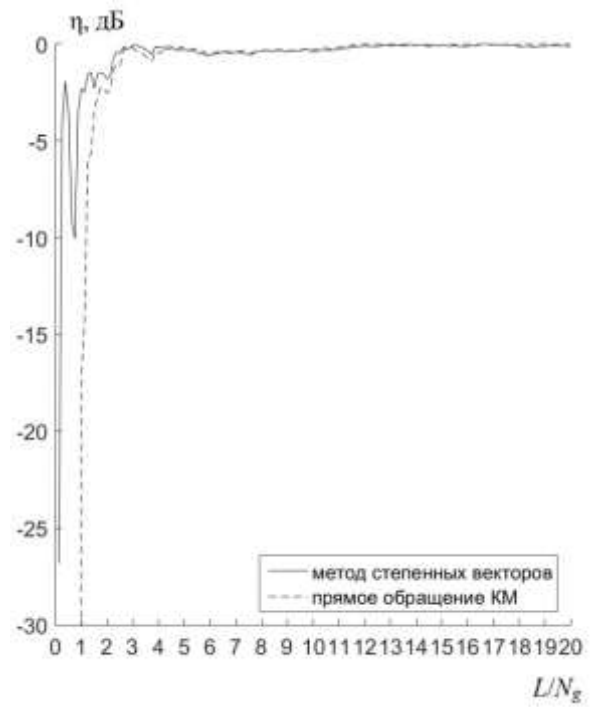
δ - принятый сигнал после подавления
помехи

Рис. 1.10. Результаты обработки сценария 1 в азимутальной плоскости

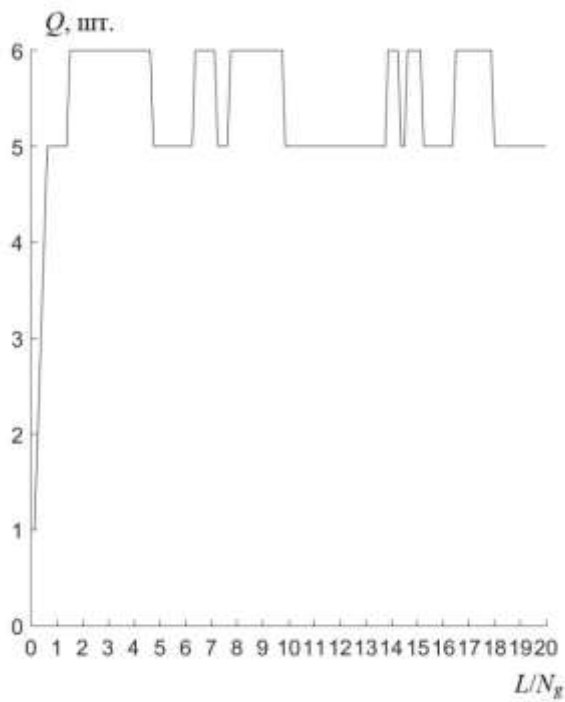
Из анализа графиков для сценария №2 (когда помеха была кодом Баркера длиной 11) видно, что при большом числе выборок $L > N_g$ число формирующихся степенных векторов равняется 5..6, хотя в эфире присутствует только одна помеха. Объясняется этот факт тем, что в случае кода Баркера необходимо дополнительно оценивать длину оптимального накопителя сигнала во времени. В результате чего процедура регуляризации (основанная на максимизации ОСШ) требует формирования большего числа степенных векторов. На рис. 1.11, с пунктирным овалом отмечено, как на фоне мощной помехи (кода Баркера длиной 11) «пробивается» слабый полезный сигнал (также код Баркера длиной 11).



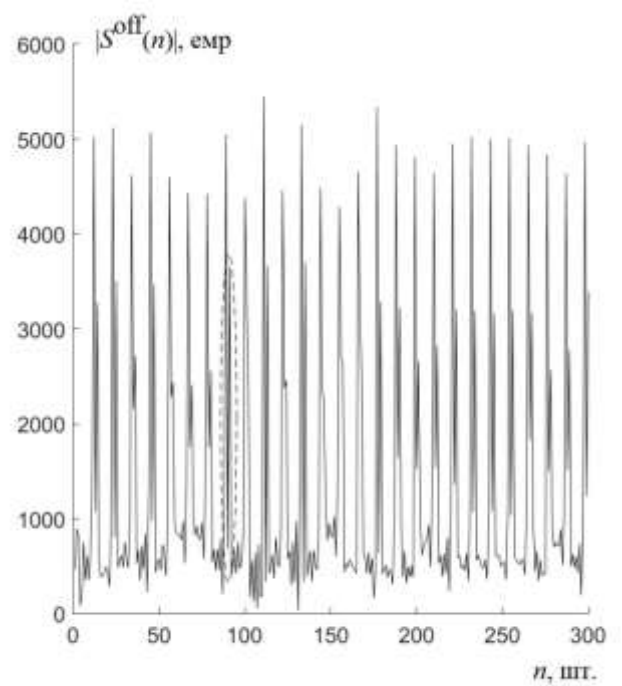
а - диаграмма направленности ААР



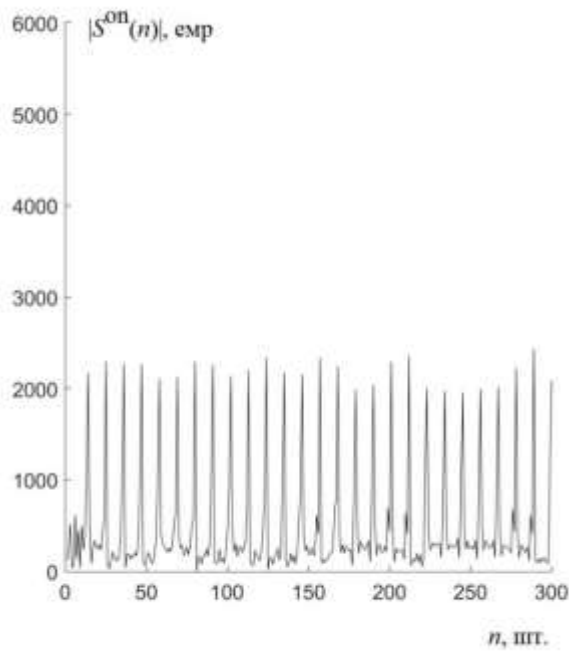
б - кривая адаптации



в - число степенных векторов



г - принятый сигнал без подавления помехи



δ - принятый сигнал после подавления
помехи

Рис. 1.11. Результаты обработки сценария 1 в азимутальной плоскости

Эксперимент в угломестной плоскости также состоял из двух сценариев. Их описание приведено в таблице 1.4. Во всех сценариях в качестве полезного (зондирующего) сигнала применялся код Баркера длиной 11. В сценарии №3 помеха была тональным сигналом, а в сценарии №4 - кодом Баркера длиной 11.

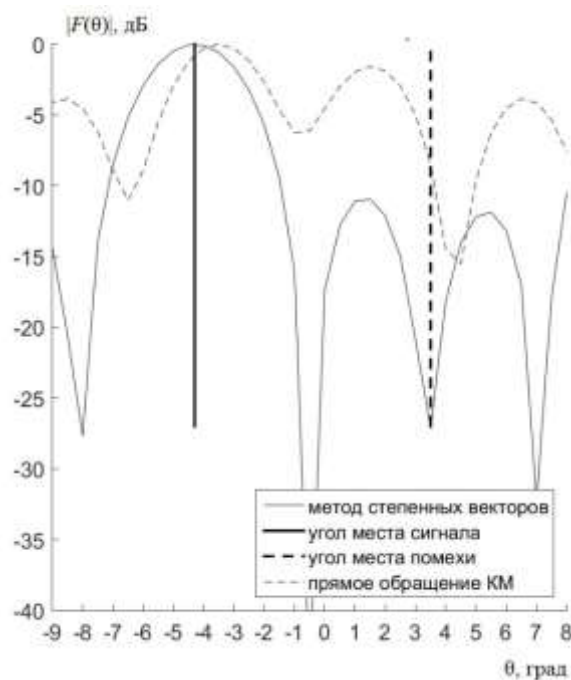
Таблица 1.4 Параметры эксперимента в угломестной плоскости

Номер сценария	3	4
Угол места сигнала, град	-4,3	-4,3
Угол места помехи, град	+3,5	+3,5
Тип сигнала	Код Баркера длиной 11	Код Баркера длиной 11
Тип помехи	синус	Код Баркера длиной 11
ОСШ, дБ	9,2	12,0
ОПШ, дБ	48,4	35,6
Коэффициент подавления помехи, дБ	48,1	27,6

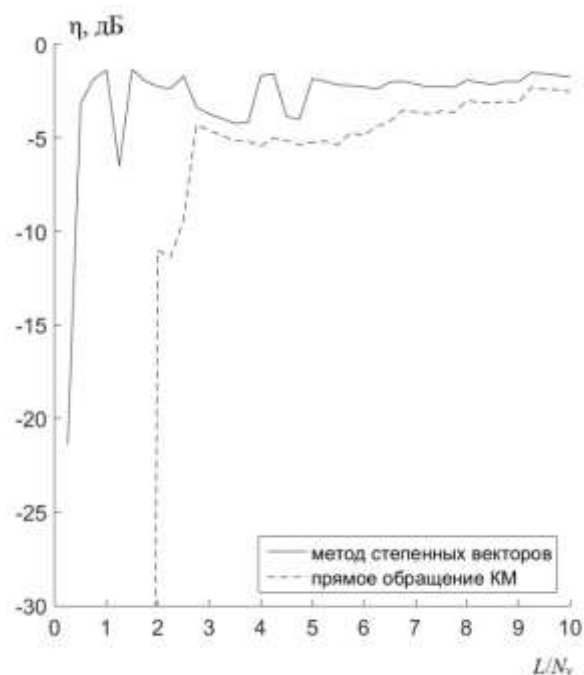
На рис. 1.12, *а* и 1.13, *а* приведены сформировавшиеся ДН $F(\theta)$ в угломестной плоскости методом степенных векторов (сплошная кривая) и методом прямого обращения корреляционной матрицы (пунктирная кривая). На графиках указаны углы места сигнала и помехи. Для обоих методов ДН формировалась по $L=4$ выборкам, $N_v=4$ (короткая выборка). ДН в угломестной плоскости вычислялась следующим образом $F(\theta) = \mathbf{W}^H \exp(jk\mathbf{n} \sin(\theta))$, $\mathbf{n}=[0,1,2, \dots, N_v-1]^T$, T - операция транспонирования, k -волновое число.

На рис. 1.12, *б* и 1.13, *б* приведена кривая потерь в отношении сигнал – шум плюс помеха ОСШП, вычисленное по формуле (1.28), полученные методом степенных векторов (сплошная кривая) и методом прямого обращения корреляционной матрицы (пунктирная кривая). Для обоих методов потери в ОСШП B измерялись по $L=4$ выборкам. Как видно из графиков метод прямого обращения КМ при $L/N_v < 2$ имеет потери более 30 дБ. В то время как потери метода степенных векторов для $L/N_v > 0,5$ менее 3 дБ.

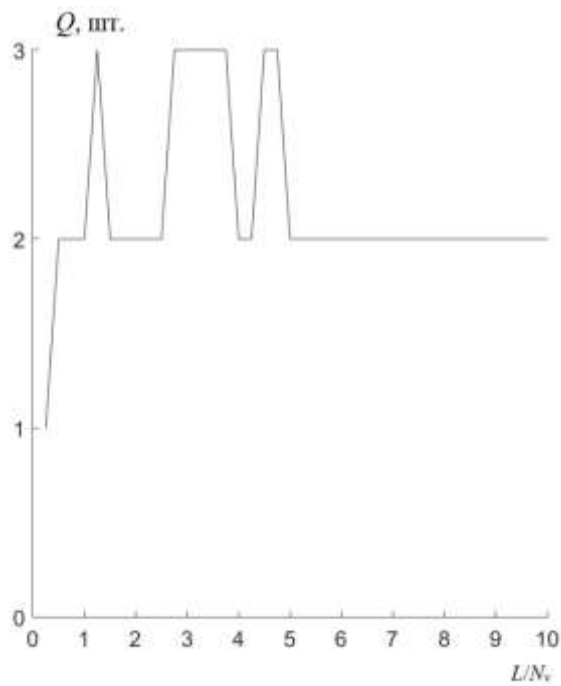
На рис. 1.12, *в* и 1.13, *в* приведено число сформированных весовых векторов (включая базовый) в зависимости от нормированного числа выборок L/N_v .



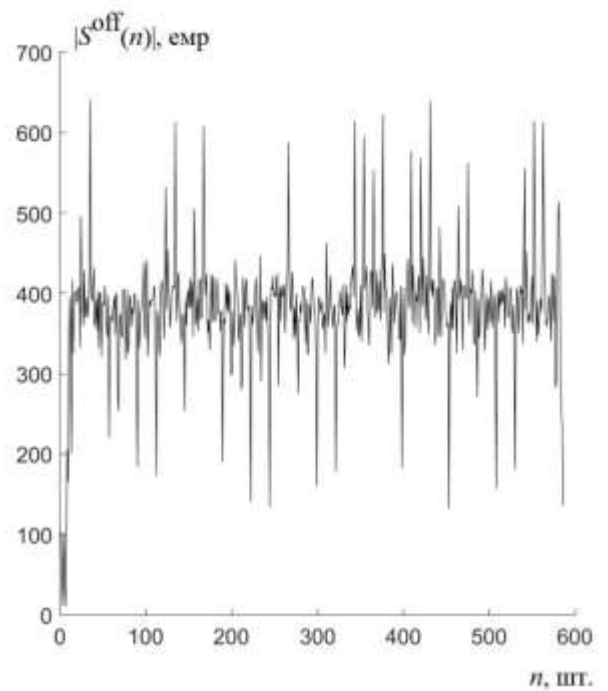
а - диаграмма направленности ААР



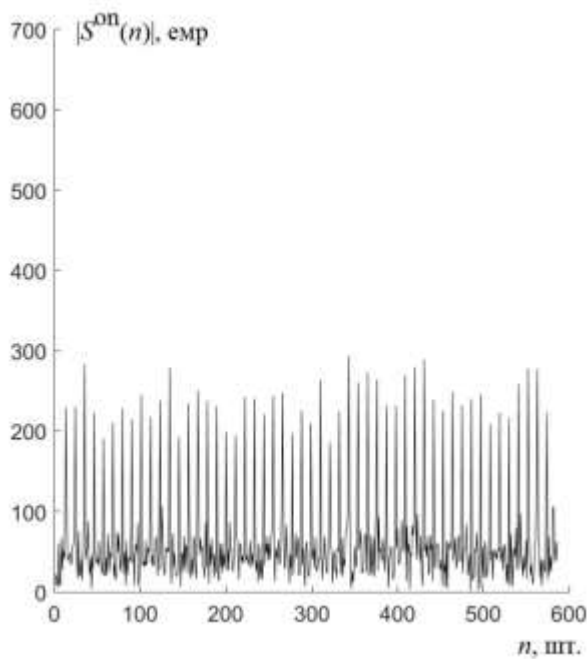
б - кривая адаптации



ν - число степенных векторов



ε - принятый сигнал без подавления помехи

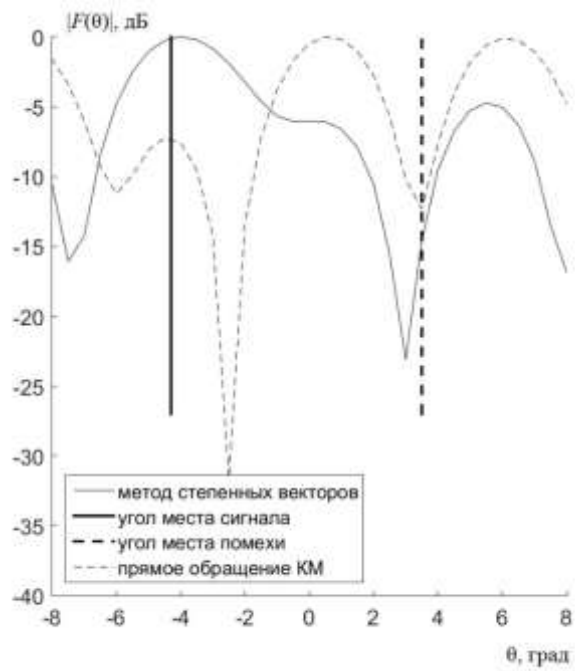


δ - принятый сигнал после подавления помехи

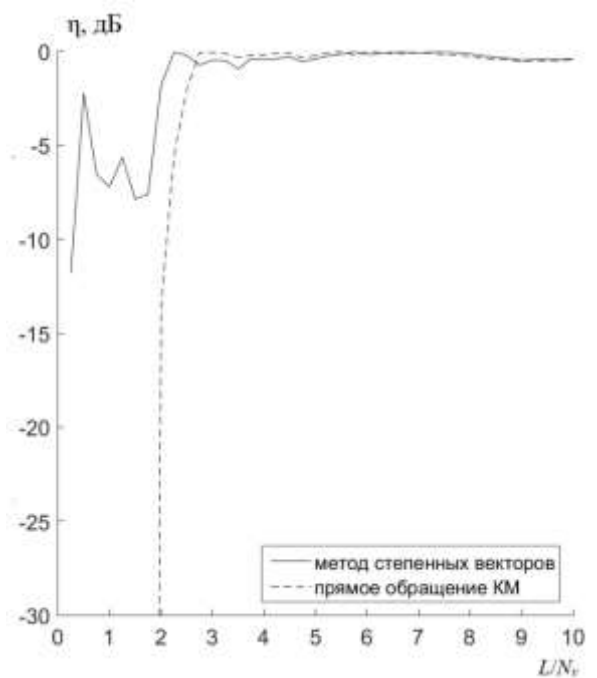
Рис. 1.12. Результаты обработки сценария 3 в угломестной плоскости

На рис. 1.12, ε и 1.13 ε изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при выключенном подавителе помех. На вход АР поступала аддитивная сумма сигнала,

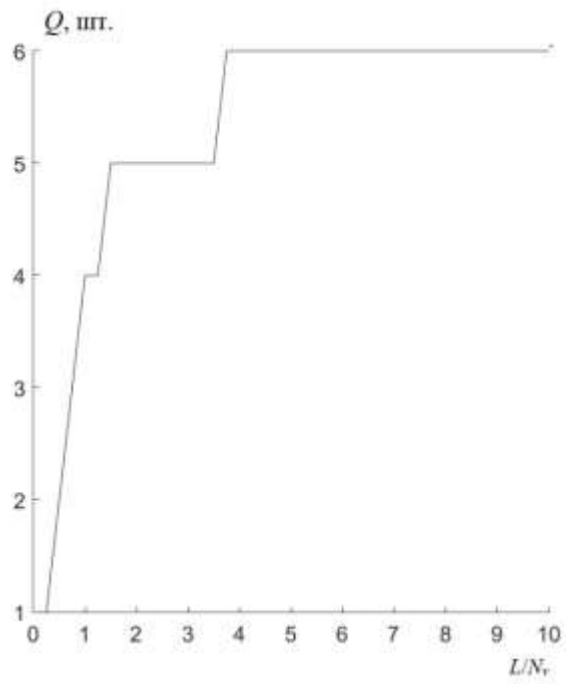
помехи и тепловых шумов. Соответственно на рис. 1.12, д и 1.13, д изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при включенном подавителе помех. Как видно из графиков после подавления помех на осциллограмме отчетливо формируются сжатые периодические импульсы кода Баркера длиной 11.



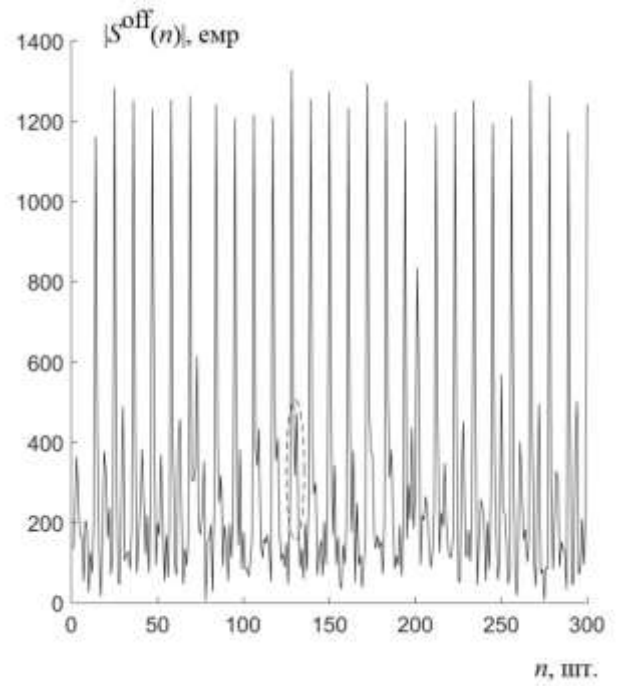
а - диаграмма направленности ААР



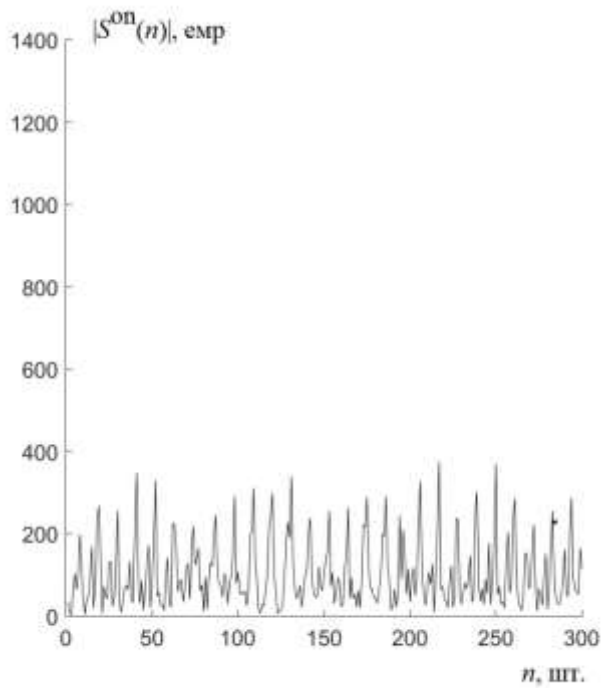
б - кривая адаптации



ϵ - число степенных векторов



ζ - принятый сигнал без подавления помехи



∂ - принятый сигнал после подавления помехи

Рис. 1.13. Результаты обработки сценария 4 в угломестной плоскости

Обработка измерений сценария №4 с фазоманипулированной помехой показала, что при большом числе выборок $L > N$, формируется 6 степенных векторов. Это происходит по тем же причинам, что и для сценария №2.

Обработка результатов экспериментов по сценариям №1-№4 показала, что метод степенных векторов применим и эффективно работает как в азимутальной, так угломестной плоскости. Он обеспечивает малые потери в ОСШП и высокой коэффициент подавления помехи, а также работает в случае короткой выборки.

1.3 Метод пространственного подавления помех в многолучевой антенной решетке с малой вычислительной сложностью

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работе [112].

В [151], [152] предложены два способа регуляризации весового вектора ААР с использованием степенных векторов. Решения для каждого из них получаются с помощью процедуры ортогонализации базиса стохастических степенных векторов $S, \hat{M}S, \hat{M}^2S, \dots, \hat{M}^KS$ и ограничения размерности базиса на основе статистически корректного условия для остановки данной процедуры. Методы обладают высокой эффективностью при короткой выборке входного процесса ($L < N$). Потери в ОСШ при адаптивной обработке по сравнению с оптимальной обработкой не превышают 3 дБ при числе выборок L большем или равным удвоенному числу источников помехи ($L \geq 2J$).

Для ААР с достаточно большим числом элементов большое внимание уделяется вопросу уменьшения вычислительной сложности методов формирования весового вектора [13]. Метод степенных векторов имеет относительно низкую вычислительную сложность. Число T требуемых операций комплексного умножения (КУ) зависит линейно от числа N элементов ААР, числа L выборок входного процесса и числа J источников помехи ($T \approx 2NLJ$) [152]. В то же время для метода рекуррентного оценивания обратной КМ [60], [142] число операций КУ $T \approx 2.5N^2L + N^2$, то есть пропорционально квадрату числа N элементов ААР.

Однако в отмеченных выше работах, связанных с исследованием эффективности метода степенных векторов, анализировалась проблема нахождения одного весового вектора, то есть рассматривались однолучевые ААР. На практике часто необходимо формировать большой набор лучей, чтобы обеспечивать параллельный обзор пространства, или выполнять сканирование одним лучом, чтобы обеспечивать последовательный обзор пространства. В том и другом случае речь идет о задании большого числа Q векторов $\mathbf{S}_i$ ($i=1,2,\dots, Q$). Рассмотрим типичные режимы работы ААР.

1.3.1 Режимы работы адаптивных антенных решеток

Режим 1. ААР имеет диаграммообразующую схему (ДОС) и формирует набор фиксированных ортогональных лучей (например, схема Батлера [156]). В этом случае набор ортонормированных векторов $\mathbf{S}_i$ задается в виде столбцов матрицы $\mathbf{D}$, которая является матрицей преобразования сигналов в ДОС. Корреляционная матрица $\hat{\mathbf{M}}$ преобразуется на выходе ДОС к виду $\mathbf{D}^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{D}$, а вектор сигнала $\mathbf{S}_i$ трансформируется в вектор $\mathbf{D}^H \mathbf{S}_i = \mathbf{q}_i$, где единичный вектор $\mathbf{q}_i$ имеет единицу в одной позиции с номером i и нули в остальных позициях, а верхний индекс « H » обозначает операцию эрмитового сопряжения. В этом случае для выполнения адаптивной обработки сигналов на выходе ДОС требуется набор весовых векторов, которые определяются из решений N уравнений, аналогичных по форме уравнению (1.1)

$$\mathbf{D}^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{D} \mathbf{V}_i = \mathbf{q}_i. \quad (1.29)$$

Режим 2. ААР имеет суммарно–разностную ДОС [157]. В этом случае первый столбец матрицы $\mathbf{D}$ равен вектору $\mathbf{S}_1$, другие столбцы являются ортогональными вектору $\mathbf{S}_1$, но между собой могут быть взаимно неортогональными. Нетрудно видеть, что в этом случае для адаптивной обработки сигналов на выходе ДОС надо применять весовой вектор $\mathbf{V}_1$, вычисленный из уравнения (1.29).

Режим 3. ААР выполняет сканирование одним лучом. В этом случае вектор $\mathbf{S}$ в (1.1) принимает последовательно различные значения $\mathbf{S}_i$, чтобы обеспечить

перемещение луча в пространстве. Таких векторов может быть значительно больше N и для каждого из них надо решать уравнение (1.1). Однако, если каждый из векторов $\mathbf{S}_i$ представить в виде разложения по N единичным векторам $\mathbf{q}_k$, то решение уравнения (1.1) получается в виде

$$\mathbf{W} = \sum_{k=1}^N s_{ik} \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{q}_k = \sum_{k=1}^N s_{ik} \mathbf{V}_k, \quad (1.30)$$

где s_{ik} – компонент вектора $\mathbf{S}_i$ с номером k . Отсюда видно, что для определения весового вектора надо решить только N уравнений вида $\hat{\mathbf{M}} \mathbf{V}_k = \mathbf{q}_k$. Физический смысл такой обработки сигналов заключается в том, что в начале обеспечивается подавление помех в каждом элементе ААР. Затем выполняется весовое суммирование для максимизации ОСШ на выходе ААР.

Очевидно, что во всех режимах работы ААР можно использовать один и тот же алгоритм обработки сигналов, решая одно или несколько уравнений вида

$$\mathbf{M} \mathbf{V}_i = \mathbf{q}_i. \quad (1.31)$$

Подход, основанный на формулах (1.30) и (1.31) является новым. В данном разделе исследуется эффективность применения метода степенных векторов для адаптивной обработки сигналов в многоэлементных и многолучевых ААР. При этом КМ помехи $\mathbf{M}$ и конфигурация решётки считаются произвольными. Число выборок входного процесса может быть как больше, так и меньше числа элементов решётки. Однако наибольшее внимание уделяется случаю короткой выборки входного процесса, когда число L выборок сравнимо или меньше числа N элементов ААР.

1.3.2 Оценка весовых векторов многолучевой АР с помощью метода степенных векторов

Любой из весовых векторов $\mathbf{V}_i$ ($i=1,2,\dots,N$) будем искать одинаковым образом [151], [152]. Поэтому далее будем опускать индекс i . С помощью вектора $\mathbf{q}$ и КМ $\mathbf{M}$ входного процесса сформируем систему степенных векторов $\mathbf{q}$, $\mathbf{M}\mathbf{q}$, $\mathbf{M}^2\mathbf{q}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{q}$. Затем перейдем к ортонормированным степенным векторам $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1,$

$\mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{(K-1)}$ с помощью процедуры ортогонализации, которая для степенных векторов имеет вид [153]:

$$\begin{cases} \mathbf{F}_0 = \mathbf{q}, \\ \mathbf{F}_1 = (\mathbf{f}_1^H \mathbf{f}_1)^{-0.5} \mathbf{f}_1, \quad \mathbf{f}_1 = \mathbf{M}\mathbf{F}_0 - \alpha_0 \mathbf{F}_0, \\ \vdots \\ \mathbf{F}_n = (\mathbf{f}_n^H \mathbf{f}_n)^{-0.5} \mathbf{f}_n, \quad \mathbf{f}_n = \mathbf{M}\mathbf{F}_{n-1} - \alpha_{n-1} \mathbf{F}_{n-1} - \beta_{n-2} \mathbf{F}_{n-2}, \end{cases} \quad (1.32)$$

где коэффициенты $\alpha_{n-1} = \mathbf{F}_{n-1}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_{n-1}$ ($n \geq 1$), $\beta_{n-2} = \mathbf{F}_{n-2}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_{n-1}$ ($n \geq 2$).

Процедура ортогонализации для степенных векторов имеет особенность, связанную с тем, что каждый ортогональный вектор, начиная с третьего, формируется с использованием только двух предыдущих векторов. Кроме этого все коэффициенты α и β являются действительными числами.

Аналогично [151], [152] вектор $\mathbf{V}$ представим в виде разложения в ортонормированном базисе $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$:

$$\mathbf{V} = \mathbf{F}_0 + \sum_{n=1}^{K-1} c_n \mathbf{F}_n, \text{ или } \mathbf{v} = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C}, \quad (1.33)$$

где матрица $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}]$ состоит из ортонормированных векторов, $\mathbf{C} = [c_1, \dots, c_{K-1}]^T$ – вектор действительных коэффициентов разложения, $(.)$ – знак транспонирования.

Подставим (1.33) в (1.31) и умножим полученное уравнение слева на матрицу $\mathbf{F}^H$. В результате получим следующее уравнение:

$$\mathbf{F}^H \mathbf{M}\mathbf{F}\mathbf{C} = -\mathbf{F}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_0. \quad (1.34)$$

Вектор $\mathbf{F}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_0$ имеет только один ненулевой элемент, равный β_0 , а матрица $\mathbf{F}^H \mathbf{M}\mathbf{F}$ является трехдиагональной [151], [152]

$$\mathbf{F}^H \mathbf{M}\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & \vdots & 0 & \vdots & 0 \\ \beta_1 & \alpha_2 & \beta_2 & \vdots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \beta_2 & \alpha_3 & \ddots & 0 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \ddots & \beta_j & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_j & \alpha_{j+1} & \ddots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \ddots & \ddots & \beta_{K-2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_{K-2} & \alpha_{K-1} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{F}^H \mathbf{M}\mathbf{F}_0 = \begin{pmatrix} \beta_0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (1.35)$$

Решение системы уравнений (1.34) имеет вид [151], [152]:

$$\begin{aligned}
c_1 &= -\frac{\beta_0}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\ddots \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}}}; \\
c_2 &= -\frac{\alpha_1 c_1 + \beta_0}{\beta_1}; \\
c_n &= -\frac{\beta_{n-2} c_{n-2} + \alpha_{n-1} c_{n-1}}{\beta_{n-1}}, \quad n = 3, 4, \dots, K-1.
\end{aligned} \tag{1.36}$$

Применим теперь полученное аналитическое решение для адаптивной обработки, когда точная КМ заменяется ее максимально правдоподобной оценкой $\hat{\mathbf{M}}$, полученной на основе L временных выборок случайных комплексных амплитуд $\mathbf{X}(l)$ входного процесса в виде (1.2) [60], [142], [158].

Заменим КМ $\mathbf{M}$ в процедуре ортогонализации (1.32) на ее максимально правдоподобную оценку (1.2). Собственные числа КМ (1.2) являются случайными, а их общее число равно числу N элементов ААР. Соответственно, размерность базиса стохастических степенных векторов становится равной N . Даже при отсутствии внешних источников помехи, когда в системе имеется только собственный шум, в результате процедуры (1.32) порождается N базисных векторов, хотя теоретически ненулевым вектором должен быть только вектор $\mathbf{F}_0$. Если кроме собственного шума имеется один источник помехи, то в результате процедуры (1.32) должны получаться два вектора $\mathbf{F}_0$ и $\mathbf{F}_1$, то есть должен формироваться один дополнительный вектор $\mathbf{F}_1$ для подавления источника помехи. Формирование других векторов будет приводить к уменьшению эффективности обработки, особенно при короткой выборке входного процесса ($L < N$). Таким образом, число базисных векторов должно ограничиваться статистически корректно, чтобы поддерживать ОСШ на высоком уровне. В этом заключается смысл процедуры регуляризации решения.

Регуляризацию решения будем проводить в два этапа. Задача первого этапа заключается в оценке наличия или отсутствия внешних источников помехи. Если принимается решение о наличии помехи, то выполняется второй этап, на котором производится статистически корректная остановка процедуры ортогонализации (1.32) и, следовательно, ограничение размерности степенного базиса.

1.3.3 Два этапа регуляризации

Этап 1. Допустим, что полезный сигнал наблюдается на фоне собственного гауссова шума с нулевым средним, мощностью σ_0^2 и КМ $\mathbf{M} = \sigma_0^2 \mathbf{I}$. В силу случайного характера выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ процесс ортогонализации (1.32) будет порождать вектор $\mathbf{F}_1$ и последующие векторы. Для регуляризации решения введем пороговое значение Th и будем сравнивать с ним квадрат модуля $|\mathbf{f}_1|^2$ вектора $\mathbf{f}_1$ в (1.32). Если порог окажется численно больше, то вектор $\mathbf{F}_1$ принимается равным нулю и процедура ортогонализации считается завершённой. В противном случае, выполняется переход ко второму этапу регуляризации.

Для вычисления порога Th учтем статистические свойства вектора $\mathbf{f}_1$, обусловленные собственным шумом. Среднее значение вектора $\mathbf{f}_1$ равно нулю ($\langle \mathbf{f}_1 \rangle = 0$), а отклонение от нулевого значения характеризуется средним квадратом $\langle |\mathbf{f}_1|^2 \rangle$ модуля этого вектора. Величину порога можно выбрать различными способами, если известна функция распределения вероятностей случайной величины $|\mathbf{f}_1|^2$. Обычно порог задается с помощью выражения

$$Th = \langle |\mathbf{f}_1|^2 \rangle + 3CKO(|\mathbf{f}_1|^2), \quad (1.37)$$

где $CKO(x)$ – среднеквадратическое отклонение случайной величины x .

В [151], [152] получено, что при отсутствии источников помехи порог (1.37) равен

$$Th = \sigma_0^4 \frac{N-1}{L} + \frac{3\sigma_0^4}{L} \sqrt{(N-1) \left(\frac{N}{L} + 1 \right)}. \quad (1.38)$$

Таким образом, порог увеличивается с ростом дисперсии σ_0^2 собственного шума и числа N элементов ААР и уменьшается при увеличении длины L входного процесса. На рис. 1.14 приведена интегральная функция распределения (ИФР) случайной величины $|\mathbf{f}_1|^2$. Число элементов ААР $N=30$, мощность собственного шума $\sigma_0^2=1$, число выборок входного процесса $L=15$. Вертикальной штриховой прямой показан порог $Th=3,80$, а горизонтальной – вероятность, что $|\mathbf{f}_1|^2 < Th$, равная 0,98.

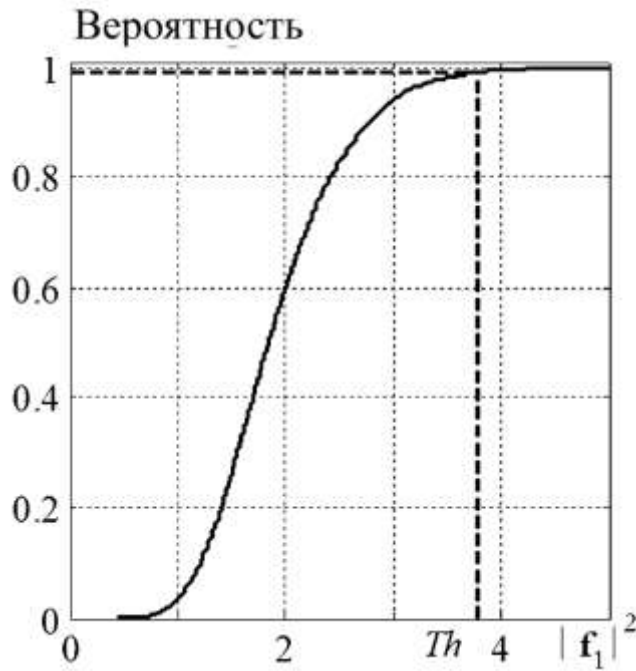


Рис. 1.14. Интегральная функция распределения квадрата модуля первого степенного вектора

Все векторы $\mathbf{V}_i$ ($i=1,2,\dots,N$) должны формироваться с помощью одинакового числа ортонормированных степенных векторов. Поэтому сравнение с порогом должно выполняться для величины $(|\mathbf{f}_1|^2)_{mean}$, усредненной по всем векторам $\mathbf{V}_i$. Если $(|\mathbf{f}_1|^2)_{mean} < Th$, то процедура (1.32) завершается и считается, что источников помех нет.

Этап 2. Статистически обоснованный выбор порогового значения Th (1.38) позволяет разрешить альтернативу «да» или «нет» в отношении внешних источников помехи. Однако применение данной пороговой техники для ограничения размерности базиса в случае воздействия J источников помехи является недостаточным. Это связано с тем, что сравнение порога (1.38) с величиной $(|\mathbf{f}_1|^2)_{mean}$ не гарантирует выполнение условия, что число вспомогательных базисных векторов не должно превышать числа источников помехи ($K-1 \leq J$).

Вектор $\mathbf{V}_i$ обеспечивает подавление помех на выходе i -го элемента ААР. Поскольку роль вектора $\mathbf{S}$ полезного сигнала играет вектор $\mathbf{q}_i$, то ОСШ будет равно $\eta_i = |\mathbf{V}_i^H \mathbf{q}_i|^2 / \mathbf{V}_i^H \mathbf{M} \mathbf{V}_i$. С учетом ортогональности базисных векторов имеем, что $\eta_i = 1 / \mathbf{V}_i^H \mathbf{M} \mathbf{V}_i$. Усредним ОСШ η_i по всем элементам. Процедуру ортогонализации

будем обрывать тогда, когда среднее ОСШ достигнет максимального значения. Однако вычислить ОСШ η_i не представляется возможным, т.к. точная КМ $\mathbf{M}$ является неизвестной. Поэтому заменим КМ $\mathbf{M}$ на ее оценку $\hat{\mathbf{M}}$ (1.38).

На рис. 1.15 показана зависимость оценки среднего ОСШ от числа сформированных вспомогательных векторов для разного числа источников помехи $J=3, 7, 12$.

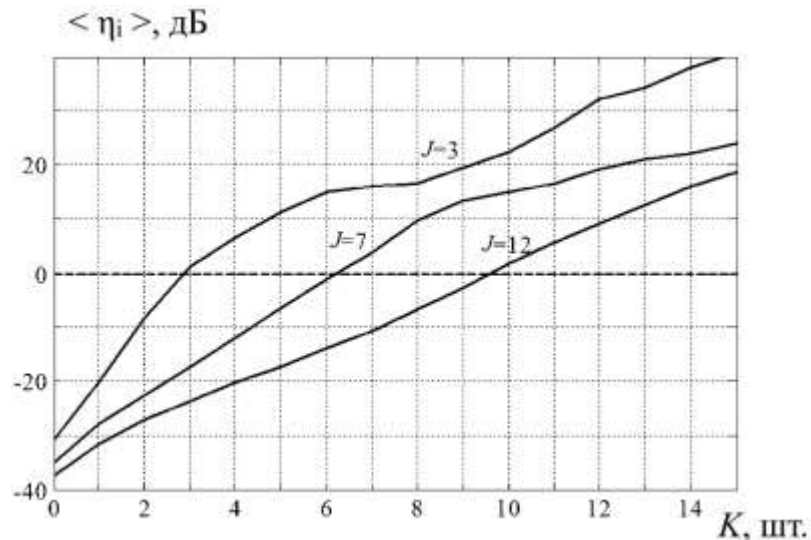


Рис. 1.15. Среднее ОСШ при различном числе степенных векторов до регуляризации

При моделировании выборки вектора комплексных амплитуд входного процесса будем задавать в виде $\mathbf{X}(l) = \xi(l) + a_1(l)\mathbf{S}_1 + \dots + a_J(l)\mathbf{S}_J$, где $\xi(l)$ – вектор собственного шума, каждый элемент которого имеет нулевое среднее и единичную мощность ($\sigma_0^2 = 1$), $a_i(l)$ – гауссов шум j -го источника с нулевым средним и некоторой мощностью, $\mathbf{s}_i$ – вектор-фазор направления на j -ый источник. Число элементов ААР $N=30$, число выборок входного процесса $L=15$. Источники располагались случайным образом, независимо друг от друга, с равномерной плотностью вероятности угловой координаты вне главного луча j -ой ДН ААР. Мощность каждого источника имела равномерное распределение вероятности в интервале от 1 до 1000. Задавалось 1000 реализаций углового положения источников помехи. Видно, что среднее ОСШ не имеет максимума и непрерывно возрастает с увеличением числа ортонормированных векторов. Более того,

полученная оценка превышает теоретически предельное значение ОСШ, которое соответствует случаю отсутствия источников помехи и равно 0 дБ (пунктирная кривая на рис. 1.15). Следовательно, полученное решение является некорректным.

Для получения корректного решения учтем априорную информацию о том, что в системе имеется собственный шум. Для оценки ОСШ будем применять регуляризованную КМ $\hat{\mathbf{M}}_r = \hat{\mathbf{M}} + \gamma \mathbf{I}$, где γ – параметр регуляризации, который вместе с единичной матрицей $\mathbf{I}$ имитирует собственный шум системы. В результате оценка ОСШ примет вид $\eta'_i = 1/(\mathbf{V}_i^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{V}_i + \gamma \mathbf{V}_i^H \mathbf{V}_i)$. Используя (1.33) и (1.36), эту формулу преобразуем к виду.

$$\eta'_i = \frac{1}{\alpha_{0i} + \beta_{0i} c_{li} + \gamma \mathbf{C}_i^H \mathbf{C}_i}. \quad (1.39)$$

Указанный двухэтапный подход к регуляризации, а также (1.39) является оригинальными. На рис. 1.16 показано полученное с помощью (1.39) среднее ОСШ $\eta' = N^{-1}(\eta'_1 + \eta'_2 + \dots + \eta'_N)$ в зависимости от числа вспомогательных базисных векторов при значениях параметров, соответствующих рис. 1.15.

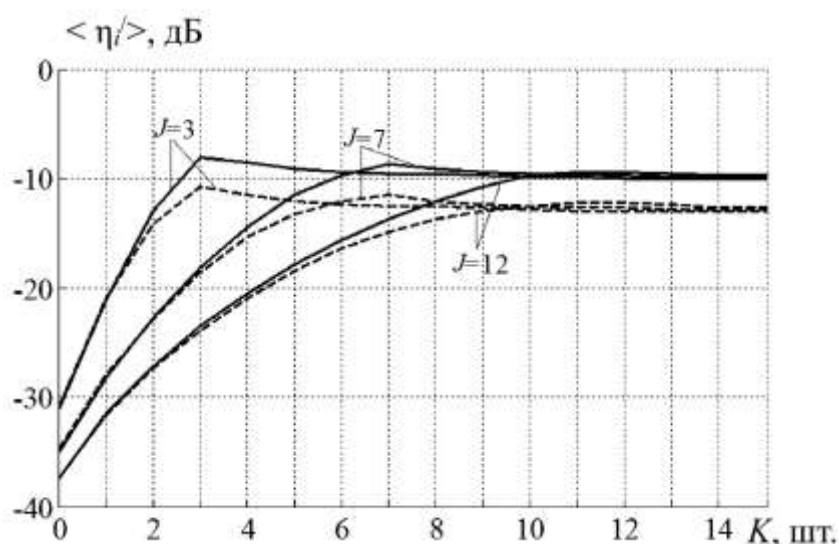


Рис. 1.16. Среднее ОСШ при различном числе степенных векторов после регуляризации

Сплошные кривые соответствуют параметру регуляризации $\gamma=4$, а пунктирные – $\gamma=10$. Видно, что средняя оценка ОСШ имеет максимум, когда число вспомогательных векторов равно числу источников помехи ($K-1=J$). Она не

превышает теоретически предельное значение ОСШ (0 дБ), что говорит о корректности полученного решения задачи. Математическое моделирование показало, что положение максимума среднего ОСШ не изменяется в достаточно широком диапазоне параметра $\gamma=[1\div 10]$.

Рассмотрим эффективность адаптивной обработки с использованием двухэтапной процедуры регуляризации при значениях параметров ААР и помеховой обстановки, соответствующих рис. 1.15 и рис. 1.16. Результатами моделирования являются кривая адаптации (зависимость среднего ОСШ от длины входного процесса) и среднее число вспомогательных степенных векторов, сформированных в результате регуляризации полученного решения. Для удобства среднее ОСШ (это ОСШ должно вычисляться по выборкам входного процесса, которые следуют после оценки весовых векторов V_i) будем нормировать на среднее ОСШ, соответствующее случаю точно известной КМ входного процесса. В результате получим потери в ОСШ, обусловленные конечной длиной выборки входного процесса.

На рис. 1.17 приведены зависимости потерь в ОСШ для различного числа источников помех $J=3, 7$ и 12 , а на рис. 1.18 показано среднее число вспомогательных весовых векторов, сформированных в результате двухэтапной процедуры регуляризации.

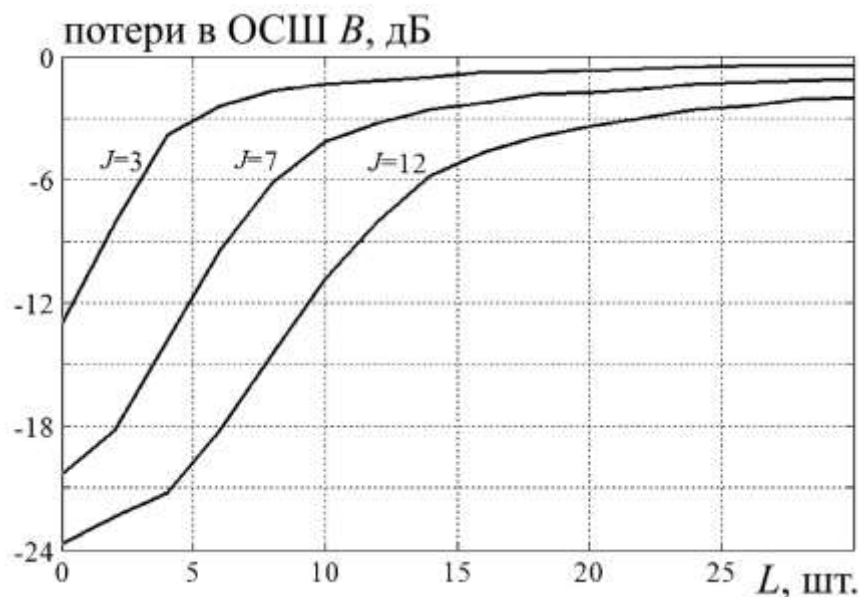


Рис. 1.17. Потери в ОСШ при различном числе выборок

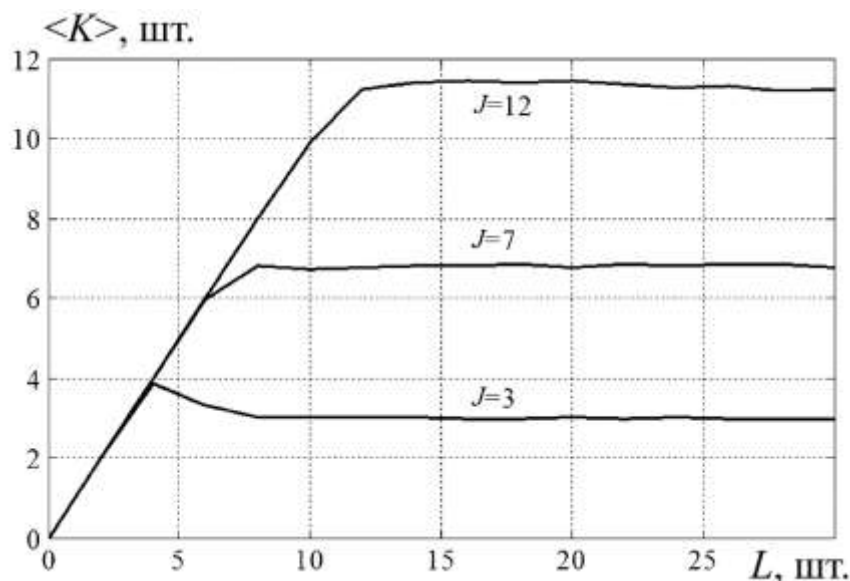


Рис. 1.18. Среднее число степенных векторов при различном числе выборок

Видно, что эффективность предложенной обработки является высокой. Например, средние потери в ОСШ не превышают 3 дБ при длине выборки $L=5, 12$ и 20 при $J=3, 7$ и 12, соответственно, то есть достаточно выбрать число выборок входного процесса в два раза больше числа источников помех ($L \geq 2J$). Число формируемых базисных векторов приблизительно равно числу источников помех ($K \approx J$), что соответствует теоретическому значению.

Оценим вычислительную сложность рассмотренного метода формирования весовых векторов, когда ААР выполняет сканирование лучом, а число Q векторов направлений может быть значительно больше числа N элементов ААР. Для оценки каждого из N весовых векторов $\mathbf{V}_i$ ($i=1,2,\dots,N$) в (1.31) необходимо выполнить $\approx 2NLJ$ КУ. Затем полученная обратная КМ умножается на векторы направлений для всех Q положений луча. Поэтому вычислительная сложность метода будет составлять $T \approx 2N^2LJ + QN^2$ КУ.

1.4 Выводы по первой главе

В первой главе проведен синтез методов двумерного подавления узкополосных помех с уменьшенной вычислительной сложностью в однолучевых

и многолучевых антенных решетках импульсных радаров, а также методов оценки числа помех.

В результате исследований в первой главе получены следующие выводы.

1. Предложены два алгоритма адаптивной обработки сигнала в базисе степенных векторов. Оба алгоритма используют процесс ортогонализации степенных векторов и отличаются выбором скалярного произведения. Дана физическая интерпретация предложенных алгоритмов.

2. Чтобы обеспечить высокую эффективность обработки сигнала в ААР, необходимо статистически корректно ограничивать размер степенного базиса в процессе ортогонализации. Корректное ограничение размера базиса можно обеспечить, если на каждом шаге процедуры ортогонализации делать оценку выходного ОСШ. При этом вместо точной КМ шума следует использовать регуляризованную КМ матрицу. Остановка процесса ортогонализации выполняется тогда, когда оценка ОСШ достигает максимального значения.

3. Представлены результаты обработки натурного эксперимента по двумерному (по азимуту и углу места) подавлению помехи в активном радаре с помощью метода степенных векторов. Использованы различные типы помех. Эксперимент доказал, что метод степенных векторов стабильно работает и в азимутальной и в угломестной плоскостях, в том числе для случая короткой выборки при измерении помеховой обстановки.

4. Эксперимент показал, что потери в отношении сигнал-шум плюс помеха на выходе антенной решетки при нормированном числе выборок более 0,5 не превышают 3 дБ (нормировка производится на число цифровых каналов антенной решетки). При этом коэффициент подавления помехи практически равен отношению помеха-шум на входе антенной решетки. Таким образом, помеха давится практически до уровня тепловых шумов.

5. Обработка результатов эксперимента показала, что число образованных степенных векторов равно числу тональных помех, присутствующих в эфире. Для случая узкополосных фазоманипулированных помех формируемое число степенных векторов определяется длиной оптимального накопителя. Метод

степенных векторов можно рекомендовать для практического применения в программном обеспечении для цифровых сигнальных процессоров современных радаров.

6. Рассмотрены многолучевые ААР, обеспечивающие максимальное значение ОСШ на выходе каждого луча. Предложен алгоритм адаптивной обработки сигнала в базисе степенных векторов и получены регуляризованные оценки весовых векторов по ограниченному числу выборок входного процесса. Число выборок является произвольным, однако особое внимание уделено случаю короткой выборки, когда число выборочных векторов меньше числа элементов ААР ($L < N$).

7. Приводятся результаты моделирования адаптивной обработки сигналов, которые показывают высокую эффективность обработки сигналов в ААР. Для обеспечения потерь в ОСШ, не превышающих 3 дБ, достаточно выбрать число выборок входного процесса только в два раза больше числа источников помех ($L \geq 2J$). Предложенный алгоритм может применяться в различных режимах работы ААР, например, при формировании большого числа лучей для параллельного обзора пространства, вспомогательных разностных лучей или при сканировании одним лучем для последовательного обзора пространства.

ГЛАВА 2. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПОДАВИТЕЛЯ ПОМЕХ НА БАЗЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ТИПА ИЛИ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Во второй главе развивается теория подавления широкополосных стационарных и импульсных помех в активных радарх и пассивных локационных системах с помощью пространственно-временных компенсаторов и адаптивных антенных решеток с уменьшенной вычислительной сложностью. Отдельно рассмотрен случай короткой выборки при измерении корреляционной матрицы широкополосных помех и процедура ее регуляризации. Основные результаты второй главы опубликованы в работах [81], [82], [83], [84], [85], [86], [87], [89]. В дальнейшем эта теория будет применена в главах три и четыре.

2.1 Метод временной обработки в одноканальном автокомпенсаторе широкополосной помехи на основе многоотводной линии задержки

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [81], [82], [111].

В современных системах радиосвязи, радиоэлектронной борьбы и радиолокационных станциях (РЛС) активно используются всевозможные одноканальные приемные системы. В связи со стремительно растущей вычислительной мощностью современных цифровых сигнальных процессоров наблюдается переход к использованию широкополосных сигналов [159], [160] в указанных системах. Широкополосные сигналы позволяют увеличить скорость передачи данных, повысить точность обнаружения и помехозащищенность. Однако при наличии активных широкополосных помех в эфире преимущества использования широкополосных сигналов могут нивелироваться.

Интенсивность аддитивных помех, частично перекрывающих частотный диапазон полезного сигнала, может быть намного выше интенсивности последнего. При этом помеховая обстановка может изменяться во времени из-за появления или

исчезновения тех или иных источников помех. В связи с этим возникает необходимость адаптивной обработки входного процесса в приемном тракте для подавления помех. Зачастую на практике целью адаптивной обработки является нахождение весового вектора, обеспечивающего максимальный коэффициент подавления помех [60], [142], [161]. Одним из вариантов решения указанной проблемы является использование трансверсального фильтра со встроенной линией задержки, позволяющего производить весовое суммирование задержанных сигналов. Данный фильтр можно называть одноканальным автокомпенсатором помех (АКП).

Методы формирования весового вектора АКП при воздействии широкополосных помех исследовались ранее. В зарубежной литературе присутствует достаточное количество работ по адаптивному формированию амплитудно-частотной характеристики фильтра для широкополосных помех [28], [162], [163], [164]. При этом рассматривается длинная выборка входного процесса, когда число L выборочных векторов больше числа T отводов в линии задержки ($L > T$). Публикаций для случая короткой выборки входного процесса ($L < T$) мало. Основным методом решения в большинстве работ базируется на прямом обращении КМ $\mathbf{M}$ входного процесса в отводах линии задержки (ЛЗ). Однако данный метод обладает достаточно высокой вычислительной сложностью, так как число комплексных умножений пропорционально кубу размерности искомого весового вектора.

2.1.1 Аналитическое решение для оптимального весового вектора и его регуляризация

Применим метод степенных векторов применительно к задаче максимизации коэффициента подавления широкополосных помех адаптивным трансверсальным фильтром. Рассмотрим одноканальный автокомпенсатор широкополосной помехи, схема которого приведена на рис. 2.1.

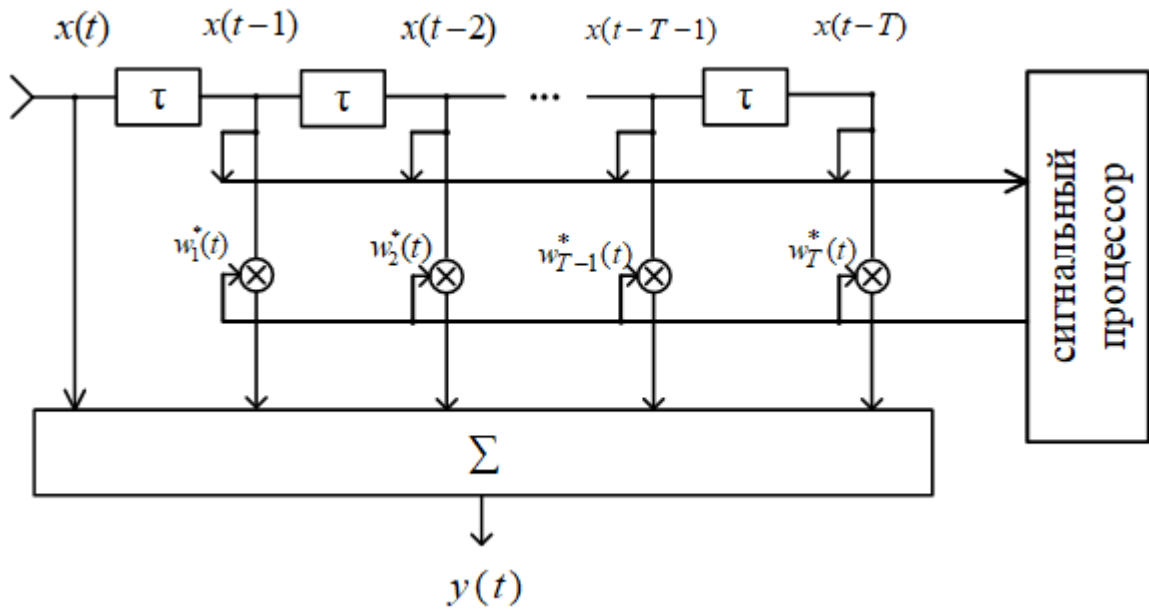


Рис. 2.1. Схема адаптивного широкополосного АКП

Помеха x_0 поступает на вход АКП в виде стационарного случайного комплексного широкополосного процесса. Помеха y на выходе фильтра получается в результате весового суммирования задержанной помехи в отводах ЛЗ и равна

$$y = x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}, \quad (2.1)$$

где x_0 – комплексная огибающая помехи на входе фильтра, $\mathbf{X}^T = (x_1, x_2, \dots, x_T)$ – вектор комплексных амплитуд помехи в T отводах фильтра, $\mathbf{W}^T = (w_1, w_2, \dots, w_T)$ – вектор весовых коэффициентов, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование. Время задержки $\tau = 1/F$, где F – частота дискретизации.

Средняя мощность помехи на выходе АКП определяется как $I(\mathbf{W}) = \langle |y|^2 \rangle = \langle |x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}|^2 \rangle$, где $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее. Обозначим $\mathbf{P} = \langle \mathbf{X} x_0^* \rangle$ – корреляционный вектор, элементами которого являются корреляционные моменты $\langle x_i x_0^* \rangle$, $\mathbf{R} = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle$ – корреляционная матрица помехи в отводах ЛЗ размерности $T \times T$ с ij -ым элементом равным $\langle x_i x_j^* \rangle$. Минимизация величины $I(\mathbf{W})$ приводит к основному уравнению АКП в виде (см., например, [161]):

$$\mathbf{R} \mathbf{W} = -\mathbf{P}. \quad (2.2)$$

Формальное решение уравнения (2.2) требует процедуры обращения матрицы:

$$\mathbf{W} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}. \quad (2.3)$$

При этом для минимальной мощности помехи на выходе АКП будем иметь

$$I_{\min} = \sigma_0^2 - \mathbf{P}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{W}, \quad (2.4)$$

где σ_0^2 – мощность помехи в основном канале АКП (в первом отводе фильтра).

Современные методы цифровой обработки сигналов позволяют выполнять непосредственное обращение корреляционной матрицы. При этом вместо точных корреляционной матрицы $\mathbf{R}$ и вектора $\mathbf{P}$ используются их максимально правдоподобные оценки на основе L выборок $\mathbf{x}(l\tau)$ входного процесса $\mathbf{x}(t)$ АКП [60], [142]

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l); \quad \hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) x_0^*(l), \quad (2.5)$$

где $\mathbf{x}(l)$ - выборка вектора комплексных амплитуд помехи в T отводах фильтра.

Вычислительная сложность процедуры обращения корреляционной матрицы пропорциональна T^3 и, следовательно, резко возрастает с ростом числа отводов ЛЗ. Другая проблема связана с тем, что при $L \approx T$ матрица $\hat{\mathbf{R}}$ является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа отводов ЛЗ ($L < T$), становится вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач [148]. Для их решения следует использовать методы регуляризации [149].

Подобные проблемы характерны для адаптивных антенных решеток. Для таких систем предложен ряд методов регуляризации весового вектора. В частности, представляют интерес методы обработки сигналов на основе степенного метода, основанного на представлении весового вектора в виде конечного разложения по степенным векторам [78], [80]. Эффективность подавления помехи с помощью указанного метода является высокой, а вычислительные затраты – относительно низкими, так как имеют линейную зависимость от числа элементов антенной

решетки и числа L выборок помехи. Учитывая схожесть принципов пространственной обработки сигналов в антенных решетках и временной обработки в широкополосных компенсаторах помехи, представляет интерес исследование эффективности степенного метода в АКП для широкополосных помех.

Рассмотрим процедуру построения решения уравнения (2.2) АКП. Будем считать, что широкополосная помеха формируется J' ($J' \leq T$) дискретными по частоте (однотональными) некоррелированными источниками. В этом случае комплексную огибающую процесса в m -ом отводе фильтра можно представить в виде:

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j \exp \left[i \left(2\pi f_j (t - m\tau) + \phi_j \right) \right] + n(t - m\tau), \quad (2.6)$$

где $n(t)$ – собственный шум на входе АКП с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 , σ_j – случайная амплитуда j -ой помехи частоты f_j , ϕ_j – случайная фаза с равномерным распределением в интервале $[0, 2\pi]$, $m = 0 \div T$.

Обозначим вектор-фазор размерности $T \times 1$:

$$\Phi_j = \exp \left[i 2\pi f_j \mathbf{T} \right], \quad \text{где } \mathbf{T} = \tau [1, 2, \dots, T]^T, \quad (2.7)$$

тогда для корреляционного вектора $\mathbf{P}$ и корреляционной матрицы $\mathbf{R}$ будем иметь

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j^2 \Phi_j \Phi_j^H, \quad \mathbf{P} = \langle \mathbf{X} x_0^* \rangle = \sum_{j=1}^{J'} \sigma_j^2 \Phi_j. \quad (2.8)$$

Корреляционный вектор $\mathbf{P}$ лежит в подпространстве, образованном векторами Φ_j . Корреляционная матрица $\mathbf{R}$ имеет в этом подпространстве J' собственных векторов $\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_{J'}$, соответствующих J' собственным числам $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{J'}$. Другие собственные векторы сосредоточены в ортогональном подпространстве, свободном от источников помехи и имеют размерность $(T - J')$. Применяя разложение по проекционным матрицам [153], получим следующие выражения для обратной корреляционной матрицы и весового вектора:

$$\mathbf{R}^{-1} = \sum_{j=1}^{J'} \frac{1}{\lambda_j} \mathbf{U}_j \mathbf{U}_j^H + \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{j=1}^{J'} \mathbf{U}_j \mathbf{U}_j^H \right), \quad (2.9)$$

$$\mathbf{W} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P} = -\sum_{j=1}^{J'} \frac{1}{\lambda_j} (\mathbf{U}_j^H \mathbf{P}) \mathbf{U}_j. \quad (2.10)$$

Формула (2.9) показывает, что оптимальный весовой вектор АКП принадлежит только подпространству, образованному векторами Φ_j . В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим систему степенных векторов: $\mathbf{P}, \mathbf{R}\mathbf{P}, \mathbf{R}^2\mathbf{P}, \dots, \mathbf{R}^{K-1}\mathbf{P}$ с числом линейно-независимых векторов $K \leq J'$ [78].

Степенные векторы образуют неортогональный базис. Поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$. Ортогонализация и нормировка степенных векторов начинается с вектора $\mathbf{P}$ и выполняется по следующей схеме [153]:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{F}}_1 = \mathbf{P}, & \mathbf{F}_1 = (\hat{\mathbf{F}}_1^H \hat{\mathbf{F}}_1)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_1, \\ \hat{\mathbf{F}}_2 = \mathbf{R}\mathbf{F}_1 - \alpha_1 \mathbf{F}_1, & \mathbf{F}_2 = (\hat{\mathbf{F}}_2^H \hat{\mathbf{F}}_2)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_2, \\ \hat{\mathbf{F}}_3 = \mathbf{R}\mathbf{F}_2 - \alpha_2 \mathbf{F}_2 - \beta_1 \mathbf{F}_1, & \mathbf{F}_3 = (\hat{\mathbf{F}}_3^H \hat{\mathbf{F}}_3)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_3, \\ & \dots \\ \hat{\mathbf{F}}_K = \mathbf{R}\mathbf{F}_{K-1} - \alpha_{K-1} \mathbf{F}_{K-1} - \beta_{K-2} \mathbf{F}_{K-2}, & \mathbf{F}_K = (\hat{\mathbf{F}}_K^H \hat{\mathbf{F}}_K)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_K, \end{cases} \quad (2.11)$$

где $\alpha_k = (\mathbf{F}_k^H \mathbf{R}\mathbf{F}_k)$ и $\beta_{k-1} = (\mathbf{F}_k^H \mathbf{R}\mathbf{F}_{k-1})$ – действительные коэффициенты.

Представим весовой вектор в виде разложения по векторам $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$, то есть

$$\mathbf{W} = c_1 \mathbf{F}_1 + c_2 \mathbf{F}_2 + c_3 \mathbf{F}_3 + \dots + c_K \mathbf{F}_K = \mathbf{F}\mathbf{C}. \quad (2.12)$$

Здесь введены матрица $\mathbf{F} = (\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K)$, составленная из векторов $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$, и вектор $\mathbf{C} = (c_1, c_2, \dots, c_K)$ коэффициентов разложения. Чтобы найти вектор $\mathbf{C}$, подставим (2.12) в (2.2) и умножим слева на матрицу $\mathbf{F}^H$. В результате получим систему из K уравнений для вектора $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{F}^H \mathbf{R} \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H \mathbf{P}. \quad (2.13)$$

Процедура ортогонализации (2.11) обладает важным свойством. Каждый ортогональный вектор, начиная с третьего, формируется с использованием только двух предыдущих векторов. Благодаря этому матрица $\mathbf{F}^H \mathbf{R} \mathbf{F}$ является трехдиагональной, а вектор $\mathbf{F}^H \mathbf{P}$ имеет только первый ненулевой элемент, равный

$\beta_0 = \|\mathbf{P}\|$. Такие свойства матрицы $\mathbf{F}^H \mathbf{R} \mathbf{F}$ и вектора $\mathbf{F}^H \mathbf{P}$ позволяют получить точное аналитическое решение для коэффициентов $c_1, c_2, \dots, c_K$ в виде [78], [80]

$$\begin{aligned} c_1 &= -\frac{\|\mathbf{P}\|}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\ddots \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_{K-1} - \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_K}}}}}; \\ c_2 &= -\frac{\alpha_1 c_1 + \|\mathbf{P}\|}{\beta_1}; \\ c_n &= -\frac{\beta_{n-2} c_{n-2} + \alpha_{n-1} c_{n-1}}{\beta_{n-1}}, \quad n = 3, 4, \dots, K. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Учитывая ортогональность векторов $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$, из (2.2) получим, что минимальное значение мощности помехи на выходе компенсатора равно

$$I_{\min}(K) = \sigma_n^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{F} \mathbf{C} = \sigma_n^2 + \mathbf{P}^H (\mathbf{F}_1 c_1 + \mathbf{F}_2 c_2 + \dots + \mathbf{F}_K c_K) = \sigma_n^2 + c_1 |\mathbf{P}|. \quad (2.15)$$

По мере увеличения числа базисных векторов, средняя мощность помехи на выходе АКП уменьшается и достигает минимального значения при полном размере базиса, равном числу помех J' . Если процесс ортогонализации обрывать принудительно при некотором $K < J'$, то получим квазиоптимальную обработку.

На практике мы имеем дело с L обучающими выборками помехи и пользуемся максимально правдоподобными оценками (2.3) для матрицы $\mathbf{R}$ и вектора $\mathbf{P}$. В этом случае число K независимых базисных степенных векторов становится равным числу линий задержки T , если $L \geq T$, или числу выборок L , если $L < T$. Это обусловлено случайным характером оценок (2.5) и связано с ограниченным числом выборок L . Формальное применение процесса ортогонализации (2.11) приводит к образованию ортонормированной системы векторов с максимальной размерностью. В свою очередь, это приводит к уменьшению эффективности подавления помехи и возрастанию вычислительной сложности.

Собственные числа матрицы $\mathbf{R}$ из (2.8) являются неотрицательными случайными числами и могут принимать значения, близкие или равные нулю, а корреляционный вектор $\mathbf{P}$ имеет ненулевые случайные компоненты в подпространстве размерности $(T-J)$, ортогональном подпространству источников

помехи. В результате вместо (2.10) для оценки весового вектора многоканального компенсатора помехи (МКП) получается следующая формула:

$$\hat{\mathbf{W}} = -\hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{P}} = -\left(\sum_{k=1}^{J'} \frac{1}{\hat{\lambda}_k} (\hat{\mathbf{U}}_k^H \hat{\mathbf{P}}) \hat{\mathbf{U}}_k + \sum_{k=J'+1}^T \frac{1}{\hat{\lambda}_k} (\hat{\mathbf{U}}_k^H \hat{\mathbf{P}}) \hat{\mathbf{U}}_k \right), \quad (2.16)$$

где $\hat{\lambda}_k$ -собственные числа матрицы $\hat{\mathbf{R}}$.

Второе слагаемое в скобках может принимать большие значения, когда собственные числа близки к нулю, или быть полностью неопределенным, если хотя бы одно собственное число равно нулю. В этом проявляется некорректность решения. Заметим, что этот эффект имеет общий характер и проявляется при использовании любого адаптивного алгоритма, если регуляризация не применяется. При $L=\infty$ второе слагаемое в (2.16) стремится к нулю, и решение становится корректным.

Для устранения указанного эффекта необходимо выполнять регуляризацию решения, ограничивая число базисных векторов. Для регуляризации решения математической задачи обычно рекомендуется использовать имеющуюся априорную информацию, исходя из физического содержания задачи. В данном случае учтем априорную информацию о том, что в системе имеется собственный шум с известными статистическими характеристиками. Корреляционная матрица собственного шума в компенсационных каналах имеет вид матрицы $\gamma \mathbf{I}$, где γ - некий действительный коэффициент. Такая же корреляционная матрица собственного шума должна быть и после ортогонализации, поскольку система базисных векторов ортонормирована. Каждый дополнительный базисный вектор в (2.12) не только способствует уменьшению мощности помехи на выходе АКП, но и добавляет долю собственного шума мощностью γ . Минимум мощности помехи на выходе АКП должен получиться тогда, когда мощность компенсированной помехи при добавлении нового вектора в (2.2) равна мощности добавленного при этом собственного шума. Если мощность компенсированной помехи становится меньше мощности добавленного собственного шума, то процесс ортогонализации

следует останавливать и такой базисный вектор не следует принимать во внимание. Такова идея регуляризации в нашем случае. Данная идея является оригинальной.

С учетом добавления собственного шума на каждом шаге ортогонализации (2.11), оценку выходной мощности помехи будем выполнять по обучающей выборке длины L следующим образом:

$$\hat{I}_{\min}(n) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |y(l, n)|^2 + \sigma_0^2 + \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{W}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left| x_0(l) + \hat{\mathbf{W}}^H(n) \mathbf{X}(l) \right|^2 + \sigma_0^2 + \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{W}}. \quad (2.17)$$

Известно, что вычислительная сложность процедуры прямого обращения матрицы пропорциональна T^3 . Вычислительную сложность предложенного алгоритма оценивания весового вектора (2.12) найдем, используя формулы (2.5), (2.11) и (2.14). При этом ограничимся подсчетом числа комплексных умножений (КУ). В наиболее простом случае одного источника однотоновой помехи ($K=J'=1$) требуется только один базисный вектор, поэтому необходимо выполнить $2T(L+1)$ КУ. В случае двух источников однотоновой помехи требуются два базисных вектора, поэтому необходимо дополнительно сделать $2TL$ КУ. В случае трех источников однотоновой помехи дополнительно требуется сделать T КУ, что в результате дает $T(4L+3)$ КУ. Затраты на вычисление каждого последующего базисного вектора равны затратам на вычисление третьего базисного вектора. При формировании K базисных векторов число необходимых КУ приближенно можно оценить, как $NL(K+1)$. Таким образом, вычислительные затраты данного алгоритма имеют пропорциональную зависимость от числа линий задержки АКП T , числа выборок помехи L и числа базисных векторов K .

2.1.2 Модель широкополосной помехи

В работе была использована П-образная модель широкополосной помехи. Данная модель может иметь место в реальной радиолокационной помеховой обстановке [165]. Пусть центральная несущая частота равняется F_0 , аналоговая полоса СВЧ приемника равняется ΔF , занимаемая полоса частот каждой помехи Δf . Будем считать, что ширина полосы частот каждой помехи Δf не может быть больше полной полосы частот приема полезного сигнала ΔF ($\Delta f < \Delta F$). На рис. 2.2

приведено соотношение полной полосы приема полезного сигнала и мгновенного положения по частоте для двух широкополосных помех.

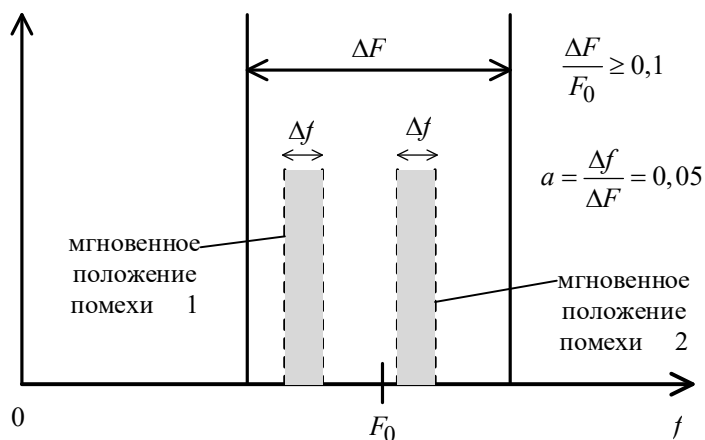


Рис. 2.2. Мгновенные положения двух широкополосных помех в полной полосе приема

Известно [215], что принимаемый радиолокационной системой полезный сигнал считается широкополосным если $\Delta F / F_0 \geq 0,1$. Если же $\Delta F / F_0 \leq 0,001$, то принимаемый радиолокационной системой полезный сигнал считается узкополосным. К примеру, в традиционном узкополосном обзорном радаре дециметрового диапазона длин волн несущей частотой $F_0 = 1,5$ ГГц и полосой приёмника $\Delta F = 1$ МГц это соотношение равняется 0,00066.

В случае если мгновенная полоса частот, занимаемая помехой, равняется полосе полезного сигнала $\Delta F = \Delta f$, то в системе с одним антенным (пространственным) каналом ее подавить невозможно. В данном случае необходимо формирование провала в диаграмме направленности на том пеленге, где присутствует помеха.

Гораздо более распространенным случаем на практике является ситуация, когда мгновенная полоса частот помехи, формируемая постановщиком, занимает лишь часть полной полосы приема. И в этой мгновенной полосе концентрируется вся мощность помехи. При этом центральная частота помехи случайным образом меняется и в среднем помеха присутствует во всей полосе приема ΔF . Будем считать помеху широкополосной, если $\Delta f / \Delta F \geq 0,05$, тогда относительно несущей

частоты мгновенная полоса частот помехи $\Delta f / F_0 \geq 0,005$, что также не является узкополосным приближением.

При численном моделировании каждая из помех рассчитывалась как набор из $V=10$ гармоник эквидистантно расположенных. Центральная частота каждой помехи f_j имела равномерное случайное распределение во всей полосе частот, ширина каждой помехи $a = \Delta f / \Delta F = 0,05$ от полосы приемника. Мощность каждой помехи была случайной из диапазона $[10 \sigma_n^2 \dots 100 \sigma_n^2] / J$.

На рис. 2.3 показан спектр одной из реализаций помеховой обстановки для $J=3$ широкополосных помех. На рис. 2.4 построен коэффициент корреляции одной широкополосной помехи, сформированный по предложенной модели, в зависимости от числа элементов в линии задержки T .

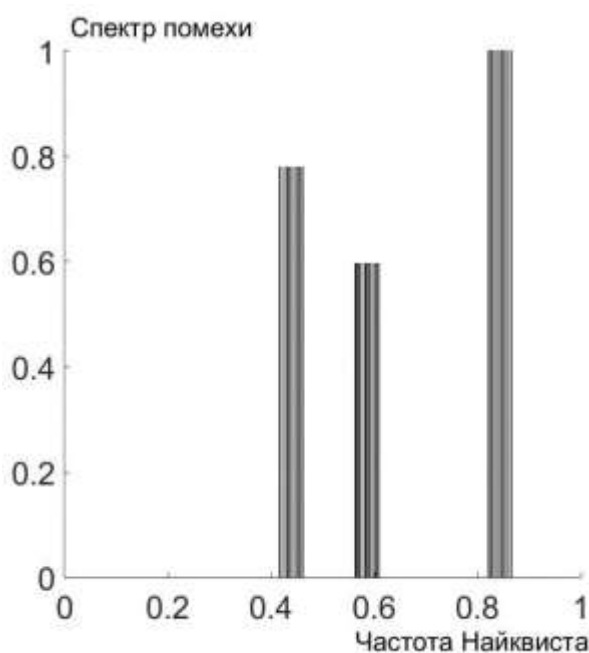


Рис. 2.3. Спектр случайной реализации модели помехи

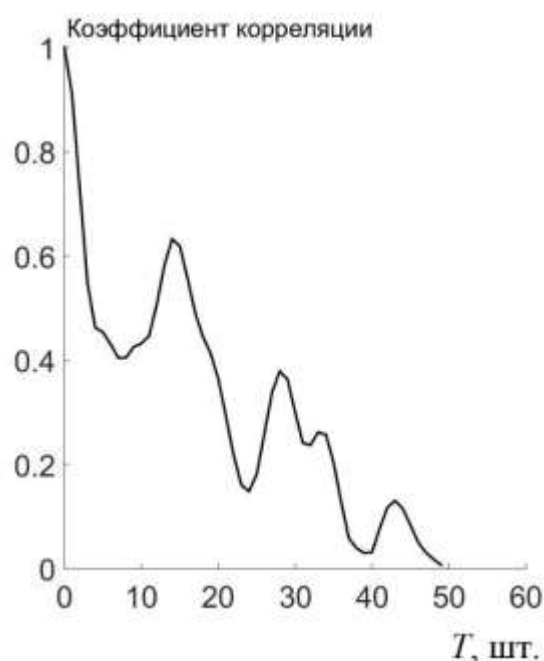


Рис. 2.4. Коэффициент корреляции широкополосной помехи

2.1.3 Результаты численного моделирования коэффициента подавления

Эффективность АКП обычно оценивается величиной коэффициента B подавления помехи, который определяется, как отношение мощности $I_{\min}$ помехи на выходе АКП к мощности σ_0^2 помехи на основном входе

$$B = \frac{I_{\min}}{\sigma_0^2} = 1 + \frac{\mathbf{P}^H \mathbf{W}}{\sigma_0^2}. \quad (2.18)$$

Часто коэффициент B называют нормированной мощностью помехи на выходе АКП. Для оценки корреляционной матрицы и корреляционного вектора применим выражения (2.5), в котором m -ый элемент вектора $\mathbf{X}(l)$ определяется выражением (2.6). Оценку входной мощности шума также найдем по L выборкам входного процесса (2.6). Получим, что

$$\hat{\sigma}_0^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |x_0(l\tau)|^2. \quad (2.19)$$

При выполнении имитационного моделирования исследовалось, как при использовании предложенного метода коэффициент подавления широкополосной помехи зависит от числа выборок L помехи и числа линий задержки T . Также вычислялась зависимость регуляризованного коэффициента подавления помехи (с учетом (2.17)) от числа образованных степенных векторов. Для точно известной корреляционной матрицы помехи получен предельно возможный коэффициент подавления.

На рис. 2.5 приведены зависимости коэффициента подавления широкополосной помехи от числа выборок L при наличии в эфире $J=3$ и $J=5$ помех. Горизонтальные пунктирные линии соответствуют предельному значению коэффициента подавления (при $L=\infty$) вычислялись по формуле (2.4). Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000, число линий задержки $T=16$.

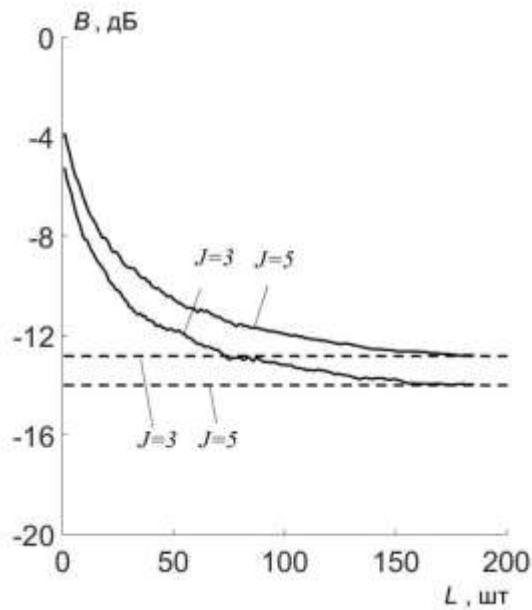


Рис. 2.5. Коэффициент подавления АКП
в зависимости от числа выборок широкополосной помехи

Из рис. 2.5 видно, что коэффициент подавления практически достигает предельно возможного значения. Причем начиная с $L > 100$ коэффициент подавления практически достигает своего теоретического предела.

На рис. 2.6 представлены зависимости числа K образованных в результате процедуры регуляризации степенных векторов от числа выборок L для $J=3$ и $J=5$ помех.

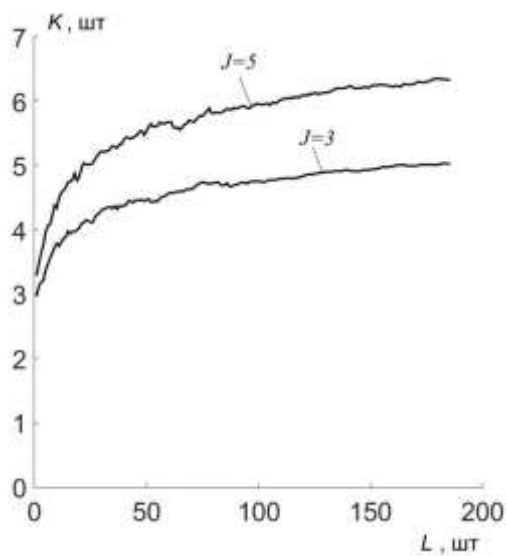


Рис. 2.6. Среднее число образованных степенных векторов
в зависимости от числа выборок широкополосной помехи

Рис. 2.6 подтверждает основную идею и верность процедуры регуляризации размерности степенного базиса. При $L > 100$ число образованных степенных векторов практически не увеличивается. При этом число сформированных степенных векторов на 1-2 больше, чем число действующих широкополосных помех.

На рис. 2.7 изображен коэффициент подавления широкополосной помехи в зависимости от числа линий задержки T для $J=3$ и $J=5$ помех. Число выборок помехи равнялось $L=50$.

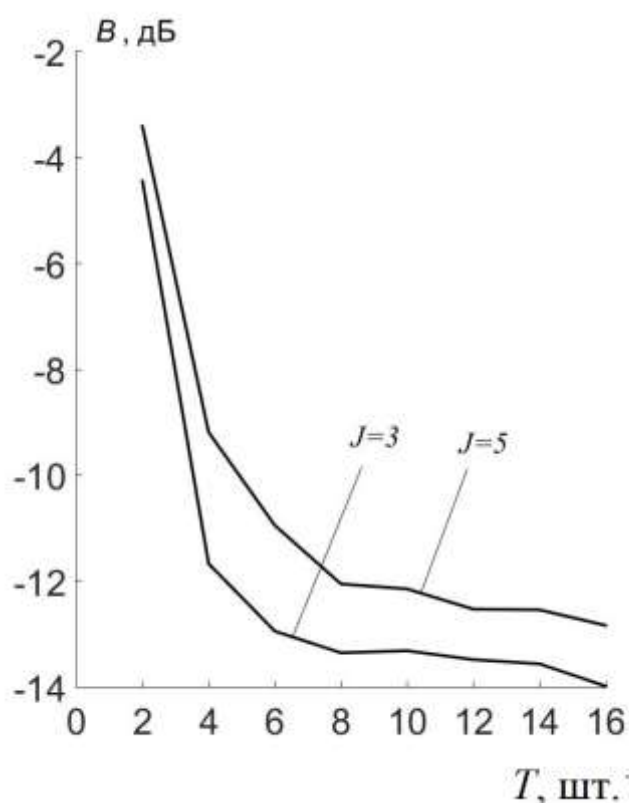


Рис. 2.7. Коэффициент подавления АКП в зависимости от числа линий задержки трансверсального фильтра

Из рис. 2.7 видно, что для $J=3$ начиная с $T=5$ задержек коэффициент подавления помехи практически выходит на постоянное значение. Таким образом, дальнейшее увеличение числа линий задержки не приводит к увеличению «количества информации» в АКП о самой помехе. При этом графики на рис. 2.7 полностью согласуются с функцией корреляции изображенной на рис. 2.4, поскольку уровень 0,5 коэффициента корреляции как раз соответствует $T=5$ линиям задержки.

На рис. 2.8 дан модуль амплитудно-частотной характеристики трансверсального фильтра сформированного в соответствии с предложенным алгоритмом в зависимости от частоты Найквиста для случайной реализации помеховой обстановки ($J=3$ и $L=50$, $T=16$). Пунктирными вертикальными линиями обозначены частоты, на которых была сформирована помеха.

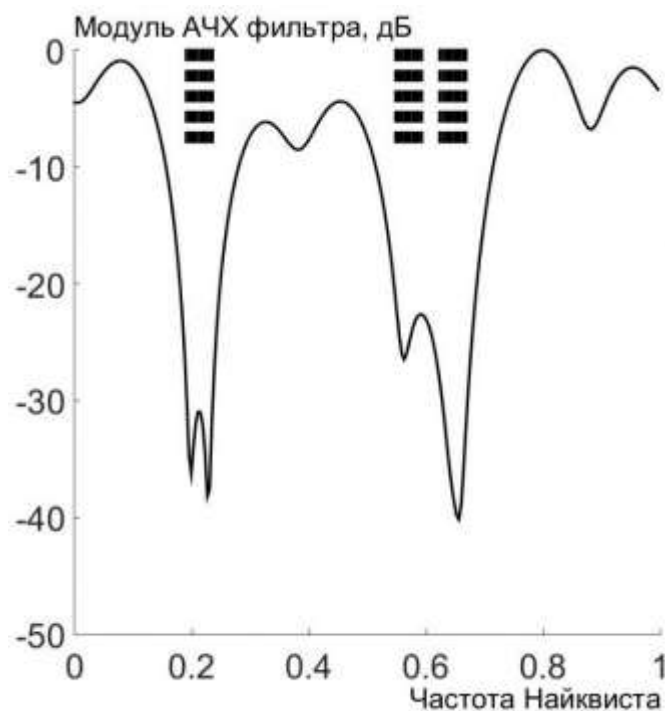


Рис. 2.8. Амплитудно-частотная характеристика фильтра, настроенного на случайную реализацию широкополосной помехи

Рис. 2.8 показывает, что провалы в амплитудно-частотной характеристике трансверсального фильтра формируются на тех частотах, на которых действует помеха.

2.2 Пространственно-временной многоканальный автокомпенсатор широкополосных помех

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [83], [113].

2.2.1 Аналитическое решение для оптимального весового вектора многоканального автокомпенсатора и его регуляризация

Рассмотрим метод, использующий для подавления широкополосных помех адаптивный многоканальный компенсатор помех, содержащий многоотводные ЛЗ в каждом из компенсационных каналов. Структура предлагаемого адаптивного компенсатора широкополосных помех (АКШП) изображена на рис. 2.9.

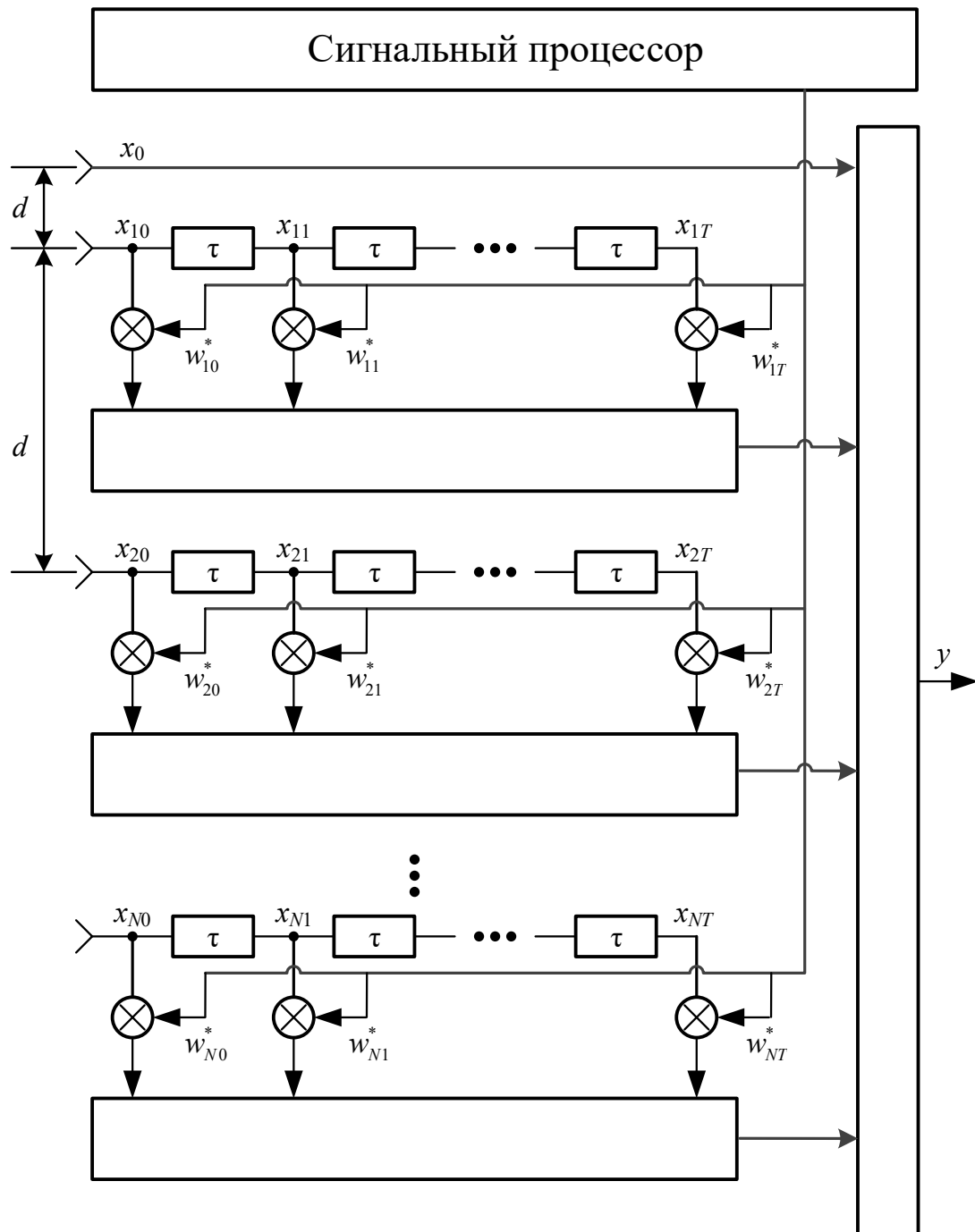


Рис. 2.9. Структура адаптивного компенсатора широкополосных помех

В предлагаемом АКШП каждый из N компенсационных каналов представляет собой трансверсальный фильтр с $T+1$ отводами, сигналы в которых подвергаются весовому суммированию с адаптивно вычисляемыми коэффициентами. В качестве метода расчета весового вектора АКШП предлагается использовать объединение методов, изложенных в [78] и [111].

Одним из наиболее важных критериев эффективности обработки в АКШП является коэффициент подавления помехи, который равен отношению средней мощности помехи на входе АКШП к средней мощности помехи на его выходе. Помеха поступает на основной вход АКШП в виде стационарного случайного комплексного процесса x_0 . Тогда процесс y на выходе АКШП можно записать следующим образом:

$$y = x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}, \quad (2.20)$$

где $\mathbf{X}^T = ((x_{10}, x_{20}, \dots, x_{N0}), (x_{11}, x_{21}, \dots, x_{N1}), \dots, (x_{1T}, x_{2T}, \dots, x_{NT}))$ – вектор комплексных амплитуд помехи во всех отводах ЛЗ всех компенсационных каналов АКШП размерности $[1 \times N(T+1)]$, $\mathbf{W}^T = ((w_{10}, w_{20}, \dots, w_{N0}), (w_{11}, w_{21}, \dots, w_{N1}), (w_{1T}, w_{2T}, \dots, w_{NT}))$ – вектор весовых коэффициентов размерности $[1 \times N(T+1)]$, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование. Время задержки $\tau = 1/F$, где F – частота дискретизации входного процесса.

Средняя мощность помехи на выходе АКШП $I(\mathbf{W}) = \langle |y|^2 \rangle = \langle |x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}|^2 \rangle$, где $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее. Обозначим $\mathbf{P} = \langle \mathbf{X} \cdot \mathbf{x}_0^* \rangle$ – корреляционный вектор, $\mathbf{R} = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle$ – КМ помехи во всех $T+1$ отводах ЛЗ всех N компенсационных каналов АКШП. Минимизация величины $I(\mathbf{W})$ приводит к основному уравнению АКШП в виде (2.2).

Рассмотрим процедуру построения решения уравнения (2.2) АКШП. Будем считать, что каждая из J ($J \leq N$) широкополосных помех формируется Q дискретными по частоте (однотональными) некоррелированными источниками. В этом случае l -ый временной отсчет комплексной огибающей процесса в t -ом отводе фильтра n -го компенсационного канала АКШП можно представить в виде:

$$x_{nt}(l) = \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq} \exp \left[i \left(2\pi f_{jq} (l-t) \tau + \phi_{jq} \right) \right] \exp \left[i \frac{2\pi \cdot d \cdot n \cdot \sin \theta_j}{\lambda_{jq}} \right] + \xi_n(l-t), \quad (2.21)$$

где $\xi_n(l)$ – собственный шум n -ого приемного канала компенсатора с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\text{сш}}^2$, σ_{jq} – случайная амплитуда помехи с частотой f_{jq} , ϕ_{jq} – случайная начальная фаза, $t = 0 \div T$, $n = 1 \div N$, λ_{jq} – длина волны помехи с частотой f_{jq} , d – расстояние между приемными элементами компенсатора, θ_j – направление на j -ый источник помехи.

Обозначим вектор-фазор размерности $N(T+1) \times 1$:

$$\Phi_{jq} = \text{DIAG} \left\{ \exp \left[i 2\pi f_{jq} \cdot \tau \cdot \mathbf{T} \right] \right\} \cdot \exp \left[i \frac{2\pi d \sin \theta_j}{\lambda_{jq}} \mathbf{N} \right], \quad (2.22)$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0, \dots, 0, 1, \dots, 1, 2, \dots, 2, \dots, T, \dots, T \\ N \text{ ум.} \quad N \text{ ум.} \quad N \text{ ум.} \quad N \text{ ум.} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} [1, 2, \dots, N], [1, 2, \dots, N], \dots, [1, 2, \dots, N] \\ (T+1) \text{ ум.} \end{bmatrix}^T,$$

где $\text{DIAG}\{\mathbf{A}\}$ – квадратная матрица, элементы на главной диагонали которой равны элементам вектора $\mathbf{A}$, а элементы вне главной диагонали равны нулю, $\mathbf{T}$ – вектор временных задержек между отводами ЛЗ всех компенсационных каналов, а вектор-столбец $\mathbf{N}$ размера $N(T+1) \times 1$ содержит номера соответствующих компенсационных каналов для каждого отвода ЛЗ, $()^T$ – операция транспонирования.

Учитывая введенные обозначения и равенство мощности $\sigma_{\text{сш}}^2$ собственных шумов во всех компенсационных каналах АКШП, корреляционный вектор $\mathbf{P}$ и матрицу $\mathbf{R}$ можно представить следующим образом:

$$\mathbf{P} = \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq}^2 \Phi_{jq}, \quad \mathbf{R} = \sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq}^2 \Phi_{jq} \Phi_{jq}^H. \quad (2.23)$$

Корреляционный вектор $\mathbf{P}$ лежит в подпространстве, образованном векторами Φ_{jq} . Корреляционная матрица $\mathbf{R}$ имеет в этом подпространстве S собственных векторов $\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_S$, соответствующих S собственным числам $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_S$. Другие собственные векторы сосредоточены в ортогональном подпространстве, свободном от источников помехи и имеющем размерность $(N(T+1)-S)$. Применяя разложение по проекционным матрицам, получим следующие выражения для обратной корреляционной матрицы и весового вектора:

$$\mathbf{R}^{-1} = \sum_{s=1}^S \frac{1}{\lambda_s} \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H + \frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{s=1}^S \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \right), \quad (2.24)$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} = - \sum_{s=1}^S \frac{1}{\lambda_s} (\mathbf{U}_s^H \mathbf{P}) \mathbf{U}_s. \quad (2.25)$$

Формула (2.24) показывает, что оптимальный весовой вектор АКШП принадлежит только подпространству, образованному векторами Φ_{jq} . В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим систему степенных векторов: $\mathbf{P}, \mathbf{R}\mathbf{P}, \mathbf{R}^2\mathbf{P}, \dots, \mathbf{R}^{K-1}\mathbf{P}$ с числом линейно-независимых векторов $K \leq S$ [153]. Решение уравнения (2.25) выполняется согласно формулам (2.11) – (2.15). Процедура полностью идентичная. Таким образом, в АКШП сначала происходит пространственная фильтрация, а потом частотная.

Эффективность АКШП обычно оценивается величиной коэффициента подавления помехи, который определяется, как отношение мощности σ_0^2 помехи на основном входе к мощности $I_{\min}$ помехи на выходе АКШП. Однако удобнее пользоваться величиной B , обратной коэффициенту подавления и равной

$$B = \frac{I_{\min}}{\sigma_0^2} = 1 + \frac{c_1 |\mathbf{P}|}{\sigma_0^2}. \quad (2.26)$$

Из формул (2.14) и (2.15) можно установить, что с увеличением числа базисных векторов, средняя мощность помехи на выходе АКШП уменьшается и достигает минимального значения при полном размере базиса, равном K . Если процедуру ортогонализации (2.11) обрывать принудительно при некотором $K' < K$, то получим квазиоптимальную обработку. Разложение весового вектора по $K' < K$ степенным векторам будем называть регуляризованным решением.

Для определения критерия остановки процедуры ортогонализации (2.11) учтем, априорную информацию наличия собственного шума с известными статистическими характеристиками. Корреляционная матрица собственного шума в регулируемых отводах ЛЗ имеет вид $\sigma_{\text{ш}}^2 \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Поэтому каждый k -ый базисный вектор в (2.12) не только способствует уменьшению мощности помехи на АКШП, но и добавляет долю собственного шума величины $\sigma_{\text{ш}}^2 \cdot c_k^2 \cdot \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k = \sigma_{\text{ш}}^2 \cdot c_k^2$. Суммарная мощность добавленного собственного шума на

выходе АКШП при K' степенных векторах в разложении (2.12) равна

$$\sigma_{\text{ш}}^2 \cdot \mathbf{W}^H \mathbf{W} = \sigma_{\text{ш}}^2 \cdot \sum_i^{K'} c_i^2.$$

С учетом добавляемого собственного шума оценку выходной мощности на каждом шаге ортогонализации (2.11) будем выполнять по обучающей выборке длины L следующим образом:

$$\hat{I}_{\min}(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |y(l, k)|^2 + \sigma_{\text{ш}}^2 \cdot \sum_i^k c_i^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |x_0(l) + \hat{\mathbf{W}}^H(k) \mathbf{X}(l)|^2 + \sigma_{\text{ш}}^2 \cdot \sum_i^k c_i^2. \quad (2.27)$$

Критерий регуляризации заключается в сравнении вычисляемых мощностей (2.27) на каждом шаге процедуры ортогонализации (2.11). Условие остановки процедуры (2.11) можно записать следующим образом: $\hat{I}_{\min}(k) > \hat{I}_{\min}(k-1)$, причем вектор $\mathbf{F}_k$ не следует включать в разложение (2.12). Предложенный метод (2.27) остановки процедуры ортогонализации является новым и предложен автором.

В работе [78] показано, что количество комплексных умножений, необходимое для вычисления весового вектора для узкополосных помех пропорционально числу компенсационных входов АКШП, числу обучающих выборок помехи и числу образованных степенных векторов. Для рассматриваемого случая широкополосных помех с учетом наличия $T+1$ отводов ЛЗ в каждом из N компенсационных каналов необходимое количество комплексных умножений составляет $\sim N(T+1)LK'$. Следовательно, вычислительная сложность предложенного АКШП, весовой вектор которого находится путем регуляризованного разложения в базисе степенных векторов, ниже вычислительной сложности метода непосредственного обращения выборочной КМ помех.

2.2.2 Результаты численного моделирования

Каждая широкополосная помеха моделировалась как сумма $Q=20$ комплексных экспонент со случайными частотами f_{jq} , мощностями σ_{jq}^2 из диапазона $[100 \cdot \sigma_{\text{ш}}^2 \dots 1000 \cdot \sigma_{\text{ш}}^2] / (J \times Q)$ и начальными фазами $[0..2\pi]$. Число линий задержки равнялось $T=16$. Полоса приемника составляла 10% от центральной несущей частоты. Ширина каждой широкополосной помехи составляла $a=0,05$ в долях

частоты Найквиста. Отношение расстояния между соседними излучателями (каналами) к центральной длине волны равнялось 0,5. Азимутальные направления прихода θ_j широкополосных помех были случайными и в диапазоне $[-180...+180]$ градусов. Число компенсационных каналов АКШП $N=10$.

На рис. 2.10 приведены зависимости коэффициента подавления широкополосной помехи от числа обучающих выборок L . Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Сплошные кривые соответствуют числу помех $J=7$, пунктирные – $J=4$. Кривые 1 и 2 соответствуют предельным значениям обратного коэффициента подавления помех B (2.26), полученным при вычислении вектора весовых коэффициентов АКШП методом непосредственного обращения точно известной КМ помех $\mathbf{R}$. Кривые 3 и 4 относятся к предлагаемому методу степенных векторов. Кривые 5 и 6 соответствуют методу непосредственного обращения выборочной КМ помех (2.23). Видно, что предлагаемый метод (в отличие от метода непосредственного обращения КМ помех) работает для случая короткой выборки $L < N(T+1)$.

На рис. 2.11 приведены зависимости среднего числа образованных степенных векторов от числа выборок L для $J=4$ и $J=7$ широкополосных помех. Из рис. 3 следует, что при $L > N(T+1)$ среднее число K' образованных степенных векторов практически не изменяется.

Отклик АКШП, вектор весовых коэффициентов которого найден предложенным методом разложения по степенным векторам, в плоскости частота – азимут для случайных $J=4$ помех приведен на рис. 2.12. При построении графика число обучающих выборок было выбрано $L=170$. Черными маркерами на рис. 2.12 отмечены области присутствия широкополосных помех. Из рис. 2.12 следует, что в областях присутствия помех формируются глубокие провалы.

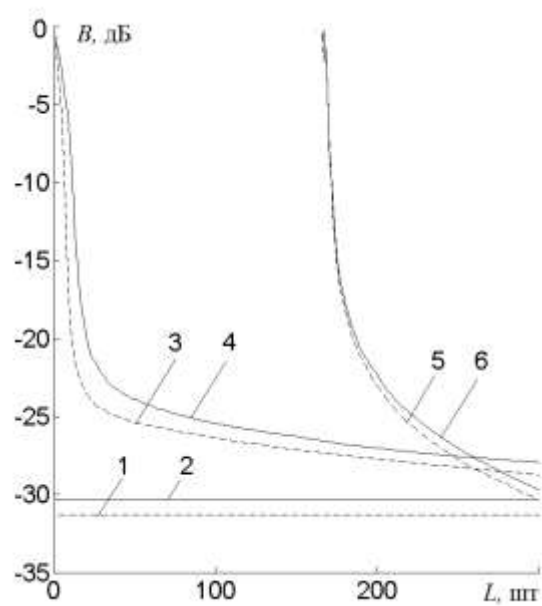


Рис. 2.10. Коэффициент подавления помех

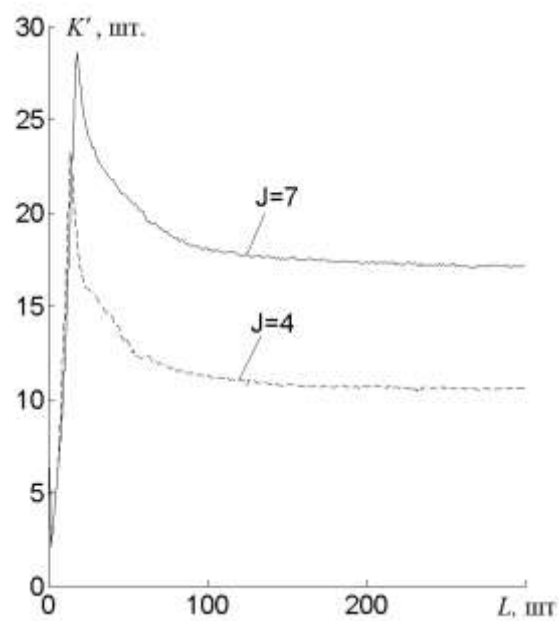


Рис. 2.11. Образованное число векторов

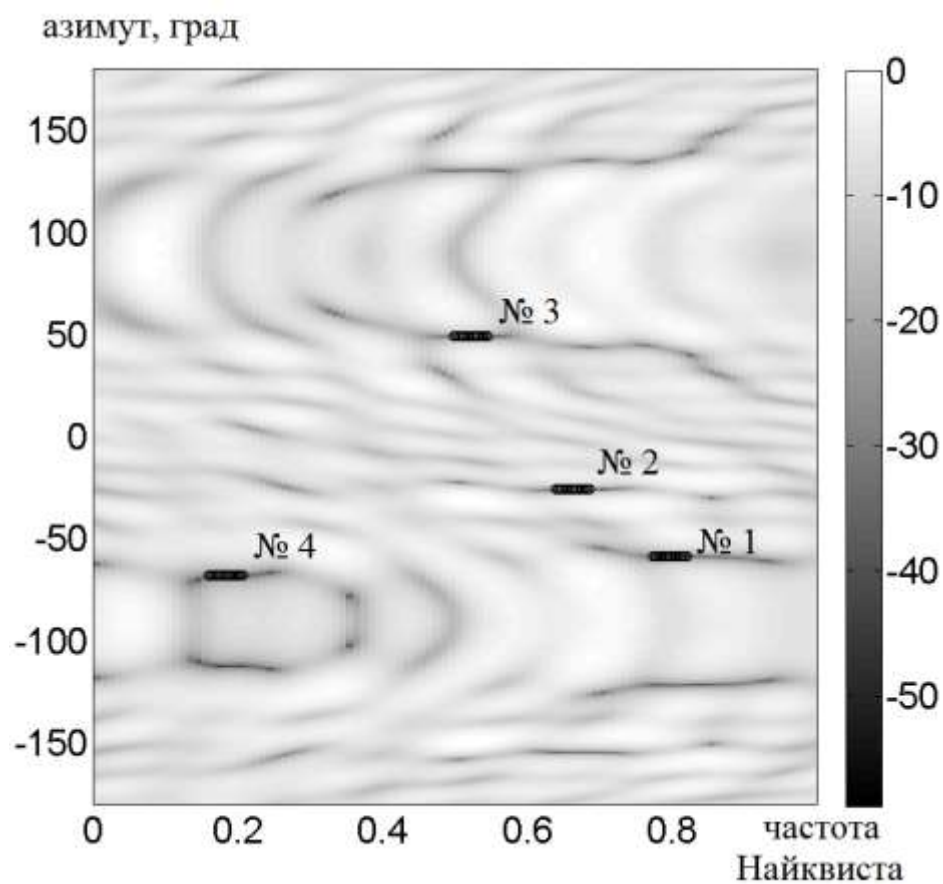


Рис. 2.12. Отклик АКШП в плоскости частота-азимут

На рис. 2.13 изображена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) АКШП, изображенного на рис. 2.12, при фиксированном азимуте, соответствующем направлению на одну из действующих широкополосных помех с номером 1 (азимут минус 58°). На рис. 2.13 полосы частот действующих помех показаны штриховыми линиями. На рис. 2.14 в свою очередь изображен срез отклика АКШП, изображенного на рис. 2.12, при фиксированной частоте, равной центральной частоте широкополосной помехи с номером 1 (0,77 от частоты Найквиста). Направления на помехопостановщики отмечены вертикальными штриховыми линиями. Из рисунков 2.13 - 2.14 следует, что в направлении каждой из действующих широкополосных помех в азимутально-частотном отклике АКШП формируется глубокий провал, ширина которого соответствует ширине полосы помехи.

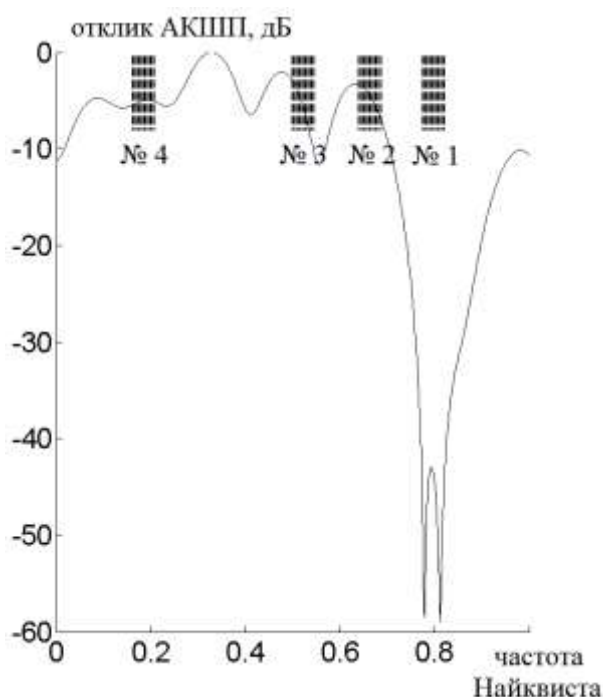


Рис. 2.13. АЧХ компенсатора в направлении на одну из действующих помех ($\theta = -58^\circ$)

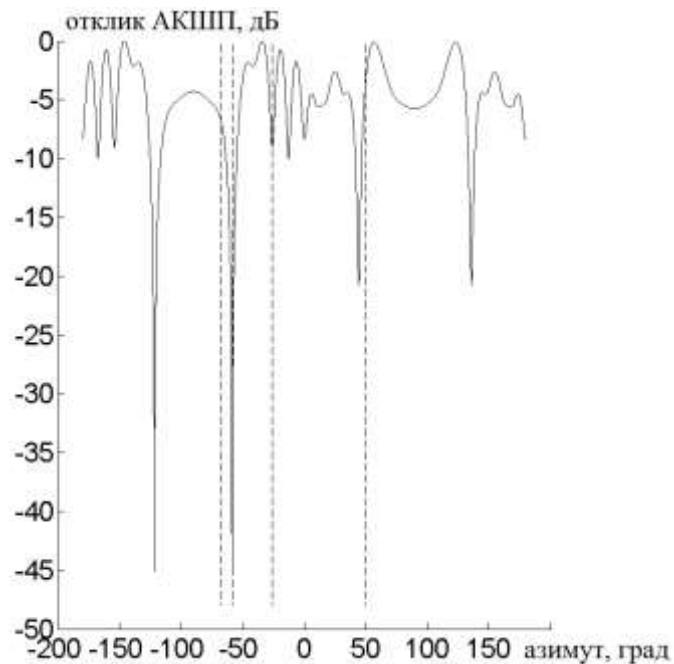


Рис. 2.14. Диаграмма направленности компенсатора на центральной частоте одной из действующих помех (частота Найквиста 0,77)

В заключение была исследована зависимость обратного коэффициента подавления помехи B (2.26) адаптивного пространственно-временного компенсатора помех, весовой вектор которого находится с помощью метода

степенных векторов, от длины $T+1$ линии задержки (при $L=170$). Исследуемая зависимость представлена на рис. 2.15 при воздействии на АКШП $J=4$ и $J=7$ помех.

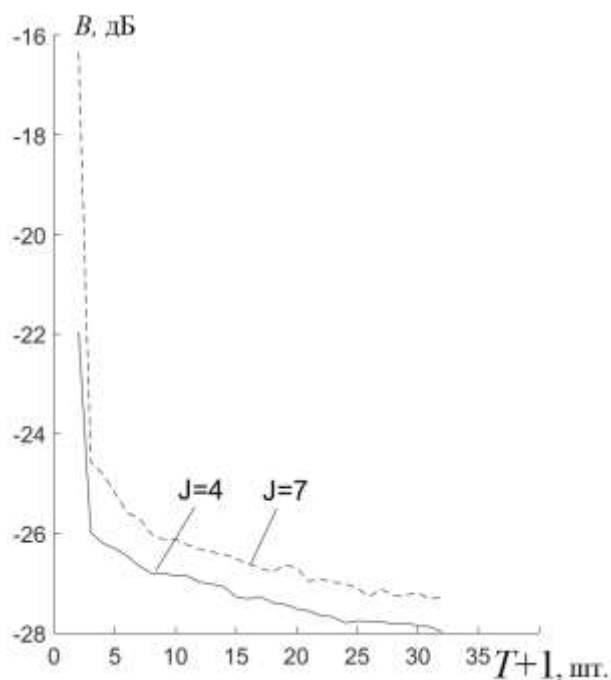


Рис. 2.15. Коэффициент подавления помех для разных линий задержки

Из рисунка 2.15 следует, что с увеличением порядка фильтров в компенсационных каналах увеличивается коэффициент подавления помехи.

2.3 Метод временной обработки в одноканальном адаптивном фильтре для подавления широкополосной помехи с выделением полезного сигнала

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работе [81], [105].

2.3.1 Разложение весового вектора адаптивного трансверсального фильтра по степенным векторам и его регуляризация

Проведем аналогию между ААР и рассматриваемым адаптивным трансверсальным фильтром (АТФ). Структурная схема АТФ представлена на рис.2.16а. АТФ состоит из ЛЗ с T отводами, на выходе каждого из которых имеется регулируемый комплексный весовой коэффициент. Роль приемных элементов в фильтре играют отводы используемой ЛЗ, а сдвиг по фазе комплексной огибающей сигналов в этих отводах обусловлен наличием ЛЗ в структуре фильтра. Данная идея

является оригинальной. Таким образом, аналогом точечного источника помехи, воздействующего на ААР, будет являться однотоновая помеха на входе АТФ, а аналогом распределенного в пространстве источника помехи, занимающего некую область углов, – широкополосная помеха на входе АТФ. Следовательно, используя информацию о взаимных корреляциях комплексных огибающих процессов в отводах АТФ и предложенные в работах [78], [111], [144], [147], [166] методы обработки этой информации, можно найти искомый весовой вектор АТФ в виде разложения в базисе степенных векторов.

Весовой вектор $\mathbf{W}$ АТФ будем искать из уравнения [78]:

$$\mathbf{M}\mathbf{W}=\mathbf{S}, \quad (2.28)$$

где $\mathbf{M}$ – КМ комплексных огибающих входного шума во всех отводах АТФ, $\mathbf{S}$ – вектор коэффициентов импульсной характеристики неадаптивного согласованного с полезным сигналом фильтра.

Помеха на выходе АТФ получается в результате весового суммирования задержанной входной помехи в N отводах АТФ и равна

$$y = \mathbf{W}\mathbf{X} \quad (2.29)$$

где $\mathbf{X}=[x_1, x_2, \dots, x_T]^T$ – вектор комплексных амплитуд помехи, $\mathbf{W}=[w_1, w_2, \dots, w_T]^T$ – вектор весовых коэффициентов, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование.

При адаптивной обработке вместо точного вектора $\mathbf{W}$ используется вектор $\hat{\mathbf{W}}$, полученный на основе максимально правдоподобной оценки $\hat{\mathbf{M}}$ КМ $\mathbf{M}$ по L временным выборкам случайных комплексных амплитуд входного процесса $\mathbf{X}(l) = [x_1(l), x_2(l), \dots, x_N(l)]^T$, где $x_t(l) = x_{t-1}(l+1)$ и $l=1 \div L$ [142]:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l). \quad (2.30)$$

Учитывая схожесть принципов пространственной обработки сигналов в ААР и временной обработки в АТФ, представляет интерес исследование эффективности обработки, основанной на представлении весового вектора АТФ в виде конечного разложения по степенным векторам.

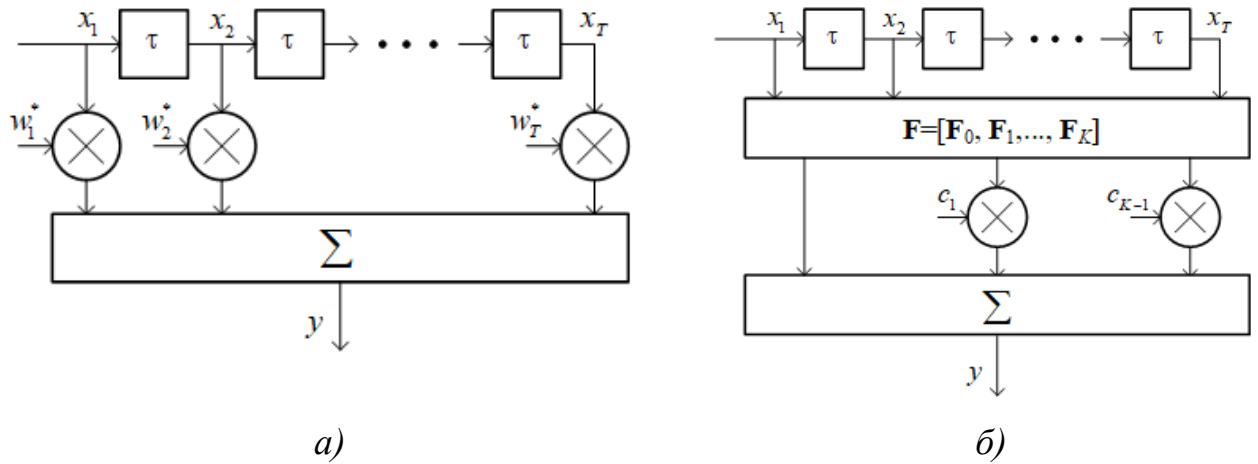


Рис.2.16. Структурная схема трансверсального фильтра

Найдем решение (2.28) с помощью метода степенных векторов. Вектор-фазор j -ой однотоновой помехи с частотой f_j запишем в виде $\Phi_j = \exp[i(2\pi f_j T + \varphi_j)]$, где $T = \tau[0, 1, \dots, T-1]^T$ – вектор задержек в отводах фильтра, φ_j – случайная начальная фаза.

Учитывая статистическую независимость отдельных источников помех, для КМ M будем иметь

$$M = \langle XX^H \rangle = \sigma_0^2 I + \sum_{j=1}^L \sigma_j^2 \Phi_j \Phi_j^H, \quad (2.31)$$

где σ_0^2 – мощность собственного шума в отводах фильтра, σ_j^2 – мощность j -ой помехи, J – число источников помех, I – единичная матрица, $\langle \rangle$ – операция статистического усреднения.

Оптимальный весовой вектор принадлежит подпространству размерности $J+1$, образованному векторами S и Φ_j ($j=1, 2, \dots, J$) [151]. В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов, например, систему степенных векторов $S, MS, M^2S, \dots, M^K S$ с числом линейно-независимых векторов меньшим либо равным числу действующих однотоновых помех $K \leq J$ без учета вектора-фазора полезного сигнала [153].

Степенные векторы образуют неортогональный базис, что будет усложнять дальнейшие преобразования. Поэтому перейдем к ортонормированной системе

векторов $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$. Ортогонализация и нормировка степенных векторов начинается с вектора $\mathbf{S}$ и выполняется с помощью известной процедуры (1.3).

Структурная схема АТФ представлена на рис.2.16б. Процедура поиска коэффициентов разложения весового вектора по степенным аналогична (1.6)-(1.9).

Эффективность работы АТФ определяется величиной ОСШП. Оценку ОСШП на выходе АТФ при известной КМ помех можно найти с помощью формулы [78]:

$$\eta(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M} \mathbf{W}}. \quad (2.32)$$

Выражение (2.32) для метода степенных векторов с учетом (1.3) и того, что $\mathbf{F}^H \mathbf{S} = \mathbf{0}$, преобразуем к виду [151]:

$$\eta_{\text{ст}}(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{(\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})^H \mathbf{M} (\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{F}_0^H \mathbf{M} \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_0^H \mathbf{M} \mathbf{F} \mathbf{C}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\alpha_0 - \frac{\beta_0^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\dots \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\delta}. \quad (2.33)$$

Тогда потери B в ОСШП на выходе АТФ равны:

$$B = 10 \cdot \lg \frac{\eta(\mathbf{W}_{\text{опт}})}{\eta_{\text{ст}}(\hat{\mathbf{W}})}, \quad (2.34)$$

где $\mathbf{w}_{\text{опт}}$ - весовой вектор, который является решением системы уравнений (2.28) при точно известной КМ помех (2.31), $\hat{\mathbf{w}}$ - весовой вектор, который находится методом разложения по степенным векторам (1.6) при выборочной КМ помех (2.30).

Формальное применение процесса ортогонализации [153] при использовании выборочной КМ (2.30) приводит к образованию ортонормированной системы векторов с максимальной размерностью T , равной числу отводов рассматриваемого фильтра. В свою очередь, это приводит к уменьшению эффективности подавления помехи и возрастанию вычислительной сложности.

Из (2.33) видно, что с увеличением числа базисных векторов, оценка ОСШП может неограниченно возрастать, поскольку знаменатель уменьшается, а числитель имеет фиксированное значение. Очевидно, что такая оценка ОСШП не соответствует физическим условиям задачи. Для устранения указанного эффекта необходимо выполнять регуляризацию решения, ограничивая число базисных векторов. Для регуляризации решения математической задачи обычно рекомендуется использовать имеющуюся априорную информацию, исходя из физического содержания задачи [149]. В данном случае учтем априорную информацию о том, что в каждом отводе фильтра имеется собственный шум мощностью σ_0^2 .

Из структурной схемы рассматриваемого фильтра (рис. 2.16б) следует, что каждый k -ый дополнительный канал не только обеспечивает уменьшение мощности внешних помех на величину $\Delta P(k)=P(k-1)-P(k)$, но и увеличивает мощность выходных собственных шумов на величину $\sigma_0^2 |c_k \mathbf{F}_k|^2 = \sigma_0^2 c_k^2$. При увеличении числа каналов вначале преобладает эффект подавления внешних помех, а затем – эффект добавления собственного шума. Поэтому предлагается процесс ортогонализации останавливать при таком k , при котором начинает выполняться условие $\Delta P(k) < \sigma_0^2 c_k^2$, причем базисный вектор $\mathbf{F}_k$ не следует включать в разложение (1.3). Таким образом, регуляризованную оценку ОСШП на выходе фильтра можно представить в виде:

$$\eta_r = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\alpha_0 - \frac{\beta_0^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\dots \alpha_{K-2} - \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}} + \sigma_0^2 \left(1 + \sum_{k=1}^K c_k^2 \right)}. \quad (2.35)$$

Предложенная процедура регуляризации с помощью поиска максимума ОСШП (2.35) является новой.

2.3.2 Результаты численного моделирования отношения сигнал-шум плюс помеха

При моделировании в качестве полезного сигнала была использована M -последовательность длиной 127, генерирующий полином для которой был равен $g^6+g^5+g^2+1$. Нормированная автокорреляционная функция $R(\tau)$ данной последовательности представлена на рис. 2.17.

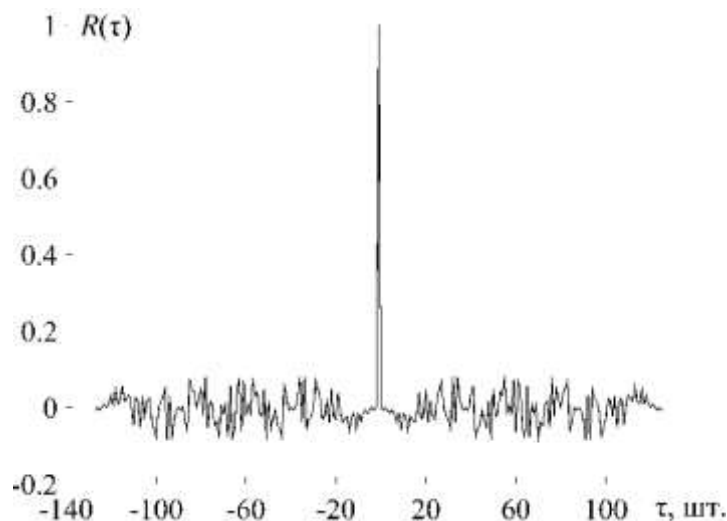


Рис. 2.17. Нормированная автокорреляционная функция M -последовательности

Так как адаптивный фильтр должен быть согласован с полезным сигналом при отсутствии помех, то число отводов моделируемого фильтра должно быть равно длине M -последовательности, т.е. $T=127$.

Рассмотрим сначала случай узкополосных входных помех, которые при моделировании представляли собой однотональные помехи со случайными начальными фазами и частотами, равномерно распределенными соответственно в диапазонах $[0 \div 2\pi]$ и $[0 \div 1]f_n$, где f_n – нормированная частота. Мощность помехи была случайной из диапазона $[10\sigma_n^2 \dots 100 \sigma_n^2]/J$, начальные фазы каждой из гармоник были случайные и имели равномерное распределение в диапазоне $[0 \dots 2\pi]$.

На рис. 2.18а показан амплитудный спектр одной реализации входного процесса (для $J=5$ помех, $\sigma_n^2=1$), а на рис. 2.18б – АЧХ фильтра, весовой вектор которого найден описанным алгоритмом разложения в базисе степенных векторов

при длине обучающей выборки $L=T=127$. Из рис. 2.18б видно, что в АЧХ фильтра формируются глубокие провалы на тех частотах, на которых располагаются входные помехи.

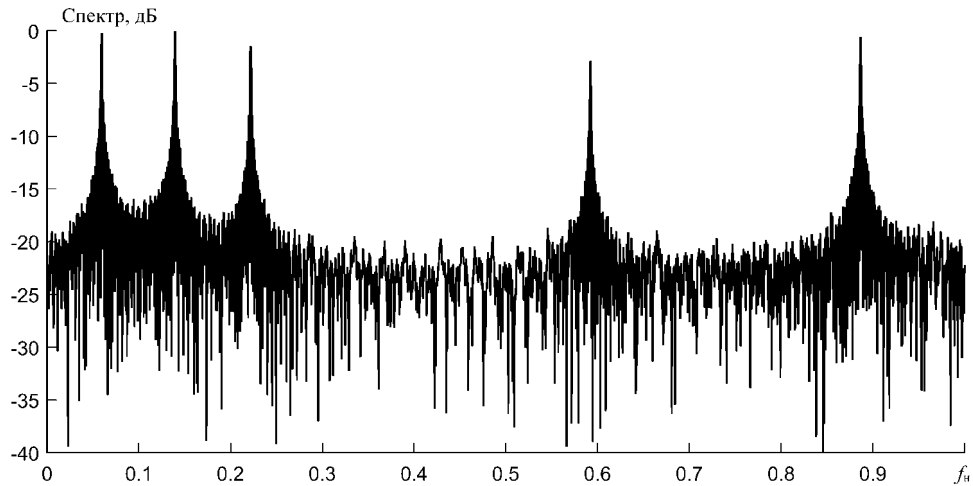


Рис. 2.18а. Спектр узкополосных входных помех

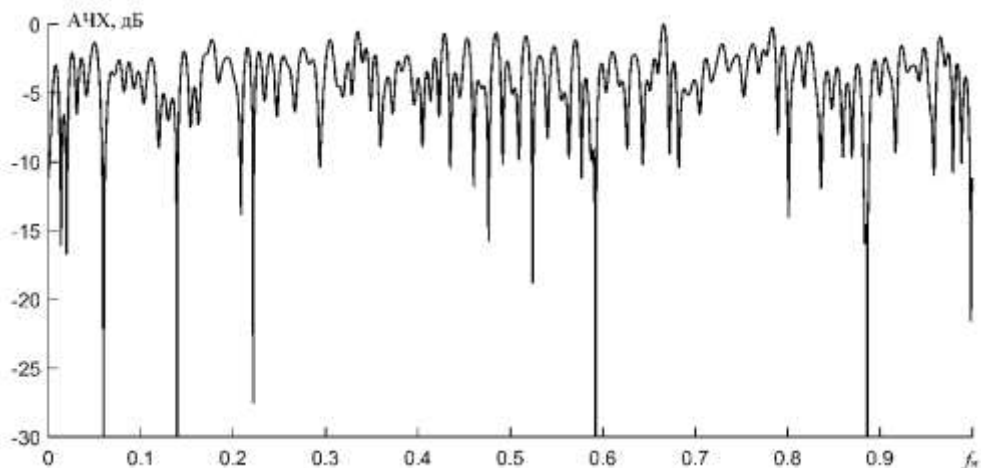


Рис. 2.18б. Сформированная АЧХ АТФ

Рассмотрим теперь случай широкополосных помех. Каждая широкополосная помеха имитировалась как набор из $V=100$ гармоник, расположенных эквидистантно (П-образная помеха). Центральная частота f_j каждой из J помех имела равномерное случайное распределение во всей полосе частот, ширина каждой помехи составляла $a=0,05$ от полосы приемника.

Особый интерес представляет АЧХ адаптивного фильтра. На рис. 2.19а представлен амплитудный спектр одной случайной реализации $J=5$ широкополосных помех, а рис. 2.19б — модуль АЧХ адаптивного фильтра,

коэффициенты которого получены также регуляризованным методом разложения весового вектора в степенном базисе (длина выборки $L=127$). Мощность помех была случайной из диапазона $[10\sigma_n^2 \dots 100\sigma_n^2]/J$.

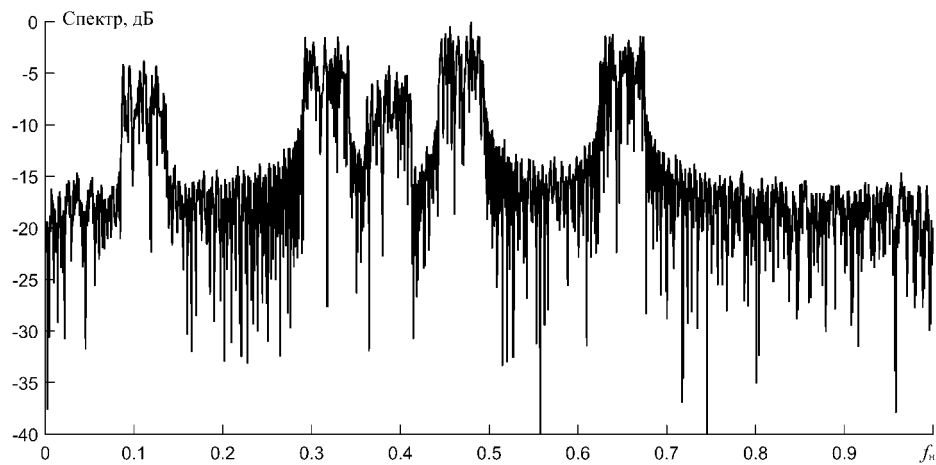


Рис. 2.19а. Спектр широкополосных входных помех

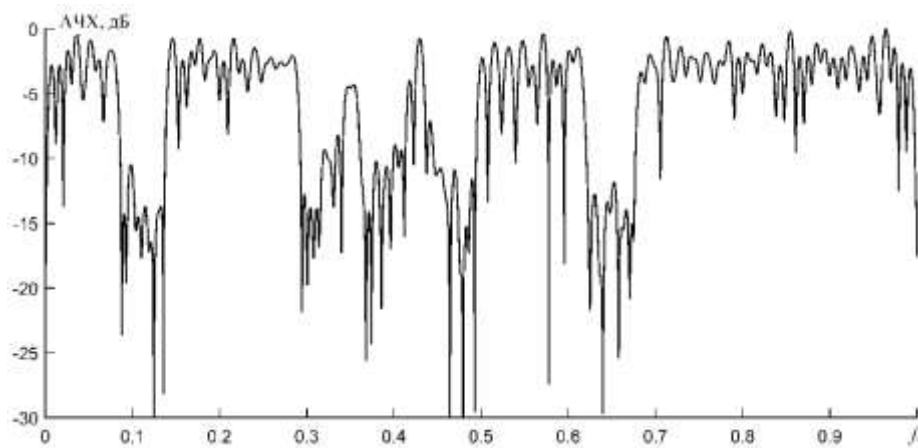


Рис. 2.19б. Сформированная АЧХ АТФ

Пусть в начальный момент времени весовой вектор фильтра равен $\mathbf{W}^T = \mathbf{S} \cdot |\mathbf{S}|^{-0.5}$, что соответствует весовому вектору неадаптивного согласованного фильтра. Амплитуда выходного сигнала (2.29) в таком состоянии фильтра показан на рис. 2.20 в области 1. Весовой вектор сохраняет свое начальное значение в течение всей процедуры адаптации, а по истечению $L=127$ выборок обновляется в соответствии с (1.6). Выходной сигнал фильтра после процедуры адаптации показан на рис. 2.20 в области 2, в которой присутствует сжатый полезный сигнал. Из рис. 2.20 можно видеть, что применение адаптивного фильтра позволяет

выделить полезный широкополосный сигнал из смеси произвольных широкополосных помех.

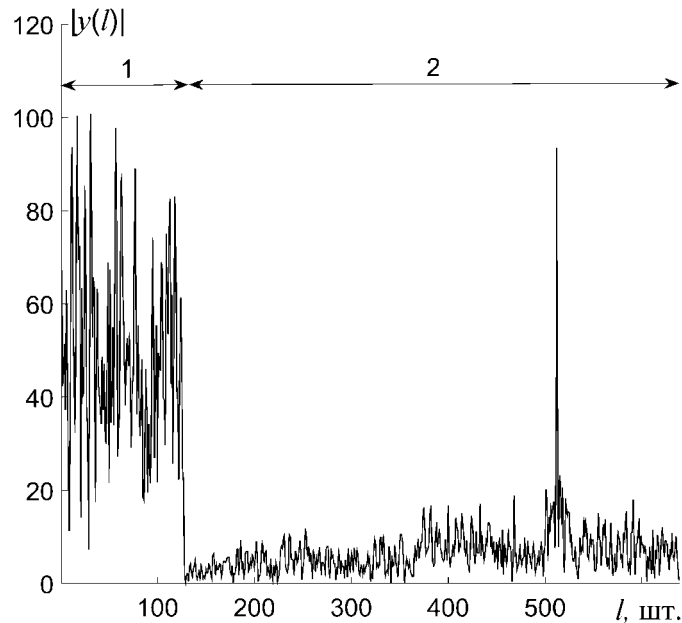


Рис. 2.20. Амплитуда выходного процесса до и после подавления помех

Качество и эффективность предложенного метода оценивались по зависимости потерь в ОСШП от отношения (L/T) . Потери η в ОСШП вычислялись как отношение оптимального ОСШП равного $\eta_{opt} = \left(\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{s}_1 \right)^2 / \left(\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{M} \mathbf{w}_{opt} \right)$ к регуляризованному ОСШП (2.35). Оптимальный весовой вектор определялся как $\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}_1$, где $\mathbf{S}_1$ – использованная M -последовательность в обратном порядке, т.е. сигнал, согласованный с M -последовательностью. При выполнении имитационного моделирования также исследовалось, как при использовании предложенного метода потери в ОСШП зависят от числа образованных степенных векторов. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата на всех графиках равнялось 1000, присутствовало $J=5$ широкополосных помех.

На рис. 2.21 цифрой 1 отмечены потери в ОСШП для предложенного метода степенных векторов, а цифрой 2 – для прямого обращения матрицы. Видно, что при одинаковом числе обучающих выборок L , предложенный метод имеет меньшие потери в ОСШП по сравнению с методом непосредственного обращения КМ помех.

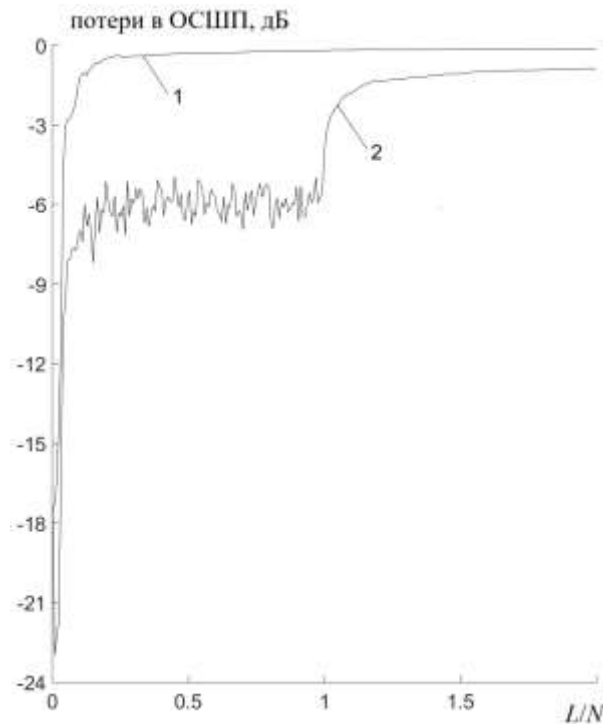


Рис. 2.21. Потери в ОСШП

Потери в ОСШП в зависимости от числа K использованных степенных векторов (длина выборки входного процесса $L=127$) приведены на рис. 2.22.

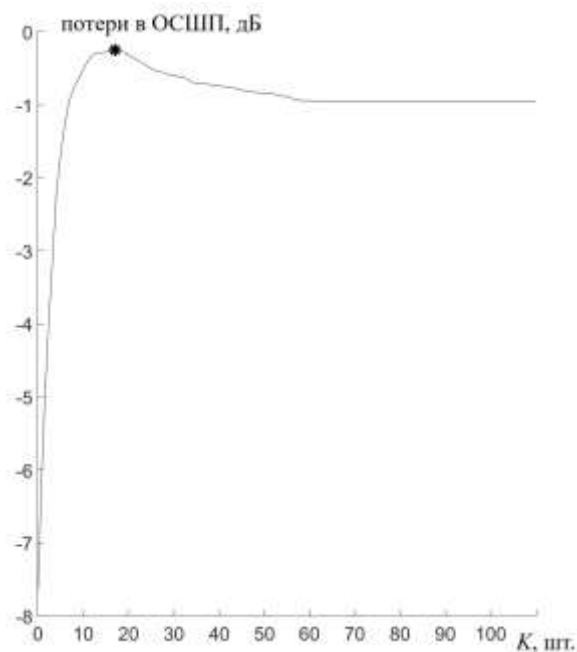


Рис. 2.22. Потери в ОСШП

Он показывает, что при $K=17$ достигаются минимальные потери в ОСШП. Этот эффект происходит из-за того, что начиная с 18-го сформированного весового вектора метод степенных векторов перестает подавлять помехи, но продолжает

добавлять собственные шумы. По этой причине ОСШП (2.34) начинает увеличиваться. Таким образом для подавления широкополосных $J=5$ помех с выбранной полосой частот $a=0,05$ от полосы приемника оказывается оптимальным сформировать 17 весовых векторов.

2.4 Пространственно-временная многоканальная адаптивная антенная решетка для подавления широкополосных помех и приема полезного сигнала

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [85], [86], [87], [114], [115], [116], [117], [123], [124], [125].

2.4.1 Формирование оптимального весового вектора и особенности его регуляризации

Рассмотрим адаптивную широкополосную антенную решетку (АШАР) с многоотводной ЛЗ в каждом из приемных каналов [25], [167] [168]. Схема АШАР показана на рис. 2.23. Комплексная огибающая помехи обозначена как x_{nt} , где первый индекс дает номер элемента антенной решетки ($1 \div N$), а второй – номер входа линии задержки ($0 \div T$). Нижние индексы весовых коэффициентов w_{nm}^* имеют аналогичный смысл, звездочка сверху обозначает комплексное сопряжение. Время задержки $\tau = 1/F$, где F – частота дискретизации.

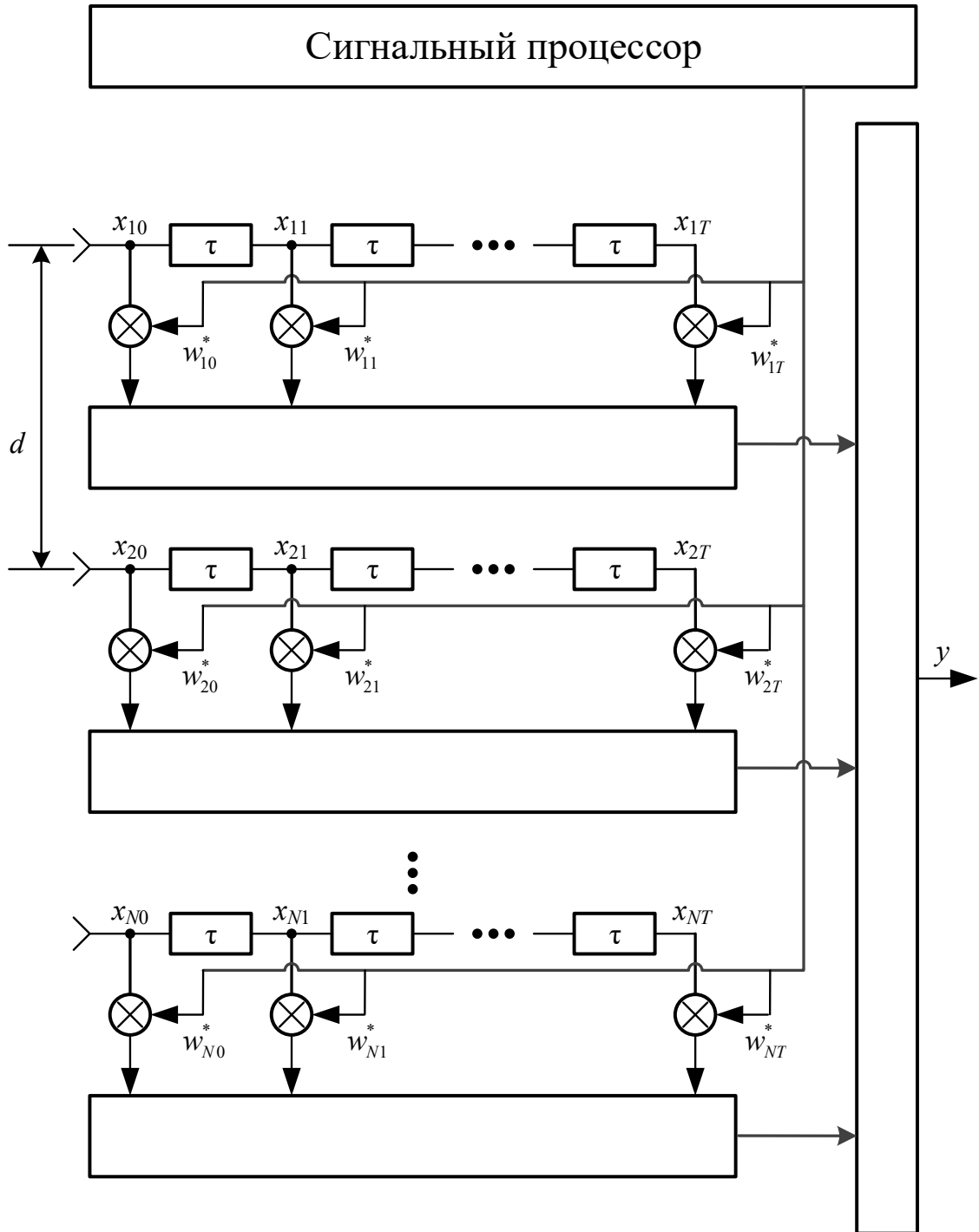


Рис. 2.23. Схема АШАР

Помеха поступает на входы АШАР в виде стационарного случайного комплексного процесса. Амплитуда помехи y на выходе АШАР получается в результате весового суммирования и равна

$$y = \mathbf{W}^H \mathbf{X}, \quad (2.36)$$

где введены вектор комплексных амплитуд помехи $\mathbf{X}^T = ((x_{10}, x_{20}, \dots, x_{N0}), (x_{11}, x_{21}, \dots, x_{N1}), \dots, (x_{1T}, x_{2T}, \dots, x_{NT}))$ размерностью $[1 \times N(T+1)]$ и вектор весовых коэффициентов

$\mathbf{W}^T = ((w_{10}, w_{20}, \dots, w_{M0}), (w_{11}, w_{21}, \dots, w_{M1}), (w_{1T}, w_{2T}, \dots, w_{MT}))$ той же размерности, $(\cdot)^H$ – эрмитовое сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование.

В качестве метода расчета весового вектора предлагается использовать объединение методов изложенных в [78] и [80]. Оптимальный весовой вектор $\mathbf{W}$, обеспечивающий максимальное ОСШП на выходе АШАР, определяется из уравнения (1.1) [60].

Рассмотрим процедуру построения решения уравнения (1.1). Будем считать, что каждая из J ($J \leq N$) широкополосных помех формируется Q дискретными по частоте (однотональными) некоррелированными источниками. В этом случае комплексную огибающую процесса в m -ом отводе ЛЗ n -го канала АШАР можно представить в виде:

$$x_{nm}(l) = \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq} \exp[i2\pi f_{jq}(l-m)\tau + \varphi_{jq}] \exp[i2\pi d c^{-1} f_{jq}(n-1) \sin \theta_j] + \xi_n(l-m), \quad (2.37)$$

где $\xi_n(l)$ – собственный шум n -го приемного канала компенсатора с нулевым средним и дисперсией σ_0^2 , σ_{jq} и φ_{jq} – случайные амплитуда и фаза помехи с частотой f_{jq} , d – расстояние между приемными элементами АШАР, c – скорость света θ_j – направление на источник j -ой помехи, $m=0 \div T$, $n=1 \div N$.

Обозначим вектор-фазор размерности $N(T+1) \times 1$:

$$\Phi_{jq} = \text{diag} \{ \exp[i2\pi f_{jq} \tau \mathbf{T}] \} \cdot \exp[i2\pi d c^{-1} f_{jq} \sin \theta_j \mathbf{N}], \quad (2.38)$$

где $\text{diag} \{ \mathbf{A} \}$ – квадратная матрица, элементы на главной диагонали которой равны компонентам вектора $\mathbf{A}$, а элементы вне главной диагонали равны нулю, $\mathbf{T} = [\{0\}_N, \{1\}_N, \dots, \{T\}_N]$ – вектор нормированных временных задержек между отводами ЛЗ всех каналов, $\mathbf{N} = [\{0, 1, \dots, (N-1)\}_{T+1}]^T$ – вектор-столбец, компонентами которого являются номера соответствующих каналов для каждого отвода ЛЗ, оператором $\{ \mathbf{A} \}_N$ обозначен оператор формирования вектора-строки путем объединения N копий исходного вектора $\mathbf{A}$.

Тогда для КМ $\mathbf{M}$ будем иметь

$$\mathbf{M} = \sigma_0^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^J \sum_{q=1}^Q \sigma_{jq}^2 \Phi_{jq} \Phi_{jq}^H. \quad (2.39)$$

Оптимальный весовой вектор АШАР принадлежит только подпространству, образованному векторами Φ_{jq} . В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим систему степенных векторов: $\mathbf{S}, \mathbf{MS}, \mathbf{M}^2\mathbf{S}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$ с числом линейно-независимых векторов $K \leq J_{eff}$ [78], где J_{eff} – число однотоновых помех ($J_{eff} = JQ$).

Степенные векторы образуют неортогональный базис. Поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{K-1}$. Ортогонализация и нормировка степенных векторов начинается с вектора $\mathbf{S}$ и выполняется по формулам (1.3)- (1.6) [78].

Эффективность работы широкополосной АШАР определяется выходным ОСШП, оценку которого можно представить в виде [78]:

$$\hat{\eta} = \frac{|\hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{S}|^2}{\hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{M}} \hat{\mathbf{W}}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{(\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})^H \hat{\mathbf{M}} (\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C})} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{F}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{F}_0^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_0^H \hat{\mathbf{M}} \mathbf{F}\mathbf{C}} \quad (2.40)$$

Величина потерь B в ОСШП $\hat{\eta}$ на выходе АШАР при выборочной КМ помех (1.2) относительно ОСШП η при точно известной КМ помех (2.39) будет равна

$$B = 10 \log \frac{\eta}{\hat{\eta}}. \quad (2.41)$$

Поскольку ортонормированные степенные векторы в (1.3) имеют случайный характер, необходимо применение процедуры регуляризации (ограничения) размерности K степенного базиса (1.6). Исходя из физического содержания проблемы, каждый i -й вектор, входящий в состав результирующего вектора $\mathbf{W}$ не только уменьшает помеху, но и влияет на мощность собственного шума на выходе обработки, равную $\sigma_0^2 \cdot |\hat{\mathbf{W}}|^2$. Этот факт предлагается использовать для процедуры регуляризации, которая заключается в следующем. На каждом шаге ортогонализации (1.3) делается оценка величины выходного ОСШП (2.40). Для этого вместо матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ предлагается применить следующую регуляризованную корреляционную матрицу

$$\hat{\mathbf{M}}_r = \hat{\mathbf{M}} + \text{diag} \left(\left[|\hat{\mathbf{W}}_0|^2, |\hat{\mathbf{W}}_1|^2, \dots, |\hat{\mathbf{W}}_{NT}|^2 \right] \right) \times \frac{(k + NT) \sigma_0^2}{NT}. \quad (2.42)$$

Процесс ортогонализации следует остановить при условии $\hat{\eta}(K) < \hat{\eta}(K-1)$, где $\hat{\eta}(K)$ - ОСШП на выходе обработки при K векторах в выражении (1.6), причем вектор с индексом K не следует включать в разложение. Данный подход к регуляризации КМ (2.42) является новым и предложен автором.

В [78], [80] показано, что количество комплексных умножений, необходимое для вычисления весового вектора для узкополосных помех пропорционально числу входов АШАР, числу обучающих выборок помехи и числу образованных степенных векторов. Для рассматриваемого случая широкополосных помех с учетом наличия $T+1$ отводов ЛЗ в каждом из N каналов необходимое количество комплексных умножений составляет $\sim N(T+1)LK$. Следовательно, вычислительная сложность предложенного метода оценки весового вектора АШАР на основе регуляризованного разложения в базисе степенных векторов, значительно ниже вычислительной сложности метода непосредственного обращения выборочной КМ помех, которая составляет $(\sim (NT)^3)$ комплексных умножений.

2.4.2 Результаты численного моделирования

В качестве полезного широкополосного сигнала S была использована M -последовательность длиной 63 с генерирующим полиномом равным $g_5+g_4+g_1+1$. Так как импульсная характеристика согласованного фильтра в каждом из N каналов должна быть зеркальным отражением сигнала, с которым этот фильтр согласован, то число отводов в ЛЗ в каждом из каналов должно быть равно $T=63$.

Каждая широкополосная помеха моделировалась как сумма $Q=20$ комплексных экспонент со случайными частотами f_{jq} , мощностями σ_{jq}^2 из диапазона $[100\sigma_0^2 \dots 1000\sigma_0^2]/(JQ)$ и начальными фазами $[0..2\pi]$. Полоса приемника составляла 10% от центральной несущей частоты. Частотная полоса каждой помехи составляла $a=0,05$ в долях частоты Найквиста $f_n=0,5F$. Отношение расстояния между соседними излучателями (каналами) к центральной несущей частоте равнялось 0,5. Азимутальные направления прихода широкополосных помех были случайными и равномерно распределенными в диапазоне от -180 до

180 градусов. Число каналов АШАР $N=10$. При моделировании потерь в ОСШП число степенных векторов ограничивалось тогда, когда регуляризованное ОСШП (2.40) на выходе АШАР для текущей реализации входного процесса достигало максимума.

На рис. 2.24 изображены усредненные по 1000 реализациям графики зависимости потерь в ОСШП от числа L обучающих выборок относительно оптимальной обработки, при которой вектор весовых коэффициентов вычисляется из (1.1) при точно известной КМ помех. Кривые 1 и 2 получены для предлагаемого метода степенных векторов при числе широкополосных помех $J=4$ и $J=7$, соответственно. Кривые 3 и 4 получены для традиционного метода непосредственного обращения выборочной КМ помех также при $J=4$ и $J=7$. Из рисунка следует, что метод степенных векторов обеспечивает меньшие потери в ОСШП, в том числе в случае короткой выборки. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. На рис. 2.25 приведены зависимости среднего числа сформированных степенных векторов от числа выборок L для $J=4$ и $J=7$.

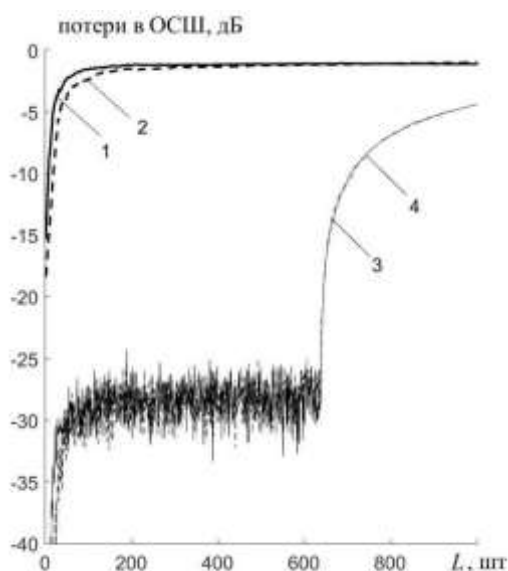


Рис. 2.24. Потери в ОСШП

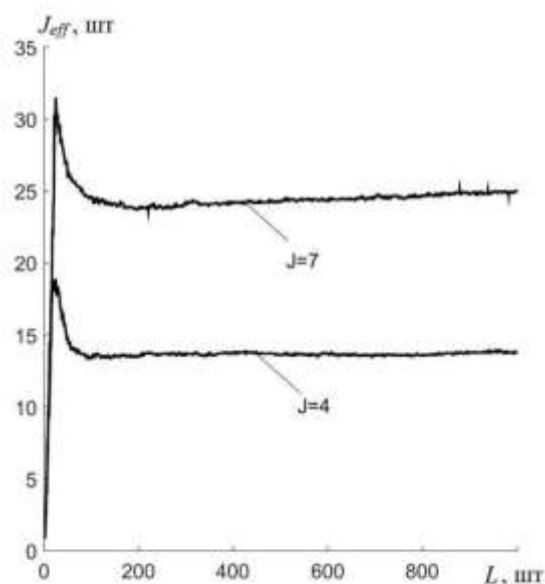


Рис. 2.25. Сформированное число векторов

Видно, что при $L > N(T+1)$ среднее число J_{eff} образованных степенных векторов практически не изменяется.

Отклик АШАР, весовой вектор которой найден с помощью предложенного метода разложения по степенным векторам, приведен на рис. 2.26 в плоскости «частота – азимут» для $J=4$ помех со случайно вброшенными азимутами и частотами. При построении графика число обучающих выборок было выбрано $L=650$. Пунктиром отмечены области, в которых располагались широкополосные помехи. Из рис. 2.26 следует, что в этих областях формируются глубокие провалы.

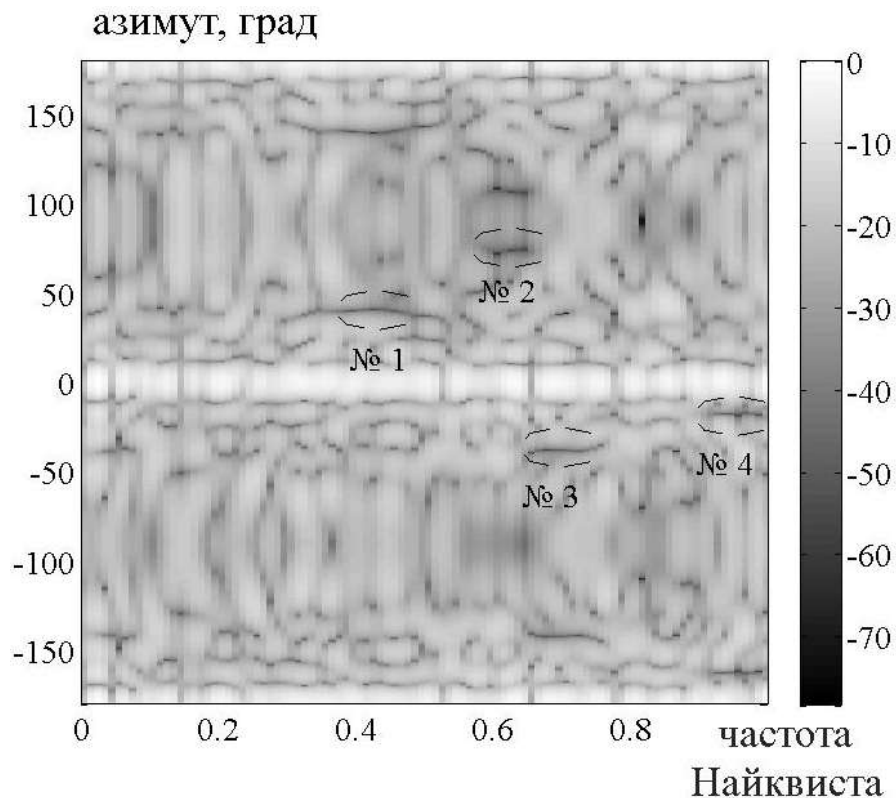


Рис. 2.26. Отклик АШАР в плоскости частота-азимут

На рис. 2.27 изображен срез отклика АШАР, изображенного на рис. 2.26, при фиксированном азимуте, соответствующем направлению на одну из действующих широкополосных помех с номером 4 ($\theta_4 = -17^\circ$). Штриховыми линиями показаны полосы частот действующих помех. На рис. 2.28 в свою очередь изображен срез отклика АШАР, изображенного на рис. 2.26, при нормированной частоте, равной центральной частоте широкополосной помехи с номером 4 ($f_4 = 0,95f_H$). Направления на помехи отмечены вертикальными штриховыми линиями. Из рис. 2.27 и рис. 2.28 следует, что в направлении каждой из действующих

широкополосных помех в азимутально-частотном отклике АШАР формируется глубокий провал, ширина которого соответствует ширине полосы помехи.

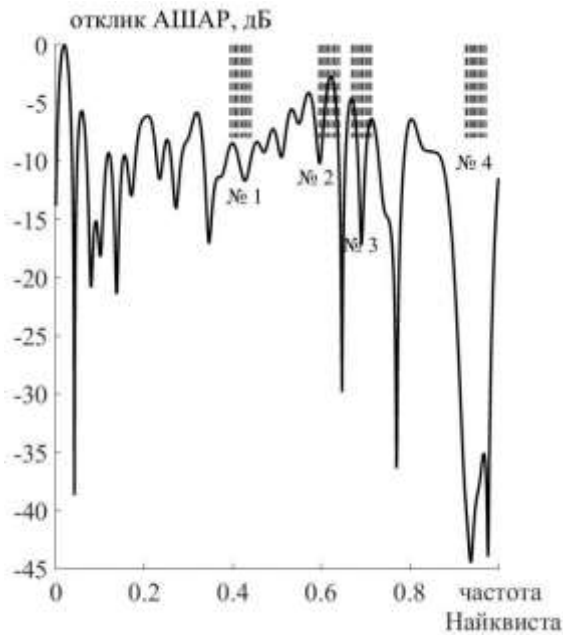


Рис. 2.27. Отклик АШАР по частоте в направлении на помеху с $\theta = -17^\circ$

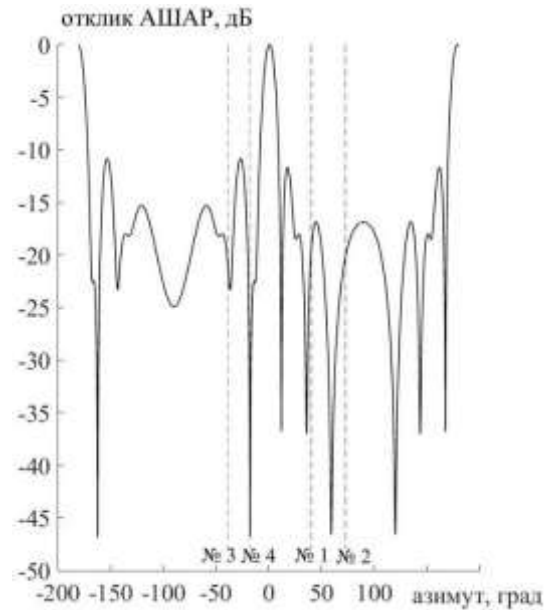


Рис. 2.28. Отклик АШАР по азимуту на центральной частоте $f = 0,95f_n$

На рис. 2.29 изображена реализация выходного процесса, при воздействии на АШАР смеси из $J=5$ широкополосных помех и полезного сигнала в виде М-последовательности.

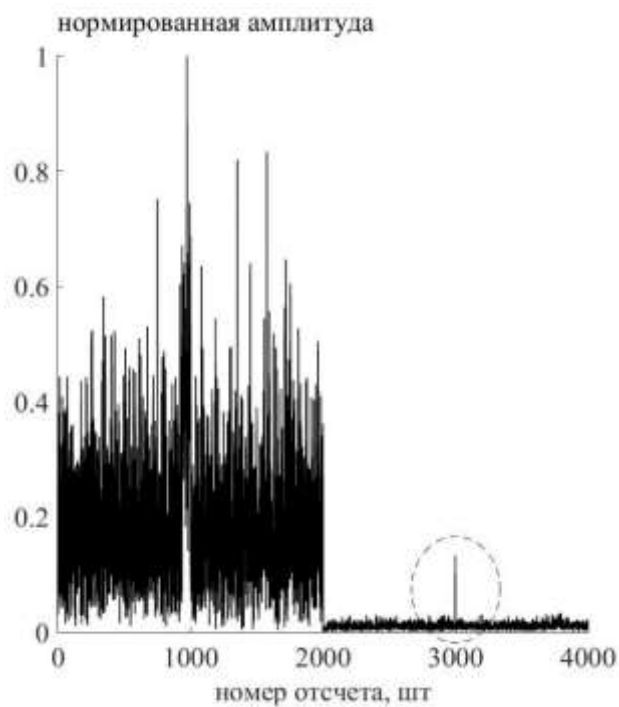


Рис. 2.29. Подавление помех во времени

В первой половине рис. 2.29 подавление помех отсутствует, во второй половине – включено. Пунктиром отмечен момент выделения М-последовательности на фоне шумов и остатков помех.

2.5 Метод подавления импульсных широкополосных помех в пространственно-временном автокомпенсаторе

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [88], [106], [118].

Современные постановщики помех могут формировать не только непрерывные широкополосные помехи, но и широкополосные импульсные (в том числе хаотические) помехи [165] для усложнения приема, отраженного от цели зондирующего сигнала. Импульсные помехи могут быть как стационарными, так и нестационарными. Одним из вариантов решения указанной проблемы является применение набора полосовых фильтров, на выходе которых процессы можно считать узкополосными, а их суммарная ширина полосы равна исходной. В каждом из узкополосных каналов происходит подавление помех традиционными методами [142], [159]. Однако указанный подход обладает высокой вычислительной сложностью.

Предлагается выполнить подавление импульсных широкополосных помех с помощью адаптивного многоканального (N -канального) компенсатора помех, содержащего в каждом компенсационном канале трансверсальный фильтр с $T+1$ отводами ЛЗ и весовым суммированием сигналов в отводах ЛЗ.

Теоретическая база алгоритма обработки полностью изложена в разделе 2.2.

В качестве метода расчета весового вектора АКШП предлагается использовать объединение методов, изложенных в [111] и [169].

В качестве модели хаотической импульсной широкополосной помехи будем использовать алгоритм изложенный в [165]. Процесс формирования непрерывной широкополосной помехи изложен в разделе 2.1.2. Далее применяется триггерная схема. Триггер пропускает на выход те отсчеты аддитивной смеси широкополосной помехи и собственного шума, мощность которых превышала

пороговое значение P_0 . В противном случае на выход пропускается только собственный шум. При этом если порог P_0 фиксирован, то помеха будет стационарной.

Проведен численный расчет коэффициента подавления импульсных широкополосных помех. Будем считать, что число компенсационных каналов АКШП $N=10$, число линий задержки $T=16$. Ширина каждой широкополосной помехи составляет $a=0,05F_n$, где F_n – частота Найквиста. Расстояния между приемными элементами компенсатора равны половине длины волны центральной частоты. Азимутальные направления прихода θ_j широкополосных помех были случайными и равномерно распределенными в диапазоне $[-180...+180]$ градусов. Каждая помеха моделировалось как сумма $Q=20$ комплексных экспонент со случайными частотами f_{jq} , случайными начальными фазами в интервале $[0..2\pi]$, мгновенное значение амплитуды которых подчинялись гауссову распределению, а их средняя мощность σ_{jq}^2 была случайной величиной в диапазоне $[100\sigma_0^2...1000\sigma_0^2]/Q$.

На рис. 2.30 приведены зависимости коэффициента подавления стационарных широкополосных помех ($J=3$) для различных пороговых значений $P_0=0, 20$ и 27 дБ (кривые 1-3, соответственно) в зависимости от нормированного числа обучающих выборок L . Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Кривые с индексом «а» соответствуют предложенному методу степенных векторов, с индексом «б» – методу непосредственного обращения выборочной КМ. Кривая 4 соответствует теоретическому предельному коэффициенту подавления помех (для $P_0=0$ дБ). Из рис. 2.30 следует, что при импульсных помехах на входах компенсатора оба рассматриваемых метода имеют потери в коэффициенте подавления, однако при короткой обучающей выборке $L < N(T+1)$ предлагаемый метод обладает меньшими потерями коэффициента подавления.

На рис. 2.31 приведены зависимости среднего числа сформированных степенных векторов от нормированного числа обучающих выборок $L/N(T+1)$ для различных пороговых значений $P_0=0, 20$ и 27 дБ (кривые 1-3 соответственно).

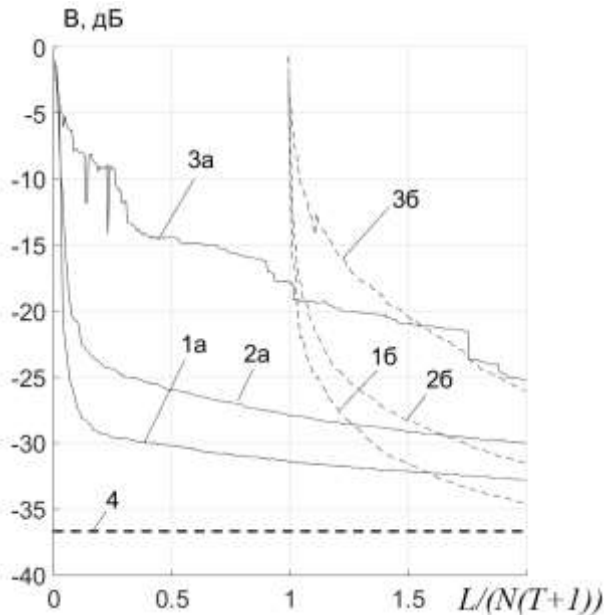


Рис. 2.30. Коэффициент подавления помехи

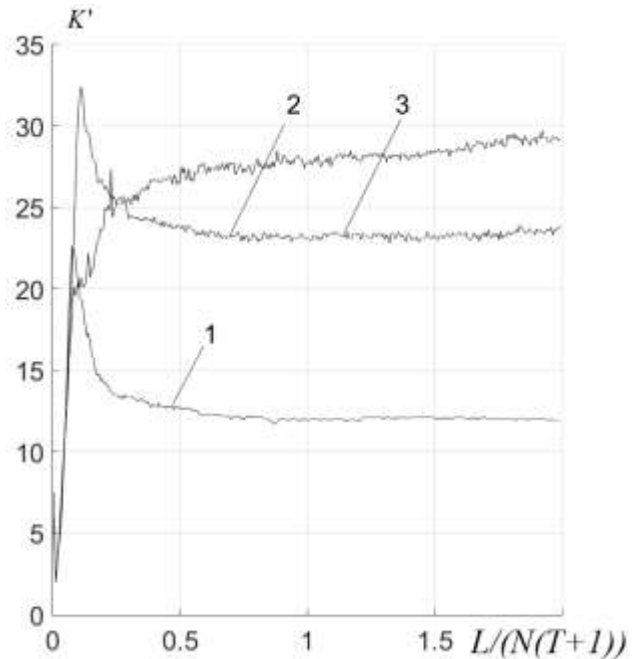


Рис. 2.31. Число сформированных весовых векторов

Из рис. 2.31 следует, что при $L > N(T+1)$ среднее число K' сформированных степенных векторов, обеспечивающих коэффициент подавления широкополосных импульсных помех, изображенный на рис. 2.31, практически не изменяется и для всех рассмотренных случаев много меньше полной размерности базиса $K' < N(T+1)$, что способствует снижению вычислительно сложности метода.

На рис. 2.32 для случайной помеховой ситуации изображена АЧХ АКШП при фиксированном азимуте, соответствующем направлению на одну из трех действующих широкополосных импульсных помех (азимут минус 38°) при $L=170$, $P_0=27$ дБ. Полосы частот действующих помех показаны штриховыми линиями. Из рисунка следует, что при импульсных широкополосных помехах уровень АЧХ на частотах их воздействия достаточно мал, что способствует увеличению коэффициента подавления помех на выходе обработки, однако указанный уровень АЧХ выше относительно случая воздействия стационарных широкополосных помех. На рис. 2.33 изображена ДН АКШП, при фиксированной частоте, равной

центральной частоте одной из действующих широкополосных помех ($0,39F_H$). Направления на помехи отмечены вертикальными штриховыми линиями.

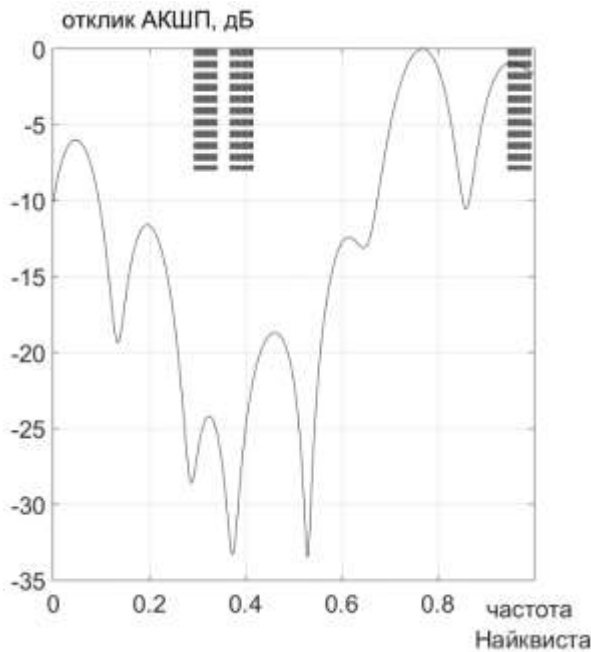


Рис. 2.32. Отклик АШАР по частоте в направлении на помеху с $\theta=-38$

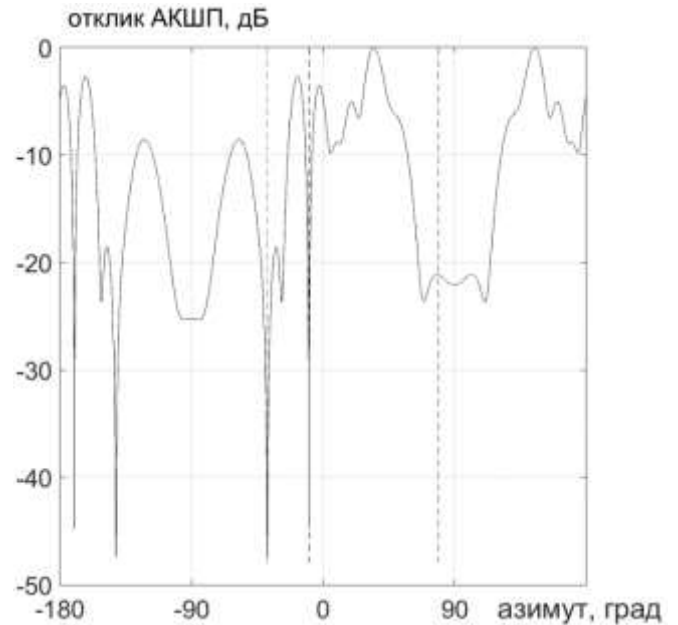


Рис. 2.33. Отклик АШАР по азимуту на центральной частоте $f = 0,39F_H$

Из рис. 2.32 и рис. 2.33 следует, что, несмотря на импульсный характер широкополосных помех, предложенный метод поиска весового вектора пространственно-временного компенсатора помех обеспечивает формирование глубокого провала в ДН в направлениях на помехи, а также позволяет формировать АЧХ АКШП с достаточно малым коэффициентом усиления на частотах действия помех, что способствует увеличению коэффициента подавления помех.

Аналогичное моделирование было проведено для случая нестационарных широкополосных помех при случайном пороге P_0 для каждого отсчета входной смеси и коррелированных собственных шумов в основном и компенсационных входах компенсатора. Автокорреляционную функцию собственных шумов R можно представить следующим выражением [142], [161], [159]

$$R_m = \sigma_0^2 \rho^m \exp(jt), \quad t = 0 \dots T-1 \quad (2.43)$$

где ρ — коэффициент корреляции собственных шумов, m — номер отвода ЛЗ.

На рис. 2.34 приведены зависимости коэффициента подавления нестационарных широкополосных помех ($J=3$) для различного коэффициента

корреляции $\rho=0$; 0,1 и 0,9 (кривые 1-3, соответственно) в зависимости от нормированного числа обучающих выборок. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Кривые с индексом «а» соответствуют предложенному методу степенных векторов, с индексом «б» – методу непосредственного обращения выборочной КМ. Из рис. 2.30 и рис. 2.34 следует, что воздействие нестационарных помех способствует уменьшению коэффициента подавления на 10 дБ при некоррелированных собственных шумах ($\rho=0$). При сильно коррелированных собственных шумах наблюдается резкое уменьшение коэффициента подавления. Однако в важном случае короткой обучающей выборки предложенный метод степенных векторов обеспечивает более высокий коэффициент подавления помех по сравнению с методом непосредственного обращения выборочный КМ. На рис. 2.35 приведены зависимости среднего числа сформированных степенных векторов в зависимости от нормированного числа обучающих выборок для различных коэффициентов корреляции $\rho=0$; 0,1 и 0,9 (кривые 1-3, соответственно). Из рисунка следует, что число сформированных степенных векторов (2.11), участвующих в разложении (2.12) весового вектора компенсатора много меньше полной размерности базиса $N(M+1)$, что способствует снижению вычислительной сложности метода.

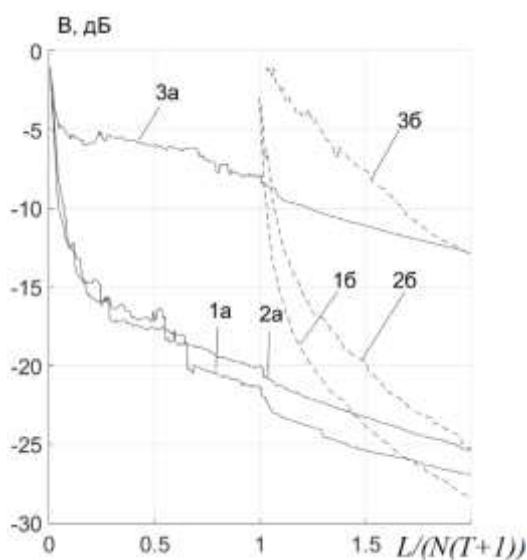


Рис. 2.34. Коэффициент подавления помехи

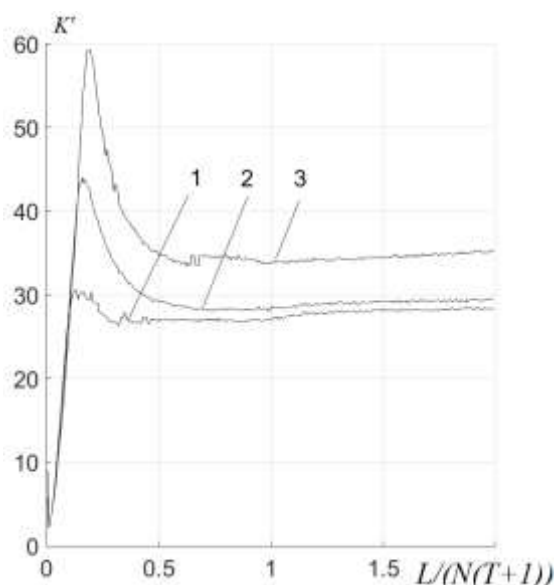


Рис. 2.35. Число сформированных весовых векторов

2.6 Метод подавления импульсных широкополосных помех в пространственно-временной адаптивной антенной решетке для приема полезного сигнала

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [84], [88], [107], [119], [126].

Рассмотрим еще один случай применения АШАР. Это случай выделения полезного узкополосного или широкополосного полезного сигнала на фоне широкополосных импульсных помех. Все теоретические аспекты расчёта весовой матрицы в случае непрерывных широкополосных помех рассмотрены в разделе 2.4, включая регуляризацию весовой матрицы. Применим данную теорию к импульсным широкополосным помехам и проанализируем результаты численного моделирования.

Будем считать, что число элементов АШАР $N=10$, ширина каждой широкополосной помехи $a=0.05f_s$, период решетки на центральной частоте равен 0,5 длины волны. Азимутальные направления θ_j на постановщики широкополосных помех являются случайными и равномерно распределенными в диапазоне $[-180...+180]$ градусов.

В качестве полезного широкополосного сигнала S будем использовать М-последовательность длиной 63 с генерирующим полиномом g^6+g+1 . Так как импульсная характеристика согласованного фильтра в каждом из N каналов должна быть зеркальным отражением сигнала, с которым этот фильтр согласован, то число отводов в ЛЗ в каждом из каналов должно быть равно $T=63$.

Хаотические импульсные широкополосные помехи задавались следующим образом [165]: сначала в каждом канале АШАР формировалась непрерывная стационарная аддитивная смесь широкополосных помех и собственных шумов, а затем использовалась триггерная схема, пропускающая на дальнейшую обработку только те отсчеты сформированной аддитивной смеси помех и шума, мощность которых превышает некоторое пороговое значение P_0 . Если порог P_0 не превышен, то на выход триггера проходит только собственный шум приемного канала. При стремлении порога P_0 к нулю (к $-\infty$ дБ) можно сформировать стационарные

помехи, увеличение порога приводит к формированию импульсных помех во входных каналах АШАР. На рис. 2.36 приведена случайная реализация широкополосной хаотической импульсной помехи с пороговым значением $P_0=25$ дБ.

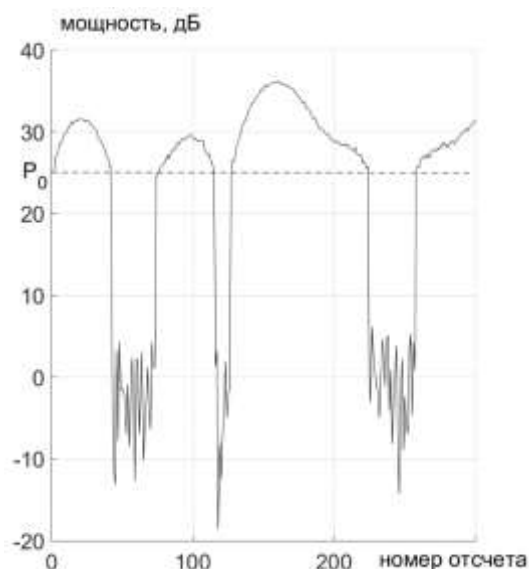


Рис. 2.36. Мощность импульсной широкополосной помехи во времени

Каждая широкополосная помеха моделируется как сумма $Q=20$ комплексных экспонент со случайными частотами f_{jq} , случайными начальными фазами φ_{jq} в диапазоне $[0...2\pi]$, мгновенное значение амплитуды которых подчиняется гауссову распределению, а их средняя мощность σ_{jq}^2 — случайная величина с равномерным распределением в диапазоне $(100...1000)\sigma_0^2 / Q$.

На рис. 2.37 приведены зависимости потерь в ОСШП от нормированного числа выборок $L/N(T+1)$ при трех ($J=3$) помехах для различных пороговых значений $P_0=0, 20$ и 27 дБ (кривые 1,2,3, соответственно). Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Кривые с индексом «а» соответствуют предложенному методу степенных векторов, с индексом «б» — методу непосредственного обращения КМ. Из рис. 2.37 следует, что с ростом порога P_0 , потери в ОСШП на выходе АШАР при использовании метода степенных векторов увеличиваются. Это обусловлено тем, что помеха перестает быть стационарной. Тем не менее, потери в ОСШП на выходе АШАР предлагаемого метода значительно ниже потерь в ОСШП метода

непосредственного обращения выборочной КМ помех при короткой обучающей выборке $L < N(T+1)$.

На рис. 2.38 приведены зависимости среднего числа K' сформированных степенных векторов от нормированного числа выборок $L/N(T+1)$ для различных пороговых значений $P_0=0, 20$ и 27 дБ (кривые 1,2,3, соответственно). Из рис. 2.38 следует, что при $L > N(T+1)$ среднее число K' образованных степенных векторов практически не изменяется. Чем выше порог P_0 , тем большее число векторов требуется сформировать, чтобы подавить помехи.

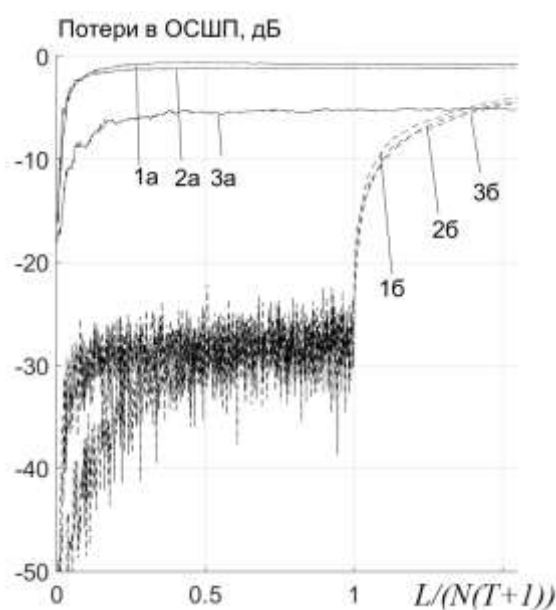


Рис. 2.37. Потери в ОСШП

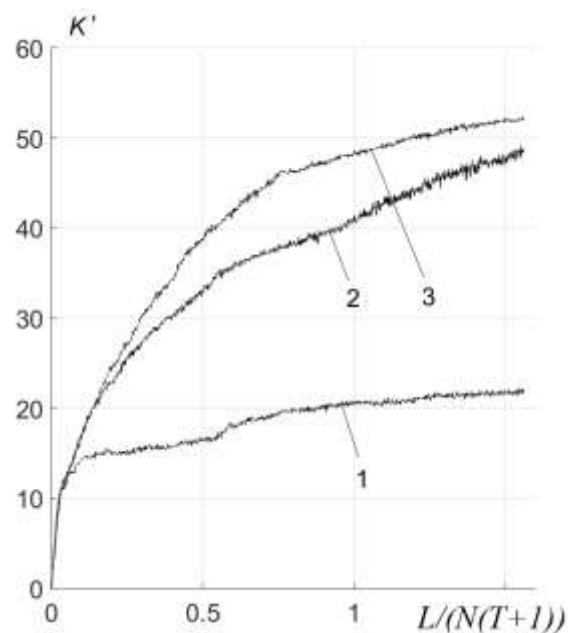


Рис. 2.38. Сформированное число векторов

На рис. 2.39 для отдельной реализации помеховой ситуации изображена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) АШАР при фиксированном азимуте, соответствующем направлению на одну из трех действующих широкополосных импульсных помех (азимут -77°). Полосы частот действующих помех показаны штриховыми линиями (две помехи приблизительно совпали по частотам). При построении графика число обучающих выборок было выбрано $L=650$, порог $P_0=27$ дБ. Из рисунка следует, что из-за импульсного характера помех уровень АЧХ на частоте действия помехи с рассматриваемого направления -77° составляет примерно -25 дБ, в то время как при непрерывных стационарных помехах ($P_0=0$ дБ)

этот уровень уменьшается до -35 дБ [126]. На рис. 2.40 изображена ДН АКШП при фиксированной частоте, равной центральной частоте $0,74f_s$ одной из широкополосных помех. Направления на источники помех показаны вертикальными линиями. Из рис. 2.39 и рис. 2.40 следует, что, несмотря на импульсный характер широкополосных помех, предложенный метод адаптивной пространственно-временной обработки обеспечивает формирование глубокого провала в ДН в направлениях на помехи, а также позволяет формировать АЧХ АШАР с малым коэффициентом усиления на частотах действия помех, что способствует увеличению выходного ОСШП.

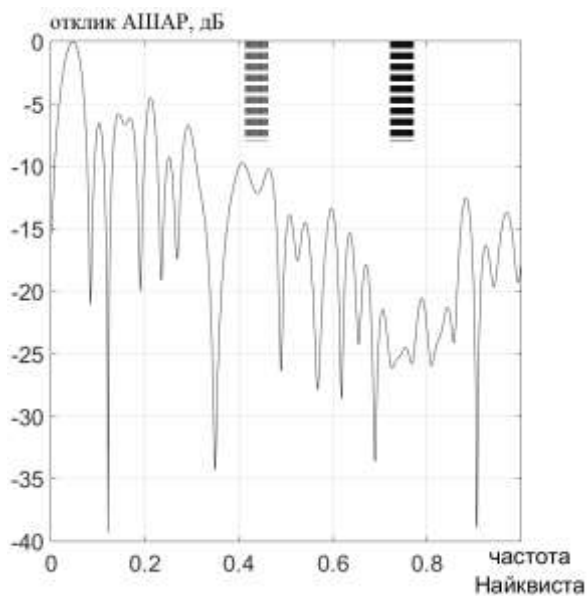


Рис. 2.39. Отклик АШАР по частоте в направлении на помеху с $\theta = -77^\circ$

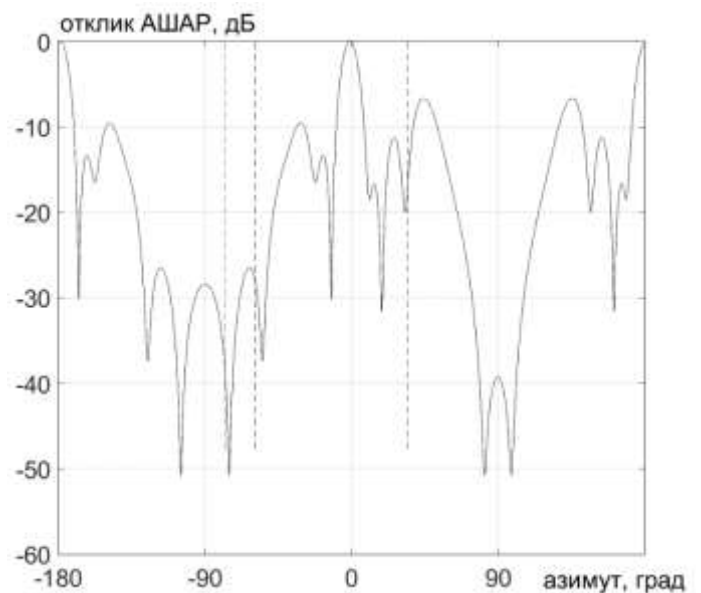


Рис. 2.40. Отклик АШАР по азимуту на центральной частоте $f = 0,74f_n$

На рис. 2.41 изображен входной процесс, содержащий смесь $J=3$ широкополосных импульсных помех ($P_0=27$ дБ) и М-последовательности. В левой части рис. 2.41 подавление помех отсутствует, в правой части включено. Пунктиром отмечен момент выделения М-последовательности на фоне шумов.

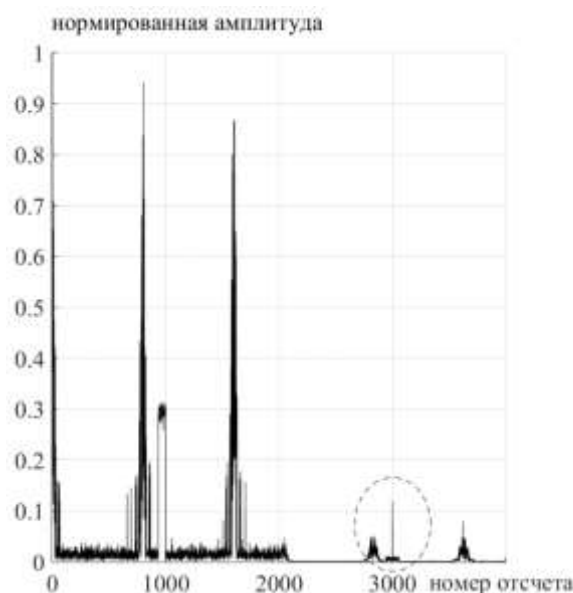


Рис. 2.41. Подавление помех во времени

Аналогичное моделирование было проведено для случая нестационарных широкополосных помех, принимаемых на фоне коррелированных собственных шумов в приемных каналах АШАР. Нестационарность помех при этом обусловлена тем, что при их моделировании порог P_0 являлся случайной величиной, равномерно распределенной в диапазоне от 0 до 30 дБ. Данная помеховая обстановка является наиболее сложной с точки зрения помехозащищенности радара [165]. Автокорреляционную функцию собственных шумов R можно представить формулой (2.43).

На рис. 2.42 приведены зависимости потерь в ОСШП при трех ($J=3$) нестационарных широкополосных помехах для различных коэффициентов корреляции собственных шумов $\rho=0$ и 0,9 (кривые «а» и «б», соответственно) в зависимости от нормированного числа обучающих выборок. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Кривые с номером 1 соответствуют предложенному методу степенных векторов, с номером 2 – методу непосредственного обращения выборочной КМ. Из рис. 2.42 следует, что определяющим фактором ухудшения выходного ОСШП является коррелированность собственных шумов в каналах АШАР: для коэффициента корреляции $\rho=0,9$ увеличение потерь в ОСШП составляет около 10 дБ по сравнению со случаем некоррелированных собственных шумов. На рис. 2.43

приведены зависимости среднего числа сформированных степенных векторов от нормированного числа выборок для различных значений $\rho=0$ и $0,9$ (кривые 1,2, соответственно).

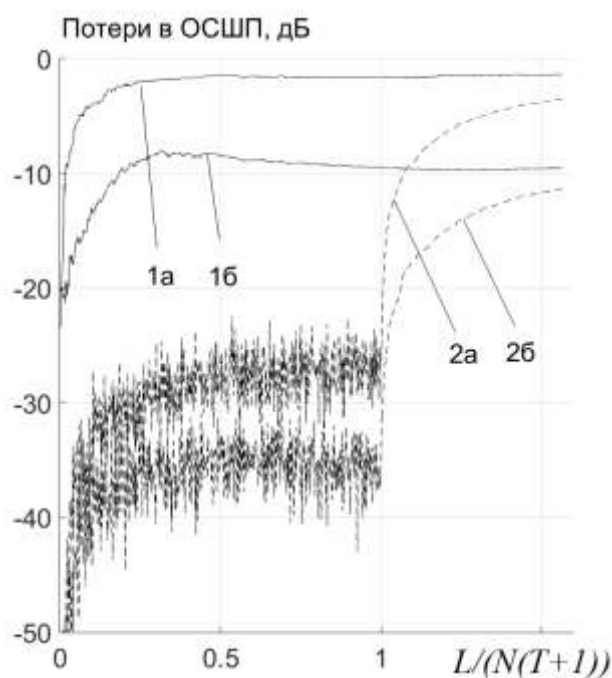


Рис. 2.42. Потери в ОСШП

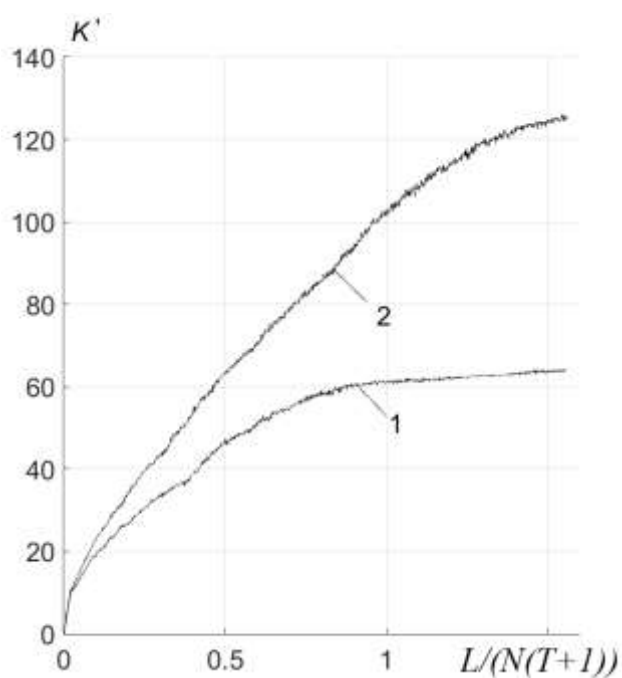


Рис. 2.43. Сформированное число векторов

Из рис. 2.43 следует, что при сильно коррелированных шумах формируется большое количество степенных векторов, что увеличивает вычислительную сложность алгоритма, однако предлагаемый метод обеспечивает меньшие потери в ОСШП по сравнению с методом непосредственного обращения выборочной КМ при короткой обучающей выборке.

2.7 Концепция построения подавителя стационарной помехи в пассивной локационной системе метрового диапазона длин волн на основе автокомпенсатора с многоотводной линией задержки

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [89] и [130].

Пассивные телеметрические комплексы, как частный случай локационной системы, используются в ракетно-космической отрасли, включая наземный измерительный сегмент, и работают в достаточно сложной помеховой обстановке.

Это могут быть помехи, как от аналогичных (дублирующих) комплексов, так и индустриальные помехи.

Обеспечение надежности и достоверности принимаемой информации является непростой технической задачей. В случае малого ОСШ, наводимые в приемной антенне помехи вносят настолько сильные искажения, что принимаемый сигнал уже практически не подвергается демодуляции.

Известны методы повышения помехоустойчивости телеметрических систем, такие как помехоустойчивое кодирование [170]. Широко используются методы, основанные на перестройке частоты несущей по различным законам [171], [172]. Однако, их использование не позволяет полностью исключить попадание помехи на вход демодулятора (решающей схемы).

В настоящей работе предлагается метод борьбы с одним из видов индустриальных помех, а именно телевизионными помехами. Как правило, они излучаются в эфир с телевизионных башен. На испытательных площадках такого рода источников помех не бывает много и их положение и частоты заранее известны.

Основой рассматриваемого телеметрического комплекса является плоская АР наземного базирования. За счет опорно-поворотного устройства комплекс способен направлять главный луч ДН АР на движущийся источник телеметрической информации, предварительно обнаружив и запеленговав его.

В условиях реальных полигонов вокруг телеметрического комплекса изначально находится большое количество оборудования (служебные здания, различные мачты и т.д.). Если при проектировании комплекса в структуру АР не заложены компенсационные излучатели, то возникают проблемы с их размещением на местности. Решить указанную проблему возможно за счет пространственно удаленного набора компенсационных каналов (излучателей) относительно основной АР, которые формируют автокомпенсатор помех (АКП). Сигнал, принятый компенсационными излучателями, передается в вычислительный блок телеметрического комплекса через длинные высокочастотные кабели. Далее предлагаемый алгоритм, основанный на методе

степенных векторов и оптимизации коэффициента подавления помехи, обеспечивает эффективное удаление из принимаемого телеметрического сигнала телевизионной помехи, приходящей по боковым лепесткам диаграммы направленности основной АР.

2.7.1 Алгоритм компенсации телевизионной помехи

Рассмотрим алгоритм компенсации помехи для наиболее простого случая с одной помехой в эфире. Сигнал x_0 основного (суммарного) канала телеметрического комплекса формируется в результате аналогового суммирования в планарной (прямоугольной) АР и в последствии подвергается аналого-цифровому преобразованию. Структура каналов телеметрического комплекса приведена на рис. 2.44.

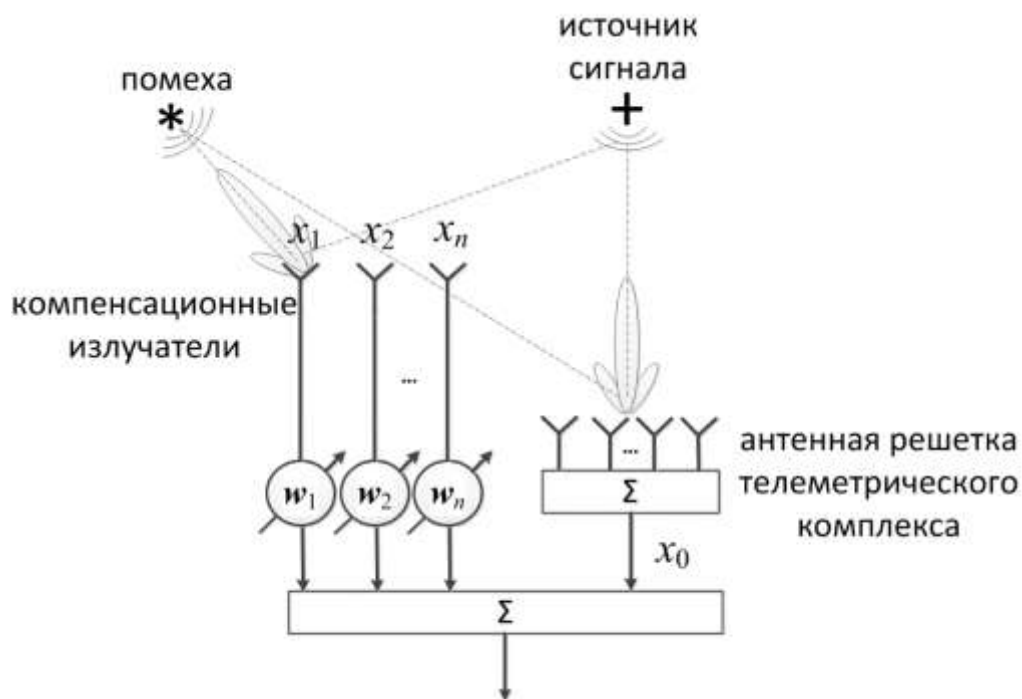


Рис. 2.44. Взаимное расположение основного и компенсационных каналов

В традиционной структуре автокомпенсатора компенсационные каналы и основной канал располагаются близко друг к другу. Это необходимо для повышения корреляции помехи в основном канале и компенсационных. В настоящем разделе предлагается метод компенсации помехи, когда компенсационные излучатели значительно удалены от антенны (десятки длин

волн) основного канала, что уменьшает коэффициент корреляции. В этом состоит новизна.

Для компенсации одной помехи достаточно задействовать сигнал x_1 дополнительного (компенсационного) канала АКП. Этот сигнал принимается на одиночный излучатель, выставленный на расстоянии D в удобном месте удаленно относительно основной АР комплекса. В сигнале x_0 и в сигнале x_1 присутствуют и полезный источник и помеха и тепловые шумы, но с разными усилениями. Далее с помощью длинного высокочастотного кабеля сигнал x_1 поступает в приемное устройство, находящееся в составе комплекса, и в последствии также подвергается аналого-цифровому преобразованию.

Будем считать, что главный луч ДН основной АР направлен на источник полезного сигнала (см. рис. 2.44). Тогда помеха в основном канале приходит по боковым лепесткам ДН. Поскольку угол прихода телевизионной помехи является фиксированным и известен заранее, поэтому максимум ДН излучателя компенсационного канала изначально ориентируется в направлении прихода телевизионной помехи. Тогда сигнал помехи от компенсационного канала будет приходить с максимальным усилением. В тоже время в основном канале помеха будет приниматься боковыми лепестками ДН.

Поскольку антенна компенсационного канала принимает полезный сигнал по боковым лепесткам ДН, то на выходе устройства полезный телеметрический сигнал будет практически не искажен. В случае, когда направление прихода телеметрического сигнала и помехи совпадают, подавление помехи будет сопровождаться подавлением сигнала.

За счет пространственного разнесения антенны компенсационного канала и основного канала коэффициент корреляции телевизионной помехи между основным и компенсационным каналами уменьшается. Это приводит к уменьшению коэффициента подавления помехи. Проблему увеличения коэффициента корреляции при заранее точно не известном расположении излучателя компенсационного канала относительно основной АР предлагается

решать за счет оригинального метода цифровой обработки сигналов. Структурная схема блока вычислений предлагаемого алгоритма изображена на рис. 2.45.



Рис. 2.45. Структурная схема блока вычислений

Помимо стандартных микросхем аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифро-аналогового преобразования (ЦАП) в состав предлагаемого блока вычислений входит программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) и сигнальный процессор. Основное назначение ПЛИС – это реализация цифрового программного приемника для переноса спектра с несущей частоты на нулевую и формирование требуемой полосы частот у выходного сигнала. Основное назначение сигнального процессора – это вычисление весового вектора АКП и оптимизация коэффициента подавления помехи.

Будем считать, что помеха в основном и компенсационном каналах представляет собой случайные стационарные комплексные гауссовы процессы x_0 и x_1 с нулевыми средними значениями $\langle x_0 \rangle = \langle x_1 \rangle = 0$ и дисперсией σ_0^2 . Для оптимизации коэффициента подавления телевизионной помехи и соответственно увеличения коэффициента корреляции помехи между основным и

компенсационным каналом в компенсационный канал вводится линия задержки. В основном канале линия задержки отсутствует. ЛЗ реализуется программно с помощью микросхемы ПЛИС. Далее в обоих каналах производится перенос сигнала с несущей частоты на нулевую частоту. После этого производится фильтрация сигнала и последующая децимация до нужного темпа дискретизации. Потоки данных с уменьшенным темпом дискретизации основного и компенсационного каналов поступают в сигнальный процессор.

Максимальное число элементов в линии задержки определяется по формуле

$$T = \left\lceil \frac{1}{\Delta F} f_s \right\rceil, \quad (2.44)$$

где ΔF - полоса частот сигнала на выходе ПЛИС, f_s - частота дискретизации сигнала на входе в ПЛИС, $\lceil \cdot \rceil$ – операция округления до ближайшего целого.

Формула для вычисления весового вектора B сигнальном процессоре для каждого фиксированного значения времени задержки вычисляется весовой коэффициент w

$$w = \frac{\langle x_0 x_1^* \rangle}{\langle |x_0|^2 \rangle}, \quad (2.45)$$

где $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение, $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее.

Получив массив весовых коэффициентов w для различных времен задержки, для каждого значения оценивается коэффициент подавления помехи

$$B = \frac{\langle |x_0 + w^* x_1|^2 \rangle}{\langle |x_0|^2 \rangle}, \quad (2.46)$$

где x_0 – сигнал в основном канале, x_1 – сигнал в компенсационном канале.

Далее определяется оптимальное значение задержки сигнал в компенсационном канале, которое достигается в минимуме выражения (3)

$$\{B_{\min}, w^{opt}\} = \min_{t, \tau} \{B\}, \quad t \in [0, 1, \dots, T]. \quad (2.47)$$

После определения оптимальной конфигурации линии задержки на ЦАП выдается сигнал с подавленной помехой $x_0 + w^{opt} x_1$ для его перевода в аналоговую форму и для последующей передачи в аппаратуру потребителей. Данный подход для поиска оптимального весового вектора (2.42) является новым и предложен автором.

При наличии в эфире более одной помехи, требуется применение МКП. Схема МКП показана на рис. 2.46.

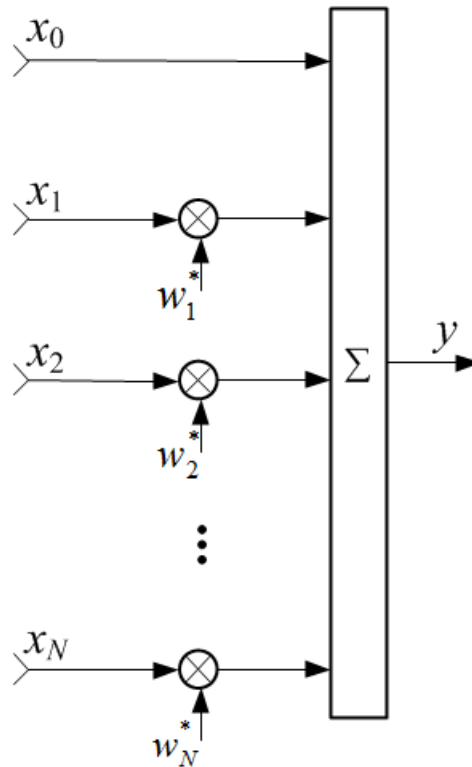


Рис. 2.46. Схема адаптивного автокомпенсатора помех

Средняя мощность выходного процесса $I(\mathbf{W}) = \langle |y|^2 \rangle = \langle |x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}|^2 \rangle$.

Минимизация квадратичного функционала $I(\mathbf{W})$ приводит к основному уравнению (2.2) МКП. Минимальное значение средней мощности помехи на выходе МКП $I_{\min} = \sigma_0^2 - \mathbf{P}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{W}$.

Эффективность МКП оценивается величиной коэффициента подавления помехи B , который равен отношению средней мощности $I_{\min}$ помехи на выходе МКП к средней мощности σ_0^2 помехи на основном входе.

Аналитическое решение уравнения (2.2) в случае J ($J \leq N$) внешних некоррелированных источников помехи произведено в разделе 2.1.1. При этом входные сигналы МКП будут равны

$$x_0 = \sum_{j=1}^J x^{(j)} + \xi_0; \quad x_n = \sum_{j=1}^J \alpha_{nj} \exp(i\varphi_{nj}) x^{(j)} + \xi_n; \quad (n = 1 \div N) \quad (2.48)$$

где $x^{(j)}$ – помеха на входе основного канала от j -го источника, ξ_0 и ξ_n – собственный шум в основном и n -ом компенсационном каналах МКП мощностью σ_{noise}^2 ; коэффициент α_{nj} характеризует различие усиления процесса x на основном и n -ом компенсационном входах МКП для j -й помехи; φ_{nj} – разность фаз комплексных амплитуд j -ой помехи между основным и n -ым компенсационным каналом.

Выражения для КВ и КМ имеют вид:

$$\mathbf{P} = \sum_{j=1}^J p_j \mathbf{\Phi}_j \quad \mathbf{R} = \sigma_{noise}^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^J p_j \mathbf{\Phi}_j \mathbf{\Phi}_j^H \quad (2.49)$$

где $\mathbf{\Phi}_j$ – вектор с комплексными компонентами $\alpha_{nj} \exp(i\varphi_{nj})$, p_j – мощность j -ой помехи в основном канале компенсатора.

2.7.2 Результаты численного моделирования

Для проверки предложенного алгоритма подавления телевизионной помехи было проведено численное моделирование. Взаимное расположение и ориентация пассивной телеметрической системы (основной канал), компенсационной антенны (компенсационный канал), а также направлений прихода полезного сигнала и телевизионной помехи приведены на рис. 2.47. Таким образом, полезный сигнал приходил по нормали к АР основного канала, а телевизионная помеха под углом 110 градусов от положительного направления оси ОХ.

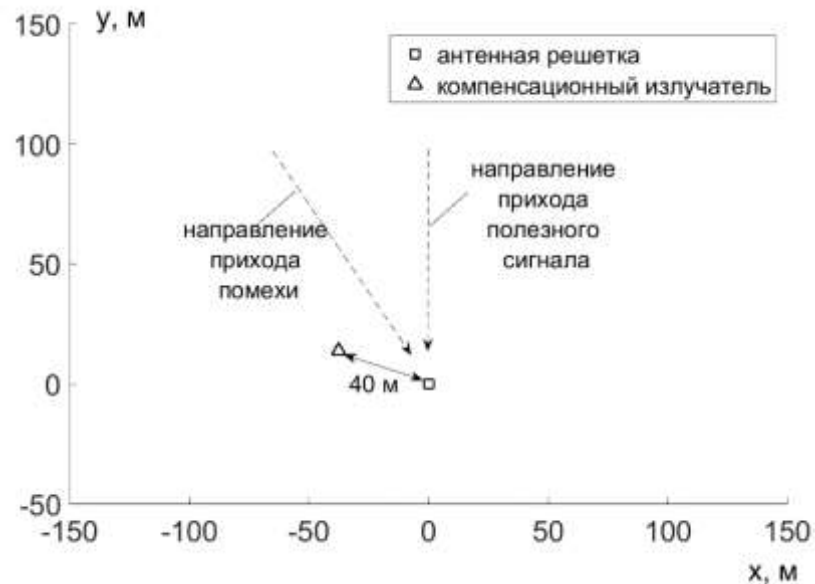


Рис. 2.47. Взаимное расположение основного и компенсационного каналов при численном моделировании

Считалось, что компенсационная антенна находится на расстоянии 40 метров от основной АР под углом 160 градусов от положительного направления оси ОХ. Ширина диаграммы направленности компенсационной антенны в азимутальной плоскости равнялась 20 градусам по уровню минус 3 дБ. АР основного канала имела диаграмму направленности шириной 13 градусов по уровню минус 3 дБ. Несущая частота равнялась 203 МГц.

Полоса частот приемника равнялась $\Delta F = 3$ МГц. Программная линия задержки работала с дискретом $\tau = 100 \cdot 10^{-6}$ секунды, что соответствовало частоте дискретизации АЦП 100 МГц. Максимальное число линий задержки равнялось $T = 34$.

Для формирования активной шумовой помехи генерировался комплексный гауссовский шум с дисперсией, равной отношению мощности телевизионной помехи к мощности тепловых шумов. Далее шум пропусклся через фильтр нижних частот для придания ему нужной временной корреляции, определяемой полосой частот ΔF приемника.

Далее для моделирования процедуры максимизации коэффициента подавления и поиска оптимального весового коэффициента было зафиксировано отношение помеха-шум ОПШ=20 дБ, а ОСШ было параметром. В эфире

присутствовала $J=1$ помеха. Результаты моделирования коэффициента подавления помехи с помощью алгоритма (2.46) приведены на рис. 2.48а.

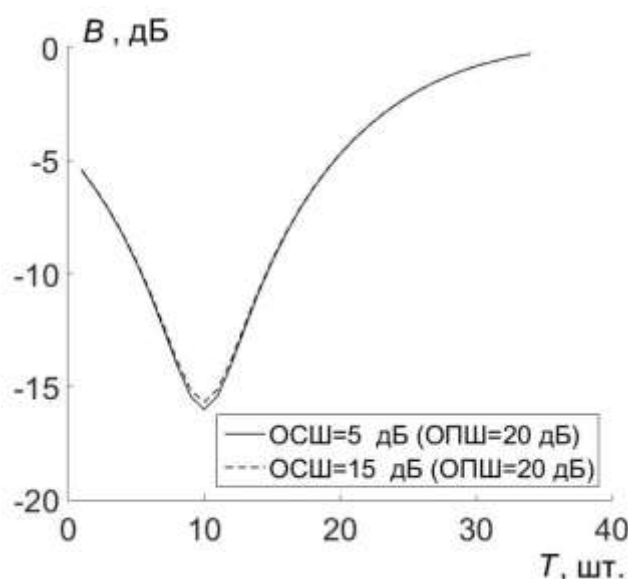


Рис. 2.48а. Коэффициент подавления помехи в зависимости от времени задержки

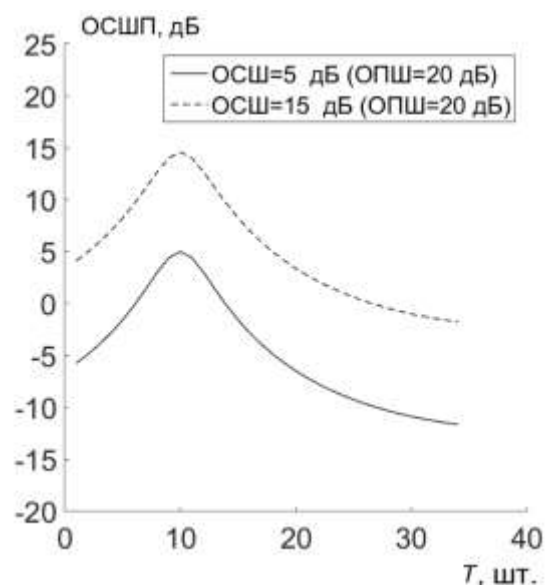


Рис. 2.48б. Отношение сигнал-шум плюс помеха в зависимости от времени задержки

Как видно из рис. 2.48а коэффициент подавления помехи имеет единственный минимум для 10 дискретов задержки при выбранной геометрической конфигурации объектов на полигоне. Причем максимальный коэффициент подавления слабо зависит от соотношения между мощностью помехи и мощностью полезного сигнала. Таким образом, помеха подавляется практически до уровня тепловых шумов.

На рис. 2.48б построена зависимость выходного отношения сигнал - шум+помеха ($ОСШП$) также в зависимости от числа дискретов задержки. Видно, что при оптимальном числе дискретов задержки помеха практически полностью компенсируется и выходное $ОСШП$ практически сравнивается с входным $ОСШ$ при отсутствии помехи.

На практике представляет интерес график зависимости коэффициента подавления помехи от величины ОПШ. На рис. 2.49а приведена зависимость величины коэффициента подавления помех B от величины ОПШ. Считалось, что в эфире присутствовало от $J=1$ до $J=3$ помех ($N=5$). Оптимальный весовой вектор

вычислялся с помощью предложенной процедуры оптимизации временной задержки и метода степенных векторов. Для сравнения на график добавлена величина коэффициента подавления при $J=1$ для метода прямого обращения КМ. ОСШ=15 дБ, число использованных выборок $L=1000$. Считалось, что азимуты направлений на помехи известны и каждая компенсационная антенна направлялась на свою помеху.

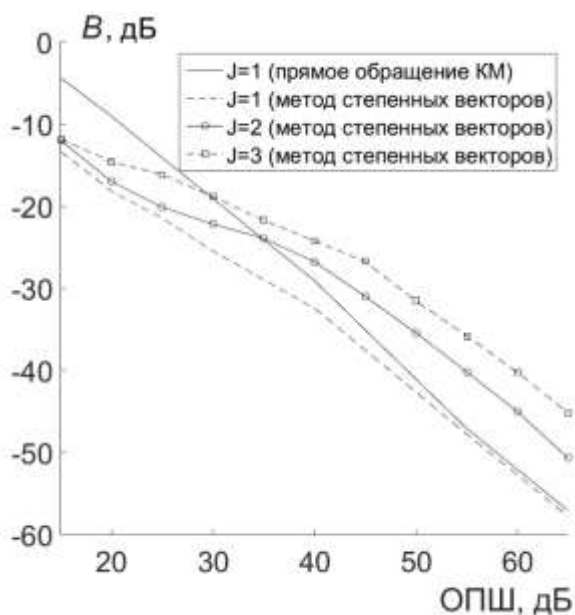


Рис. 2.49а. Коэффициент подавления помехи в зависимости от отношения помеха-шум

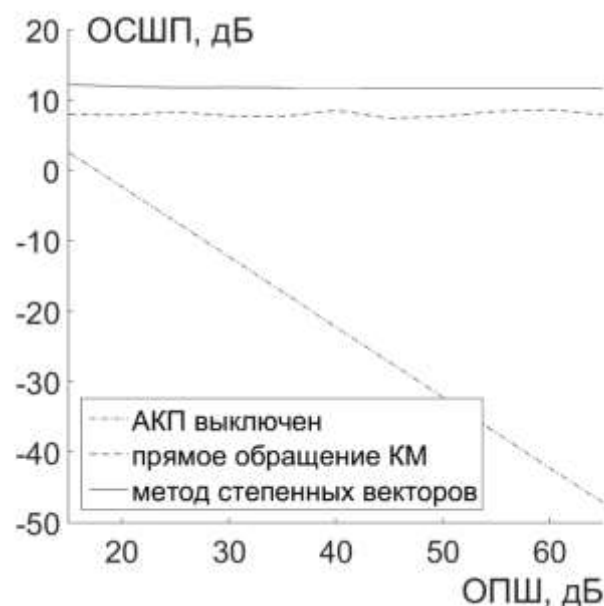


Рис. 2.49б. Отношение сигнал-шум плюс помеха в зависимости от отношения помеха-шум

Как видно из рис. 2.49а уже при $J=1$ помехе метод степенных векторов обеспечивает лучшее подавления помехи для малых ОПШ. Для больших ОПШ эти зависимости асимптотически сближаются. Для всех J с увеличением ОПШ коэффициент подавления помех пропорционально возрастает. При этом с увеличением числа помех коэффициент подавления уменьшается при фиксированном ОПШ.

На рис. 2.49б построено выходное ОСШП в зависимости от мощности входной телевизионной помехи при наличии автокомпенсатора и без него. ОСШ=15 дБ, число использованных выборок $L=1000$, $J=1$. Из рис. 2.49б видно, при наличии автокомпенсатора выходное ОСШП практически равняется входному ОСШ при любой мощности телевизионной помехи, т.е. помеха подавляется

практически полностью. Если же автокомпенсатор отсутствует, то с ростом мощности телевизионной помехи выходное ОСШП пропорционально уменьшается. Метод степенных векторов обеспечивает большее ОСШП.

На рис. 2.50 построена величина коэффициента подавления телевизионной помехи в зависимости от числа выборок L для оценивания весового коэффициента ($J=1$).

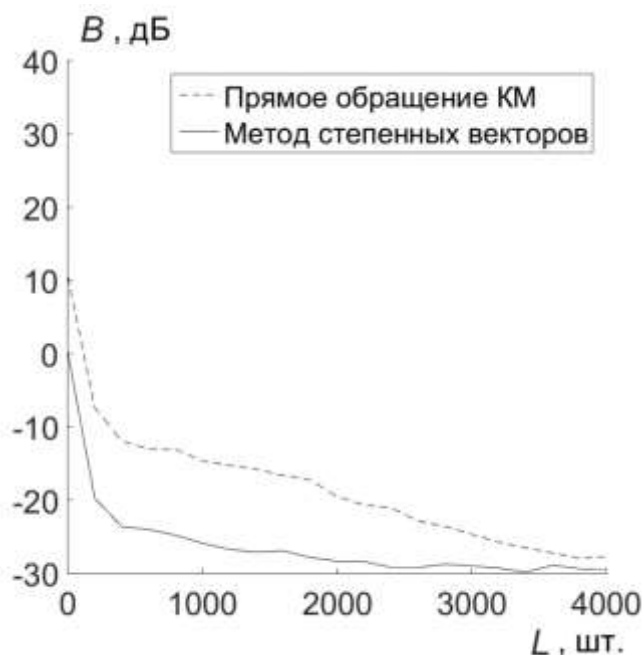


Рис. 2.50. Коэффициент подавления помехи в зависимости от числа выборок

Считалось, что частота дискретизации сигнала в сигнальном процессоре в 16 раз меньше, чем на входе в ПЛИС и составляет 6,25 МГц. Из рис. 2.50 видно, что коэффициент подавления помехи практически выходит на свое максимальное значение при 5000 выборках, что составляет 800 мкс. Таким образом, время настройки автокомпенсатора составляет около 1 мс. При этом, чем дольше происходит настройка (обучение) автокомпенсатора к текущей помеховой обстановке, тем лучше будет подавляться помеха.

За время настройки автокомпенсатора при максимальной угловой скорости вращения антенны основного канала около 18 градусов в секунду, ДН основного канала повернется на величину, не превышающую 1 угловую минуту. Таким образом, предлагаемый алгоритм компенсации телевизионной помехи способен работать режиме постоянной адаптации к текущей помеховой обстановке.

2.8 Выводы по второй главе

Во второй главе проведен синтез методов подавления широкополосных стационарных и импульсных помех уменьшенной вычислительной сложности в активных радарах и пассивных локационных системах с помощью пространственно-временных компенсаторов и адаптивных антенных решеток.

В результате исследований во второй главе получены следующие выводы.

1. Предложено развитие теории пространственно-временной компенсации широкополосных непрерывных и импульсных помех за счет применения многоканальных антенных решёток со встроенными линиями задержек в каждом канале и специальными методами цифровой матричной обработки сигналов.

2. Предложен метод обработки сигналов в одноканальном адаптивном автокомпенсаторе широкополосных помех, представляющим собой трансверсальный фильтр со встроенными умножителями в отводы линий задержек. Получено точное аналитическое выражение весового вектора одноканального АКП при точно известной КМ помех в отводах линии задержек.

3. Получено точное аналитическое решение для оптимального весового вектора АКШП на основе разложения весового вектора в базисе степенных векторов и процедуры их ортогонализации. Алгоритм имеет невысокую вычислительную сложность около $\sim N(T+1)LK'$. Метод работает при короткой выборке $L < (NT+1)$ и позволяет достичь коэффициента подавления помехи близкого к теоретическому пределу.

4. Получено точное аналитическое решение для весового вектора адаптивного фильтра в базисе степенных векторов. Данный фильтр позволяет максимизировать выходное ОСШП при воздействии на его входе широкополосного полезного сигнала и нескольких широкополосных помех, занимающих часть полосы приема. Предложенный алгоритм эффективно работает при ограниченном объеме информации о помехе, в частности при числе выборок, совпадающем или меньшем числа отводов фильтра (случай короткой выборки).

5. Предложен степенной метод обработки сигналов в АШАР, обеспечивающий максимальное отношение мощности полезного сигнала к

суммарной мощности собственных шумов и внешних помех (ОСШП), основанный на представлении весового вектора в виде конечного разложения в степенном базисе. Получено точное аналитическое выражение весового вектора АШАР при точно известной КМ помех в приемных каналах.

6. Предложен метод подавления широкополосных импульсных хаотических помех с помощью АШАР, основанный на использовании ортонормированного базиса степенных векторов и процедуры регуляризации весового вектора. Приведены результаты моделирования предложенного метода, обеспечивающего высокий коэффициент подавления помех в важном для практики случае короткой обучающей выборки. При коэффициенте корреляции тепловых шумов более 0,9 число формируемых весовых векторов значительно увеличивается.

7. Предложен метод подавления узкополосных телевизионных стационарных помех за счет использования автокомпенсатора помех с удаленными компенсационными каналами в составе приемо-регистрирующего телеметрического комплекса. Метод позволяет располагать аппаратуру компенсационных каналов на значительном расстоянии относительно местоположения телеметрического комплекса. В отличие от известных работ уделяется внимание случаю короткой выборки входного процесса.

ГЛАВА 3. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДВУМЕРНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С АВТОМАТИЧЕСКИМ СОПРОВОЖДЕНИЕМ ЦЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

В третьей главе рассматриваются методы двумерной пеленгации источников полезной информации в пассивной локационной системе на базе антенной решетки в условиях воздействия узкополосных помех или их отсутствия. Предлагается подход для пространственной обработки сигналов в таких системах, основанный на аппроксимации минимального многочлена корреляционной матрицы принимаемых полезных сигналов, который допускает использование короткой выборки при оценке этой матрицы. Проведен анализ обработки результатов натурных экспериментов. Основные результаты третьей главы опубликованы в работах [90], [91], [92], [93].

3.1 Метод двумерной пеленгации при отсутствии помех

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [90], [129], [132] и [134].

Одной из важных задач в современной гражданской авиации является контроль воздушного пространства возле аэропортов [173]. Каждый самолет или воздушный объект, приближающийся к аэропорту, предварительно должен быть запеленгован. С любого приземляющегося и взлетающего самолета передается телеметрическая информация, по сигналам которой предлагается выполнять двумерную пеленгацию.

Другой похожей задачей, возникшей в последнее время, является обнаружение всевозможных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и прочих объектов, входящих в зону аэропорта. Как правило, любой БПЛА также передает на землю большое количество телеметрической информации.

Традиционно задача пеленгации решается комплексом на базе кольцевой антенной решетки [174]. Точность измерения азимута в таких системах является

невысокой, а измерение угла места, как правило, отсутствует вообще. В настоящей работе предлагается решать указанную задачу с помощью цифровой адаптивной антенной решетки наземного размещения.

В качестве метода измерения азимута и угла места цели применяется алгоритм, основанный на оценке минимального многочлена корреляционной матрицы с последующим построением вектора-проектора на шумовое подпространство [175]. Ближайшим известным методом к нему выступает метод MUSIC [176]. Однако предлагаемый метод в отличие от MUSIC способен адаптивно оценивать число источников в эфире и способен работать в условиях короткой выборки.

Одной из основных проблем при пеленгации воздушного объекта по сигналам телеметрической информации, передаваемой с этого объекта, является частотная рассинхронизация между передатчиком и приемником [177]. Она возникает из-за того, что передатчик и приемник тактируются разными генераторами и их частоты в точности никогда не совпадают, а также из-за эффекта Доплера.

Другой проблемой является символьная рассинхронизация на приемной стороне. Она возникает из-за отсутствия информации у АЦП о начале (фронте) принимаемого символа данных.

В системах радиосвязи, принципы и частотной и символьной синхронизации уже изучены [177]. В большинстве случаев это требует увеличения вычислительной сложности. При изготовлении пеленгатора на отечественной элементной базе возникают проблемы с вычислительными ресурсами. В связи с этим, в работе предлагается алгоритм двумерной пеленгации, который не требует выполнения частотной и символьной синхронизации.

3.1.1 Структура и место двумерного пеленгатора

Телеметрический комплекс как частный случай пассивной локационной системы выполняет две основные функции: автосопровождение воздушного объекта по сигналам, передаваемым с этого объекта, и прием (демодуляция) и

регистрация телеметрической информации. Автосопровождение воздушного объекта подразумевает измерение его угловых координат (азимута и угла места).

Рассмотрим структуру АР изображенную на рис. 3.1а. АР является планарной, а ее полотно способно механически вращаться как по азимуту, так и по углу места. АР имеет 32 цифровых канала, отмеченных на рис. 3.1а пунктиром. Каждый цифровой канал представляет собой столбец из 4-х излучателей просуммированных аналоговым способом. Это сделано для уменьшения ширины диаграммы направленности каждого цифрового канала в угломестной плоскости.

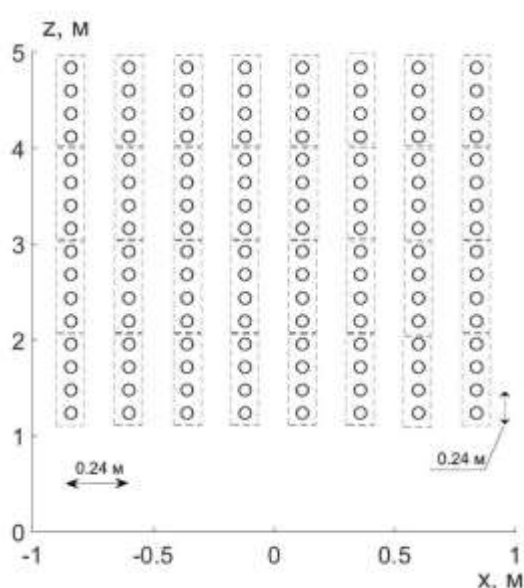


Рис. 3.1а. Структурная схема АР телеметрического комплекса



Рис. 3.1б. Структура кадра принимаемой информации

Будем считать, что телеметрическая информация передается кадрами. Структура данного кадра изображена на рис. 3.1б. В начале кадра (как и в любой системе цифровой радиосвязи) идет преамбула. Преамбула необходима для определения начала кадра и различных синхронизаций. Она представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП) длиной 127. Далее идет информационная часть кадра. Она имеет строго фиксированную длительность. Каждый информационный символ модулируется либо дифференциальной двоичной фазовой модуляцией (DBPSK) или дифференциальной квадратурной фазовой модуляцией (DQPSK). Помимо этого каждый информационный символ дополнительно кодируется кодом Баркера на 11. Первый символ в

информационной части кадра является опорным. Длительность элементарного импульса составляет 80 нс, таким образом, полоса приемника составляет 12,5 МГц.

Полотно АР приподнято над земной поверхностью на небольшую высоту около $h=1$ м (см. рис. 3.2) с помощью опорно-поворотного устройства.

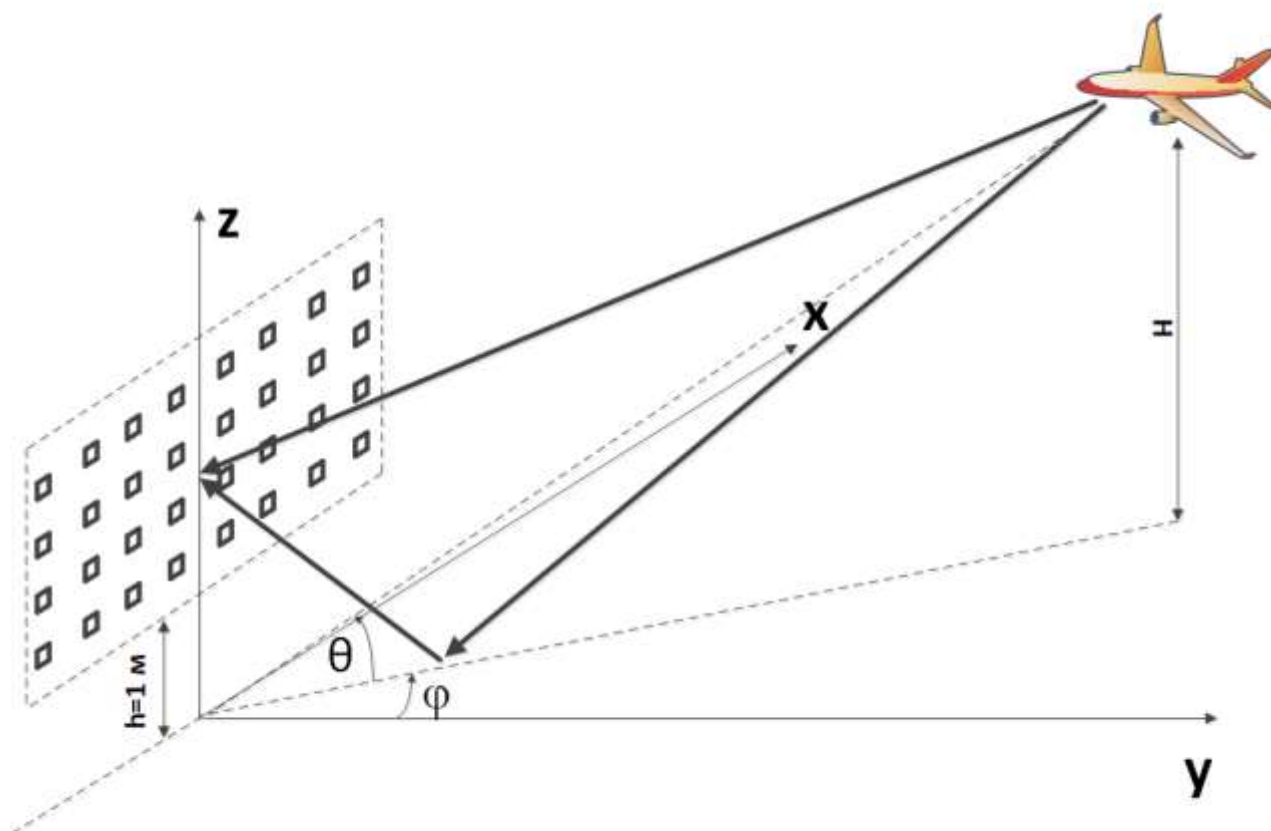


Рис. 3.2. Модель радиоканала

Для большинства телеметрических комплексов наземного базирования, работающих в диапазоне около 1 ГГц радиоканал можно считать двухлучевым (см. рис. 3.2) [156]. В работе будем использовать данную модель, с учетом того, отраженный от земной поверхности луч имеет коэффициент отражения согласно законам Френеля. Именно «земной луч» усложняет пеленгацию воздушного объекта по углу места.

Стратегия автосопровождения по азимуту как правило требует и механического поворота полотна АР и электронного управления лучом. Механическое вращение требуется, когда воздушный объект располагается на азимутах близких к оси (вдоль полотна) АР. Это связано с искажением формы ДН

на больших углах. В работе будем считать, что механического вращения АР не требуется.

3.1.2 Применение метода минимального многочлена для пеленгации по азимуту и углу места

Корреляционная матрица $\mathbf{M}$ входного процесса на выходе приемных устройств в элементах АР имеет минимальный многочлен, корнями которого являются неравные между собой собственные числа $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{J+1}$ матрицы $\mathbf{M}$ [61]. Эти корни являются простыми (единичной кратности), а их число определяется числом J источников сигналов и равно $J+1$.

На практике вместо истинной матрицы $\mathbf{M}$ используется ее максимально правдоподобная оценка $\hat{\mathbf{M}}$, полученная по L выборочным векторам $\mathbf{X}(l)$ входного процесса и равная (1.2) [156].

В случае короткой выборки входного процесса ($L < N$) выборочная КМ $\hat{\mathbf{M}}$ является вырожденной и имеет L положительных и $N-L$ нулевых собственных чисел. Ее минимальный многочлен можно записать в виде $\psi(\mu) = (\mu - \mu_1)(\mu - \mu_2) \dots (\mu - \mu_L)$ [61]. Таким образом, при переходе от точной к выборочной КМ степень минимального многочлена увеличивается от $J+1$ до N (длинная выборка) или до L (короткая выборка) и, следовательно, перестает зависеть от числа J источников сигналов.

Для измерения угловых координат воздушного объекта предлагается применить метод минимального многочлена [175]. Для КМ $\hat{\mathbf{M}}$ сформируем матричный многочлен $\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{M}}) = (\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{M}})(\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{M}}) \dots (\mathbf{I} - \gamma_m \hat{\mathbf{M}})$ (где $\mathbf{I}$ – единичная матрица) и найдем минимум $I^{(m)} = \min_{m, \gamma_n} \|\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{M}})\|^2$ квадрата евклидовой нормы этого многочлена путем выбора степени m и коэффициентов γ_n ($n=1, 2, \dots, m$). Величина $I^{(m)}$ представляет собой СКО аппроксимации минимального многочлена КМ $\mathbf{M}$ многочленом минимальной степени. Коэффициенты γ_n являются оценками обратных значений собственных чисел выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ ($\gamma_n = 1/\mu_n$) и находятся из решения системы нелинейных уравнений вида [140], [141]

$$\gamma_n = Sp \left[\hat{\mathbf{M}} \prod_{i=1, i \neq n}^m (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{M}})^2 \right] \left\{ Sp \left[\hat{\mathbf{M}}^2 \prod_{i=1, i \neq n}^m (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{M}})^2 \right] \right\}^{-1}, \quad (3.1)$$

где $Sp(\cdot)$ – след матрицы.

Для решения системы (3.1) удобно использовать итерационную процедуру, начиная с $m=1$. При этом m чисел γ_n , вычисленных для функционала $\mathbf{I}^{(m+1)}(\hat{\mathbf{M}})$, будем считать начальными приближениями для вычисления $(m+1)$ чисел γ_n для функционала $\mathbf{I}^{(m+1)}(\hat{\mathbf{M}})$. Среднеквадратическая ошибка $I^{(m)}$ аппроксимации минимального многочлена КМ $\mathbf{M}$ многочленом минимальной степени не должна превышать заданный порог Th . С ростом степени m от 1 до N аппроксимация минимального многочлена становится более точной и, поэтому, СКО $I^{(m)}$ является убывающей функцией. Следовательно, существует некоторое значение $m = \hat{m}$, при котором $I^{(m)} < Th$. Величина $\hat{m}$ принимается за оценку степени минимального многочлена, а оценка числа источников сигналов будет определяться степенью этого многочлена ($\hat{J} = \hat{m} - 1$).

Порог Th находится на основе априорной информации о КМ собственных шумов. Если шумы имеют единичную КМ, то при отсутствии внешних источников сигналов ($J=0$) степень минимального многочлена $m=1$. Обозначим функционал $I^{(1)}$ при наличии только шума через $I_0^{(1)}$ и выберем порог равным $Th = \langle I_0^{(1)} \rangle + \chi \sigma_1$, где σ_1 – среднеквадратическое отклонение функционала $I_0^{(1)}$. Параметр χ можно найти, задавая вероятность «ложной тревоги», обусловленной влиянием собственных шумов. Для многоэлементной АР ($N^2 \gg 1$) будем иметь, что [140]

$$\langle I_0^{(1)} \rangle = \frac{N}{(1 + L/N)}, \quad \sigma_1^2 = \frac{2}{(1 + L/N)^2} \left(1 + \frac{2N}{L} \right). \quad (3.2)$$

В результате итерационной процедуры получим оценку матричного проектора $\hat{\mathbf{P}}^{(n)}$ на шумовое подпространство в виде

$$\hat{\mathbf{P}}^{(n)} = \left[\prod_{p=1}^{\hat{J}} (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{M}}) \right] \cdot \left[\prod_{p=1}^{\hat{J}} \left(1 - \frac{\gamma_p}{\gamma_{\hat{J}+1}} \right) \right]^{-1}. \quad (3.3)$$

Сформируем двумерный вектор поиска источника в пространстве по азимуту θ и углу места φ

$$\begin{aligned}
\mathbf{S}(\varphi, \theta) &= \exp \left[j \frac{2\pi f}{c} (x_{rx} k_x + y_{rx} k_y + z_{rx} k_z) \right] \\
k_x &= \cos(\theta) \cos(\varphi) \\
k_y &= \cos(\theta) \sin(\varphi) \\
k_z &= \sin(\theta)
\end{aligned} \tag{3.4}$$

где $\{x_{rx}, y_{rx}, z_{rx}\}$ – декартовы координаты приемных фрагментов. Часть выходной мощности AP, соответствующей подпространству собственного шума при сканировании лучом AP, равна $|\hat{\mathbf{P}}^{(n)} \mathbf{S}(\varphi, \theta)|^2$. Сформируем обратную (называемую псевдоспектральной) функцию углов $\{\varphi, \theta\}$ вида

$$\eta(\theta, \varphi) = \frac{1}{\mathbf{S}^H(\varphi, \theta) \hat{\mathbf{P}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}^{(n)H} \mathbf{S}(\varphi, \theta)}. \tag{3.5}$$

Когда угловые координаты $\{\varphi, \theta\}$ совпадает с направлением на j -ый источник вектор $\mathbf{S}(\varphi, \theta)$ принадлежит сигнальному подпространству и его проекция на шумовое подпространство равна нулю. Поэтому, функция $\eta(\varphi, \theta)$ в точке $\{\varphi = \varphi_j, \theta = \theta_j\}$ будет неограниченно возрастать. По этому пику можно найти угловые координаты j -го источника сигналов.

Когда в эфире присутствует два или более источников полезного сигнала возникает проблема коррелированности сигналов у этих источников, что приводит уменьшению точности пеленгации. Поэтому, перед измерением угловых координат предлагается применить известную процедуру пространственного сглаживания КМ (Spatial Smoothing) [59]. Она основана на разделении AP на $K=N-Q+1$ перекрывающихся подрешеток, состоящих из Q соседних элементов и сдвинутых на один элемент относительно друг друга. Сглаживание может быть прямым (forward), обратным (backward) и совместным (forward+backward). В первом случае подрешетки формируются, начиная с первого элемента AP, а во втором случае – с последнего элемента, т.е. вместо вектора $\mathbf{X}(l)$ l -ой выборки входного процесса используется вектор $\mathbf{Y}(l) = \mathbf{U} \mathbf{X}^*(l)$, где $\mathbf{U}$ – матрица перестановок, состоящая из единичных элементов на побочной диагонали и нулевых на остальных, $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение. Для каждой подрешетки находится максимально правдоподобная оценка КМ и средняя КМ размерности $Q \times Q$.

Для рассматриваемой АР из 32 цифровых каналов (8x4) предлагается использовать подрешетку размерностью 6x3, т.е. $Q=18$. Размерность подрешетки выбрана путем численного моделирования. Три положения подрешетки для прямого сглаживания изображены на рис. 3.3 (положение 2 – сдвиг по вертикали, положение 3 – сдвиг по горизонтали).

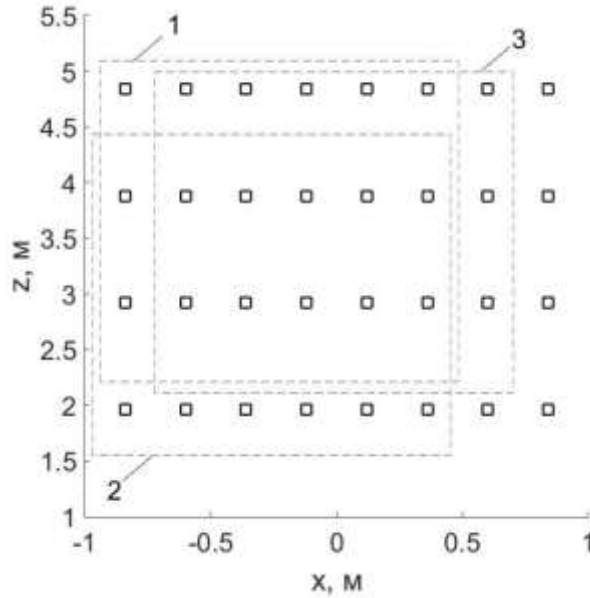


Рис. 3.3. Схема пространственного сглаживания КМ

Предлагается для уменьшения вычислительной сложности применить только прямое сглаживание КМ. При прямом сглаживании КМ на выходе i -ой подрешетки $\bar{\mathbf{M}}_{(Q,Q)}^{(i)} = \mathbf{I}_{(Q,N)}^{(i)} \mathbf{M}_{(Q,N)}^{(i)H}$, где $\mathbf{I}_{(Q,N)}^{(i)} = [\mathbf{0}_1, \dots, \mathbf{0}_{i-1}, \mathbf{I}_Q, \mathbf{0}_{i+Q}, \dots, \mathbf{0}_N]$ – матрица размерности $Q \times N$, которая состоит из первых $i-1$ и последних $N-Q-i+1$ нулевых столбцов и единичной матрицы размерности $Q \times Q$ между ними, $\mathbf{0}_l$ – l -ый нулевой столбец. Сглаженная КМ будет равна

$$\mathbf{M}^{(f)} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{U}_{(Q,N)}^{(i)} \mathbf{M}_{(Q,N)}^{(i)H}. \quad (3.6)$$

Если коэффициент корреляции j -го и q -го источников сигналов равен ρ_{jq} , то после процедуры сглаживания вперед эффективный коэффициент корреляции станет равным [59] $\vec{\rho}_{jq} = \gamma_{jq}^{(f)} \rho_{jq}$, где

$$\gamma_{jq}^{(f)} = \frac{\sin K b_{jq}}{K \sin b_{jq}} e^{i(K-1)b_{jq}}, \quad b_{jq} = \pi d_\lambda (\sin \varphi_j - \sin \varphi_q), \quad (3.7)$$

d_λ - межэлементное расстояние в длинах волн.

Пространственное сглаживание имеет два преимущества, связанных с увеличением (удвоением) общего числа выборок и уменьшением коэффициента корреляции источников сигналов. Однако его применение приводит к уменьшению апертуры АР. Отметим также, что результирующая КМ $\mathbf{M}^{(f+b)}$ является не только эрмитовой (аналогично КМ (1.2)), но и несимметричной (симметричной относительно побочной диагонали). Данный подход, совмещающий сглаживание КМ (3.6) с последующей пеленгацией по короткой выборке с расчетом минимального многочлена (3.5), является оригинальным.

3.1.3 Результаты численного моделирования

Для оценки достигаемой точности двумерной пеленгации в условиях частотной и символьной рассинхронизации было проведено численное моделирование. В качестве полезного сигнала использовался как сигнал штатной телеметрической информации (см. рис. 3.1б), так и тональный сигнал (синус). Несущая частота составляла $F_c = 855$ МГц, ширина ДН каждого излучателя и по азимуту и по углу места составляла 35 градусов. Частота дискретизации АЦП равнялась 200 МГц, ширина полосы частот полезного сигнала равнялась $\Delta F = 12,5$ МГц (т.е. 16 отсчетов на символе), информационная часть кадра моделировалась дифференциальной квадратурной модуляцией (DQPSK). Считалось, что воздушный объект двигался со средней крейсерской скорости гражданского самолета $v = 500$ км/ч. Коэффициент отражения Френеля при отражении сигнала от земной поверхности брался равным $\Phi = -0,5$. При наличии двух и более источников телеметрической информации в эфире сигналы от них считались полностью коррелированными (коэффициент корреляции 1). Корреляционная матрица сигналов в АР измерялась по несжатому сигналу для уменьшения вычислительной сложности алгоритма.

На рис. 3.4а и рис. 3.4б изображены ошибки измерения азимута и угла места, соответственно, в зависимости от ОСШ ρ для одной цели. Полезный сигнал сначала не модулировался (синус), далее модулировался DQPSK-модуляцией. Для сравнения с методом минимального многочлена (ММ) был проведен расчет с

помощью широко известного метода MUSIC (multiple signal classification), при правильном выборе параметра в данном методе. Угловое положение единственного источника вбрасывалось случайно в азимутальном секторе $[-10...+10]$ градусов и угломестном секторе $[0..6]$ градусов. Во всех случаях рассматривалась короткая выборка сигнала, $L=2$, а также применялось пространственное сглаживание КМ.

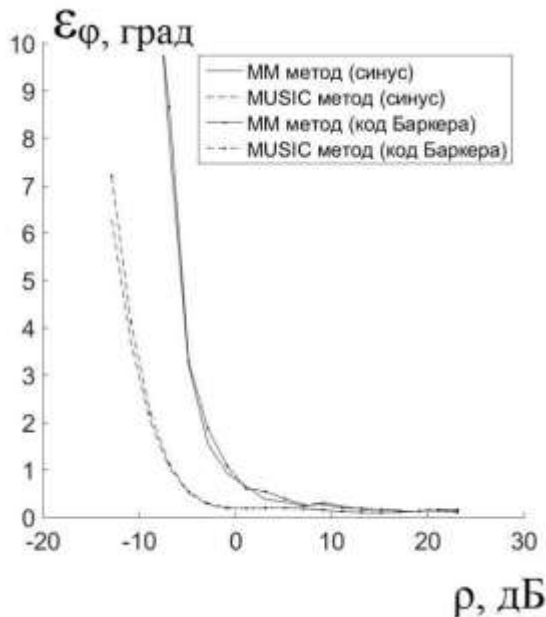


Рис. 3.4а. Ошибка измерения азимута

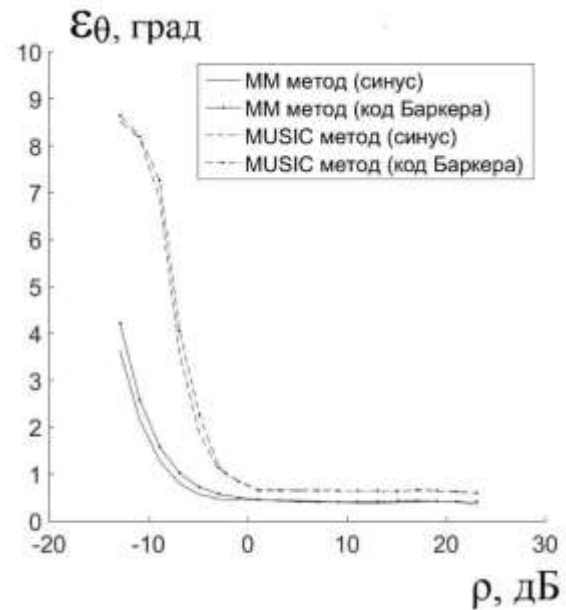


Рис. 3.4б. Ошибка измерения угла места

Как видно из рис. 3.4а при ОСШ $\rho > 7$ дБ оба метода для обоих типов сигналов дают одинаковую точность. При ОСШ $\rho < 7$ дБ метод MUSIC обеспечивает меньшую ошибку, однако требует априорной информации о числе целей в эфире (это параметр метода). Рис. 3.4б показывает, что метод минимального многочлена обеспечивает меньшую ошибку по углу места для всех ОСШ.

Далее было проведено моделирование вероятности правильного разрешения двух целей. Две цели считались разрешенными методом минимального многочлена, если оцененное этим методом число реальных целей Q равнялось двум. На рис. 3.5а приведена вероятность правильного разрешения двух целей от ОСШ для разного числа выборок L . Азимут и угол места первой цели равнялись $\{3, 2\}$ градусов, второй — $\{-4, 7\}$ градусов. Ширина ДН АР по уровню -3 дБ по азимуту

равнялась примерно 8 градусов, а по углу места примерно 5 градусов. Сигнал модулировалась как DQPSK.

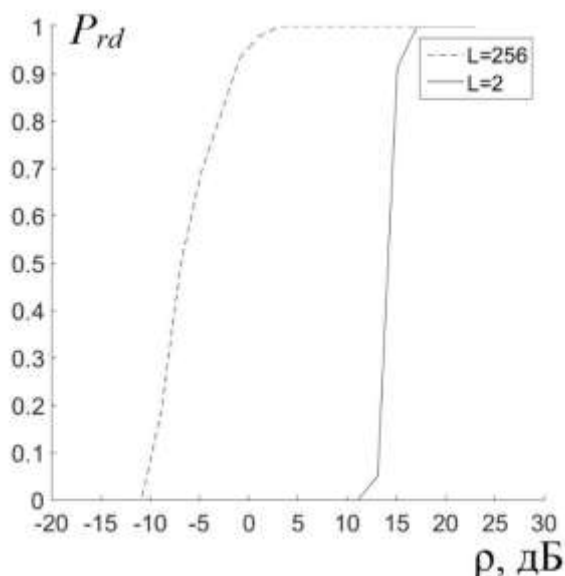


Рис. 3.5а. Вероятность правильного разрешения 2-х целей

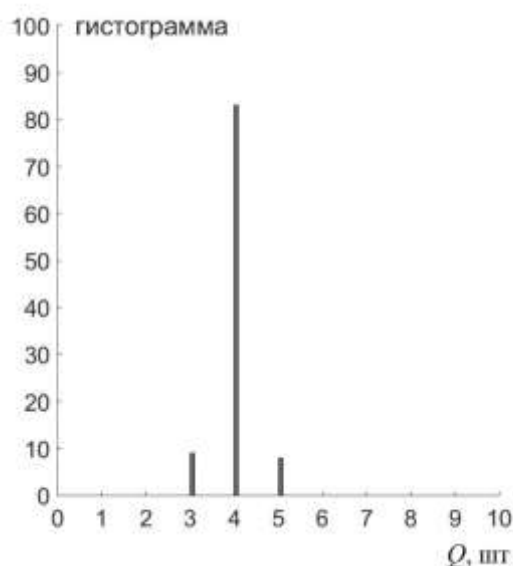


Рис. 3.5б. Гистограмма оценки числа источников

На рис. 3.5б приведена гистограмма измеренного числа источников при двух присутствующих целях в эфире. ОСШ $\rho=20$ дБ, $L=2$, выполнялось пространственное сглаживание КМ. Видно, что в 80% случаев метод минимального многочлена выдает 4 источника, а не 2. Данный эффект возникает из-за того, что метод ММ пеленгует не только 2 физически существующих источника, но и два их мнимых отражения от земной поверхности. У мнимых источников угол места отрицательный. Также численно моделирование показало, что для получения указанных точностей при пеленгации и правильной вероятности разрешения двух целей достаточно выбирать значение параметра $\chi = 0$. Это оригинальный результат.

На рис. 3.6а и рис. 3.6б изображена двумерная функция неопределенности для метода минимального многочлена и метода MUSIC, соответственно, при 3-х целях в эфире. Азимут и угол места первой цели равнялись $\{3, 2\}$ градусов, второй — $\{-4, 7\}$ градусов, третьей — $\{-8, 4\}$ градусов. ОСШ $\rho=20$ дБ, $L=2$, выполнялось пространственное сглаживание КМ.

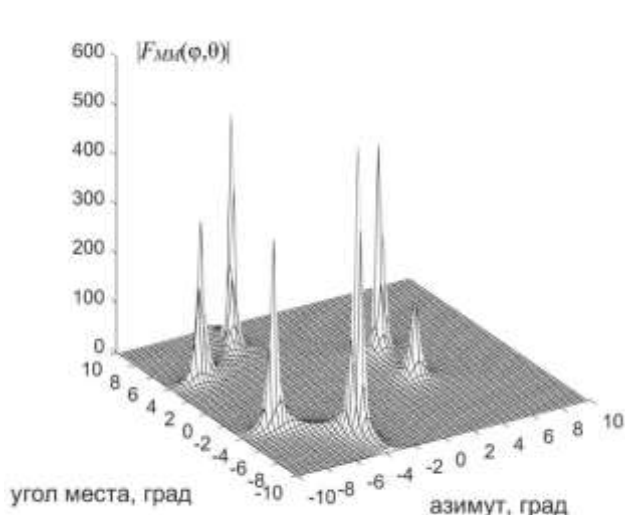


Рис. 3.6а. Функция неопределенности для 3-х целей при наличии земного луча (метод ММ)

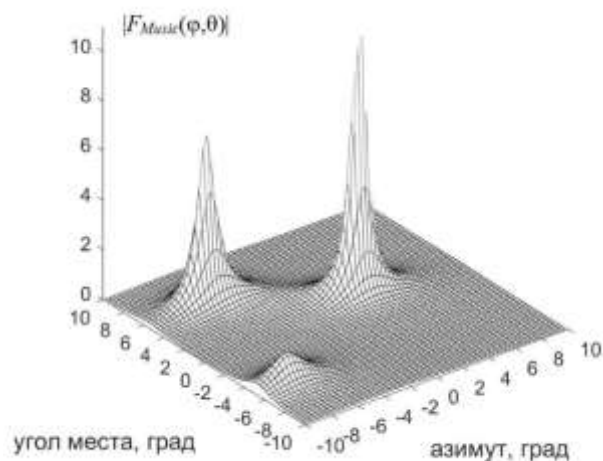


Рис. 3.6б. Функция неопределенности для 3-х целей при наличии земного луча (метод MUSIC)

Как видно из рис. 3.6а метод минимального многочлена разрешает и все 3 физически существующие цели и 3 их мнимых отражения от земной поверхности. Метод MUSIC в данной сигнальной обстановке оказывается (см. рис. 3.6б) неэффективным.

3.2 Обработка и результаты натурного эксперимента по двумерной пеленгации со сверхразрешением в дециметровом диапазоне длин волн на базе прямоугольной антенной решетки

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [91], [135] и [137].

Современные пассивные локационные системы предназначены для приема и регистрации телеметрической информации с движущихся воздушных объектов [36]. Зачастую это происходит в нескольких частотных диапазонах одновременно. В отличие от активных радаров радиотелеметрический комплекс не измеряет расстояние до цели. Основная его функция - декодировать и демодулировать информационные биты информации из принимаемого сигнала.

Вторая важная функция современных телеметрических комплексов – это автосопровождение воздушного объекта, т.е. измерение его угловых координат с

последующей ориентацией главного луча ДН антенной системы комплекса в направлении на воздушный объект для получения максимального ОСШ. Данная задача решается с помощью пеленгации по азимуту и углу места.

В виду ограниченной вычислительной способности микросхем цифровых сигнальных процессоров (DSP) и ПЛИС весьма актуальна дополнительная задача по использованию как можно меньшего числа отсчетов оцифрованного принимаемого сигнала для получения одной пеленгационной отметки (случай короткой выборки сигнала). Более того иногда возникает задача автоматического сопровождения двух воздушных объектов одним радиотелеметрическим комплексом, причем оба объекта некоторое время могут находиться в главном луче ДН антенной системы. Таким образом, необходимо чтобы метод двумерной пеленгации обладал свойством сверхразрешения.

Для увеличения пропускной способности телеметрического канала связи в последнее десятилетие наблюдается переход от амплитудно-модулированных к применению фазоманипулированных сигналов. Существуют традиционные методы пеленгации со сверхразрешением, такие как метод Кейпона, MUSIC и т.д. [176] Однако часть из них не может работать в случае короткой выборки сигнала, а другая часть не может оценивать число источников в эфире. В последнем случае приходится пользоваться существующими методами измерения числа источников, такими как AIC и MDL.

3.2.1 Пеленгация источников сигнала в азимутальной и угломестной плоскостях

Рассмотрим аналитически пеленгацию одного или более источников в азимутальной и угломестной плоскостях по отдельности. Будем считать, что на вход N -элементной антенной решетки (горизонтальной или вертикальной) приходит случайный процесс, состоящий из суммы сигналов от полезных источников S_{sum} и теплового шума N

$$X = S_{sum} + N = \sum_{i=1}^Q S_i + N, \quad (3.8)$$

где Q – число полезных источников в эфире, $\mathbf{N}$ – где гауссов случайный процесс с нулевым средним (вектор-столбец размерностью $[N \times 1]$). Будем считать, что азимут φ отсчитывается от нормали к АР и имеет положительно значение при движении по часовой стрелке. Угол места θ будем отсчитывать от горизонтально плоскости в вверх. Для горизонтальной АР обозначим принимаемую сумму сигналов (3.8) $\mathbf{X}_a$, для вертикальной АР – $\mathbf{X}_t$.

Измерение КМ $\mathbf{M}$ в обеих плоскостях входного процесса по L -выборкам производится по формулам

$$\begin{aligned}\mathbf{M}_a &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_a(j) \mathbf{X}_a^H(j) \\ \mathbf{M}_t &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_t(j) \mathbf{X}_t^H(j)\end{aligned}\quad (3.9)$$

Когда в эфире присутствует два или более источников полезного сигнала возникает проблема коррелированности сигналов у этих источников, что приводит уменьшению точности пеленгации. Поэтому, перед измерением угловых координат предлагается применить известную процедуру пространственного сглаживания КМ (Spatial Smoothing) [59]. Она основана на разделении АР на набор перекрывающихся подрешеток, состоящих из P соседних элементов и сдвинутых на один элемент относительно друг друга. Сглаживание может быть прямым (forward), обратным (backward) и совместным (forward+backward). Предлагается для уменьшения вычислительной сложности применить только прямое сглаживание КМ. Подрешетки формируются, начиная с первого элемента АР, т.е. вместо вектора $\mathbf{X}(l)$ l -ой выборки входного процесса используется вектор $\mathbf{Y}(l) = \mathbf{U}\mathbf{X}(l)$, где $\mathbf{U}$ – матрица перестановок, состоящая из единичных элементов на побочной диагонали и нулевых на остальных, $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение. При прямом сглаживании КМ на выходе i -ой подрешетки $\bar{\mathbf{M}}_{(P,P)}^{\{i\}} = \mathbf{I}_{(P,N)}^{\{i\}} \mathbf{M}_{(P,N)}^{\{i\}H}$, где $\mathbf{I}_{(P,N)}^{\{i\}} = [\mathbf{0}_1, \dots, \mathbf{0}_{i-1}, \mathbf{I}_P, \mathbf{0}_{i+P}, \dots, \mathbf{0}_N]$ – матрица размерности $P \times N$, которая состоит из первых $i-1$ и последних $N-P-i+1$ нулевых столбцов и единичной матрицы размерности $P \times P$ между ними, $\mathbf{0}_l$ – l -ый нулевой столбец.

Сглаживание КМ при измерениях в азимутально плоскости будем производить по подрешетке размерностью $P_a=7$, при полной размерности $N_a=8$

$$\hat{\mathbf{M}}_a = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \mathbf{U}\mathbf{I}_{(7,8)}^{\{i\}} \mathbf{M}\mathbf{I}_{(7,8N)}^{\{i\}H}. \quad (3.10)$$

Сглаживание КМ при измерениях в угломестной плоскости будем производить по подрешетке размерностью $P_t=3$, при полной размерности $N_t=4$

$$\hat{\mathbf{M}}_t = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \mathbf{U}\mathbf{I}_{(3,4)}^{\{i\}} \mathbf{M}\mathbf{I}_{(3,4)}^{\{i\}H}. \quad (3.11)$$

Для измерения угловых координат воздушного объекта предлагается применить метод минимального многочлена (МММ) [140] Для КМ $\hat{\mathbf{M}}$ сформируем матричный многочлен $\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{M}}) = (\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{M}})(\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{M}}) \dots (\mathbf{I} - \gamma_m \hat{\mathbf{M}})$ (где $\mathbf{I}$ – единичная матрица) и найдем минимум $I^{(m)} = \min_{m, \gamma_n} \|\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{M}})\|^2$ квадрата евклидовой нормы этого многочлена путем выбора степени m и коэффициентов γ_n ($n=1, 2, \dots, m$). Величина $I^{(m)}$ представляет собой СКО аппроксимации минимального многочлена КМ $\mathbf{M}$ многочленом минимальной степени. Коэффициенты γ_n являются оценками обратных значений собственных чисел выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ ($\gamma_n=1/\mu_n$) и находятся из решения системы нелинейных уравнений вида (3.1) [141]. В результате решения системы уравнений (3.1) получим оценку матричного проектора $\hat{\mathbf{P}}^{(n)}$ на шумовое подпространство в виде (3.3).

Для решения системы (3.9) удобно использовать итерационную процедуру, начиная с $m=1$. При этом m чисел γ_n , вычисленных для функционала $\mathbf{I}^{(m+1)}(\hat{\mathbf{M}})$, будем считать начальными приближениями для вычисления $(m+1)$ чисел γ_n для функционала $\mathbf{I}^{(m+1)}(\hat{\mathbf{M}})$. Среднеквадратическая ошибка $I^{(m)}$ аппроксимации минимального многочлена КМ $\mathbf{M}$ многочленом минимальной степени не должна превышать заданный порог Th . С ростом степени m от 1 до N аппроксимация минимального многочлена становится более точной и, поэтому, СКО $I^{(m)}$ является убывающей функцией. Следовательно, существует некоторое значение $m=\hat{m}$, при котором $I^{(m)} < Th$. Величина $\hat{m}$ принимается за оценку степени минимального

многочлена, а оценка числа источников сигналов будет определяться степенью этого многочлена ($\hat{Q} = \hat{m} - 1$).

Порог Th находится на основе априорной информации о КМ собственных шумов. Если шумы имеют единичную КМ, то при отсутствии внешних источников сигналов ($J=0$) степень минимального многочлена $m=1$. Обозначим функционал $I^{(1)}$ при наличии только шума через $I_0^{(1)}$ и выберем порог равным $Th = \langle I_0^{(1)} \rangle + \chi \sigma_1$, где σ_1 – среднеквадратическое отклонение функционала $I_0^{(1)}$. Параметр χ можно найти, задавая вероятность «ложной тревоги», обусловленной влиянием собственных шумов. Для многоэлементной АР ($N^2 \gg 1$) будем иметь, что [141]

$$Th = \langle I_0^{(1)} \rangle + \chi \sigma_1 \quad (3.12)$$

$$\langle I_0^{(1)} \rangle = \frac{N}{(1+L/N)}, \quad \sigma_1^2 = \frac{2}{(1+L/N)^2} \left(1 + \frac{2N}{L} \right). \quad (3.13)$$

Сформируем двумерный вектор поиска источника в пространстве по азимуту φ и углу места θ

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(\theta, \varphi) &= \exp \left[j \frac{2\pi f}{c} (x_{rx} k_x + y_{rx} k_y + z_{rx} k_z) \right] \\ k_x &= \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ k_y &= \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ k_z &= \sin(\theta) \end{aligned} \quad (3.14)$$

где $\{x_{rx}, y_{rx}, z_{rx}\}$ – декартовы координаты приемных фрагментов. Часть выходной мощности АР, соответствующей подпространству собственного шума при сканировании лучом АР, равна $|\hat{\mathbf{P}}^{(n)} \mathbf{S}(\varphi, \theta)|^2$. Сформируем обратную (называемую псевдоспектральной) функцию углов $\{\varphi, \theta\}$ вида

$$\eta(\varphi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{S}^H(\varphi, \theta) \hat{\mathbf{P}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}^{(n)H} \mathbf{S}(\varphi, \theta)}. \quad (3.15)$$

Когда угловые координаты $\{\varphi, \theta\}$ совпадает с направлением на j -ый источник вектор $\mathbf{S}(\theta, \varphi)$ принадлежит сигнальному подпространству и его проекция на шумовое подпространство равна нулю. Поэтому, функция $\eta(\varphi, \theta)$ в точке $\{\varphi = \varphi_j, \theta = \theta_j\}$ будет неограниченно возрастать. По этому пику можно найти угловые координаты j -го источника сигналов.

Псевдоспектральная функция метода MUSIC [59] имеет вид

$$\eta^{(MUSIC)}(\varphi, \theta) = \frac{1}{\sum_{n=J+1}^N |\mathbf{S}^H(\varphi, \theta) \mathbf{v}_n|^2}, \quad (3.16)$$

где J – размерность сигнального подпространства (параметр метод), $\mathbf{v}_n$ – n -й собственный вектор матрицы $\hat{\mathbf{M}}$. Параметр J заранее не известен, фактически это число полезных источников в эфире.

Метод MUSIC не оценивает это число, поэтому часто пользуются сторонними критериями такими как AIC или MDL. В соответствии с этими критериями за оценку числа источников принимается положение минимума модифицированной функции правдоподобия по переменной J . При этом модифицированная функция правдоподобия имеет вид [59]

$$F(J) = L(N - J) \lg \left(\frac{f_1(J)}{f_2(J)} \right) + f_3(J, L), \quad (3.17)$$

где функции $f_1(J)$ и $f_2(J)$ представляют собой соответственно арифметическое и геометрическое среднее шумовых собственных чисел выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$, а “штрафная” функция $f_3(J)$ в случае некоррелированных источников равна $f_3(J) = J(2N - J)$ (критерий AIC) и $f_3(J) = 0,5 J(2N - J) \lg L$ (критерий MDL).

3.2.2 Постановка эксперимента

Для проверки точности пеленгации в азимутальной и угломестной плоскостях в случае короткой выборки с помощью метода минимального многочлена был проведен натурный эксперимент. В качестве аппаратуры для эксперимента выступила антенная решетка, приемный радиочастотный тракт и устройство цифровой обработки сигналов (ЦОС) от радиотелеметрического комплекса с автоматическим сопровождением целей дециметрового диапазона длин волн.

Антенная решетка представляла собой прямоугольное полотно, в составе которого присутствовало 32 цифровых канала, 8 каналов по горизонтали и 4 канал по вертикали. Каждый антенный канал представляет собой столбец из 4-х излучателей, просуммированных аналоговым СВЧ сумматором. Комплекс был

размещен на бетонированной площадке. Несущая частота составляла 1,18 ГГц, полоса частот приемного тракта равнялась 12,5 МГц. Таким образом, в устройство ЦОС отсчеты сигналов поступали с интервалом 80 нс. Внешний вид изделия на позиции приведен на рис.3.7.



Рис. 3.7. Внешний вид расположения изделия на позиции

Для эксперимента в азимутальной плоскости была задействована одна строка АР из $N_a = 8$ антенных каналов, расстояние между каналами в длинах волн равнялось $d_{\lambda}^{\text{гор}} = 0,944$. Топология размещения антенных каналов представлена на рис. 3.8а. Ширина главного луча ДН в азимутальной плоскости по уровню -3 дБ составляла $\Delta\varphi_{-3 \text{ дБ}} = 6,75$ град. Для качественного приема информации необходимо, чтобы источник «не выходил» из главного луча диаграммы направленности. По этой причине необходимая точность пеленгации по азимуту составляет $0,5\Delta\varphi_{-3 \text{ дБ}} = 3,37$ градуса.

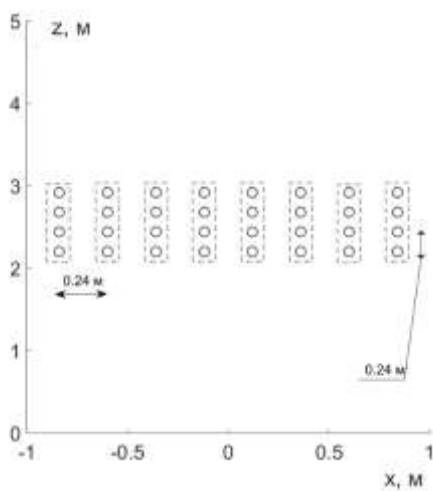


Рис. 3.8а. Вид спереди



Рис. 3.8б. Вид сверху для эксперимента с 1 источником



Рис. 3.8в. Вид сверху для эксперимента с 2 источниками

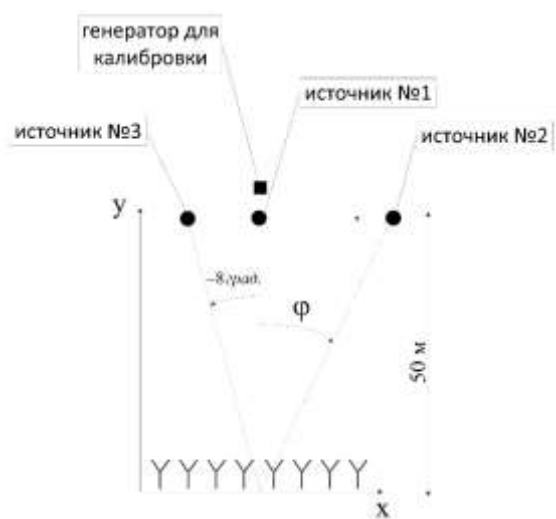


Рис. 3.8г. Вид сверху для эксперимента с 3 источниками

Источник сигнала для калибровки горизонтальной АР, а также источники помехи и полезного сигнала были расположены на расстоянии около 50 м от полотна АР на высоте около 2,5 м над землей (см рис. 3.8б). Причем источник для калибровки располагался по нормали к АР. Азимут полезного сигнала изменялся. Процедура калибровки состояла в измерении разницы фаз между первым каналом АР и остальными с последующей ее компенсацией при подаче внешнего тонального сигнала с заранее известного азимута.

Так же были проведены эксперименты с двумя (см. рис. 3.8в) и тремя (см. рис. 3.8г) полезными источниками. В эксперименте с двумя источниками источник №1 был фиксирован на азимуте 0 град, положение источника №2 изменялось. В эксперименте с тремя источниками источник №1 был фиксирован на азимуте 0 град, положение источника №2 изменялось, источник №3 был фиксирован на азимуте -8 град.

Для эксперимента в угломестной плоскости была задействована два столбца АР из $N_t = 4$ антенных каналов в каждом столбце, расстояние между каналами в длинах волн равнялось $d_{\lambda}^{\text{вер}} = 3,8$. Топология размещения антенных каналов на рис. 3.9а. Ширина главного луча ДН в угломестной плоскости по уровню -3 дБ составляла $\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}} = 3,37$ град. Для качественного приема информации на практике необходимо, чтобы источник «не выходил» из главного луча диаграммы направленности. По этой причине необходимая точность пеленгации по углу места составляет $0,5\Delta\varphi_{-3 \text{ дБ}} = 1,68$ градуса.

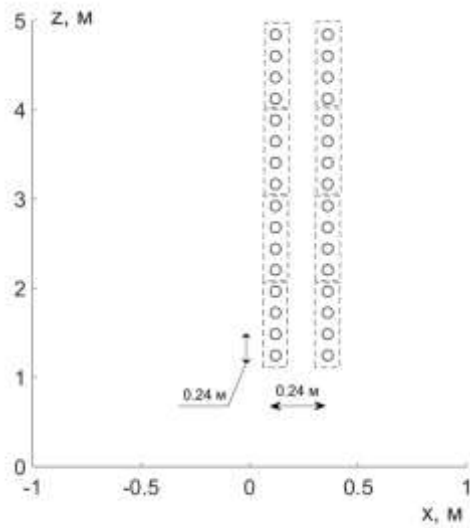


Рис. 3.9а. Вид спереди

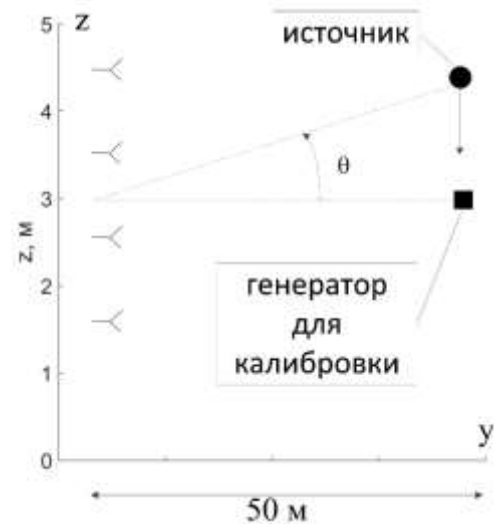


Рис. 3.9б. Вид сбоку для эксперимента с 1 источником

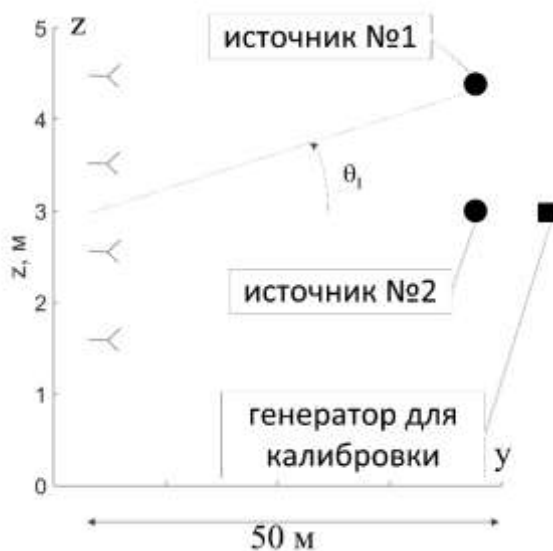


Рис. 3.9в. Вид сбоку для эксперимента с 2 источниками

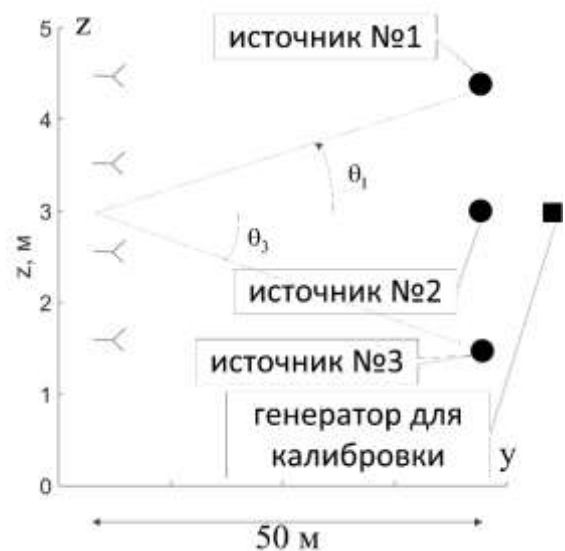


Рис. 3.9г. Вид сбоку для эксперимента с 3 источниками

Источник сигнала для калибровки вертикальной АР, а также источник полезного сигнала были расположены на расстоянии около 50 м от полотна АР (см. рис. 3.9б). Причем источник для калибровки располагался по нормали к АР на высоте около 3 м. Угол места источника полезного сигнала был фиксирован.

Так же были проведены эксперименты с двумя (см. рис. 3.9в) и тремя (см. рис. 3.9г) полезными источниками. В обоих экспериментах углы места полезных источников также были фиксированными.

В качестве источника для калибровки антенных каналов на эксперименте применялся широко используемый генератор Г4-76. Источниками полезных сигналов были второй генератор тонального сигнала Г4-76, передатчик кода Баркера на 11 (на основе усилителя мощности) собственной разработки, имитатор кода Баркера на 11 собственной разработки. Таким образом, в качестве полезных сигналов использовались либо тональный сигнал, либо фазоманипулированный. ОСШ у всех типов источников было большое и составляло не менее 35 дБ.

3.2.3 Результаты обработки эксперимента

Эксперимент в азимутальной плоскости состоял из 5-ти сценариев. Основные параметры сценариев №1-№5 приведены в таблице 3.1. В сценариях 1-2 присутствовал один источник, в сценариях 3-4 – два источника, в сценарии 5 - три источника.

Введем для сценариев где присутствуют два или более источников следующий параметр

$$\delta_a = \frac{|\varphi_1 - \varphi_2|}{\Delta\varphi_{-3\text{дБ}}}, \quad \delta_t = \frac{|\theta_1 - \theta_2|}{\Delta\theta_{-3\text{дБ}}}, \quad (3.18)$$

где $|\varphi_1 - \varphi_2|$ и $|\theta_1 - \theta_2|$ - это разница азимутов и углов места двух рассматриваемых источников. Таким образом, если $\delta_a < 1$ или $\delta_t < 1$, то источники находятся в зоне сверхразрешения.

Обработка экспериментов показала, что для выбора порога (3.12) в методе минимального многочлена и для азимутальной и для угломестной плоскости достаточно принять $\chi = 0$. Этот полученный в результате эксперимента оригинальный результат полностью соответствует результат численного моделирования.

Оценка КМ во всех сценариях в азимутальной плоскости выполнялась по $L_a=4$ выборкам, т.е. $L_a/N_a=0,5$.

Таблица 3.1. Описание сценариев экспериментов в азимутальной плоскости

Номер сценария	азимут источника №1, град	азимут источника №2, град	азимут источника №3, град	Тип сигнала источника №1	Тип сигнала источника №2	Тип сигнала источника №3	ОСШ среднее источника №1, дБ	ОСШ среднее источника №2, дБ	ОСШ среднее источника №3, дБ	Число выборок, использованных для измерения КМ
1	Изменялся в диапазоне [-28...+28] град	-	-	синус	-	-	40,5	-	-	4
2	Изменялся в диапазоне [-28...+28] град	-	-	Код Баркера на 11	-	-	35,5	-	-	4
3	0 град	Изменялся в диапазоне [-18...+18] град	-	синус	синус	-	40,9	41,6	-	4
4	0 град	Изменялся в диапазоне [-18...+14] град	-	синус	Код Баркера на 11	-	40,3	40,6	-	4
5	-10 град	0 град	Изменялся в диапазоне [-13...+18] град	синус	синус	Код Баркера на 11	38,9	39,9	41,1	6

В таблице 3.2 приведены вероятности правильной оценки числа целей, измеренные с помощью методов MMM, MDL и AIC. Число целей считалось измеренным верно, если оно равнялось истинному числу целей. Размерность статистического ансамбля для классического расчёта вероятностей составляла $R=1000$ реализаций. Также в таблице 2 приведено математическое среднее измеренного числа целей для каждого из методов.

Таблица 3.2 Результаты измерений по сценариям 1-5

Номер сценария	Вероятность правильной оценки числа источников методом MMM	Вероятность правильной оценки числа источников методом MDL	Вероятность правильной оценки числа источников методом AIC	Среднее измеренное число целей методом MMM	Среднее измеренное число целей методом MDL	Среднее измеренное число целей методом AIC
1	0,96	0	0	1,0	4,4	4
2	0,72	0	0	1,3	4,3	4
3	0,99	0	0	2,0	4,2	4
4	0,86	0	0	2,1	4,3	4
5	0,78	0	0	2,8	6,4	6,1

В таблице 3.3 приведены среднеквадратические отклонения (СКО) измерения азимутов каждой из целей с помощью методов MMM и MUSIC для сценариев 1-5. СКО вычислялось по следующей формуле

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{\frac{1}{R} \sum_{j=1}^R (\varphi_{изм}(j) - \varphi_{точ}(j))^2}, \quad (3.19)$$

где $\varphi_{изм}$ - измеренный азимут источника, $\varphi_{точ}$ - точный (истинный) азимут источника.

Таблица 3.3. Результаты измерений по сценариям 1-5

Номер сценария	Среднее СКО измерения азимута источника №1 методом МММ, градусы	Среднее СКО измерения азимута источника №2 методом МММ, градусы	Среднее СКО измерения азимута источника №3 методом МММ, градусы	Среднее СКО измерения азимута источника №1 методом MUSIC, градусы	Среднее СКО измерения азимута источника №2 методом MUSIC, градусы	Среднее СКО измерения азимута источника №3 методом MUSIC, градусы
1	1,66	-	-	2,16	-	-
2	2,12	-	-	1,99	-	-
3	0,41	1,52	-	0,35	1,47	-
4	0,41	3,60	-	0,43	3,28	-
5	1,79	1,54	1,23	2,87	2,48	4,35

На рис. 3.10а – рис. 3.14а приведены зависимости средних значений измеренных азимутов каждого из источников от их точных значений. Для каждого из сценариев измерения проводились с помощью методов МММ и MUSIC. На рис. 3.10б – рис. 3.14б приведены зависимости СКО измеренных азимутов каждого из источников от их точных значений азимутов.

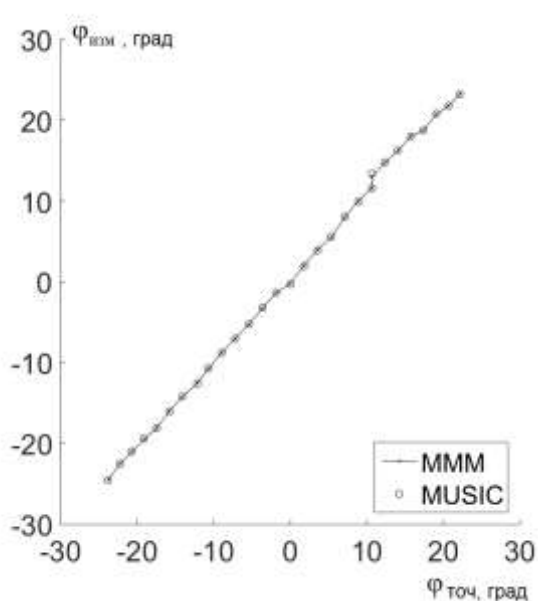


Рис. 3.10а. Сценарий №1 Точный от изм. азимута (МММ и MUSIC) всех источников

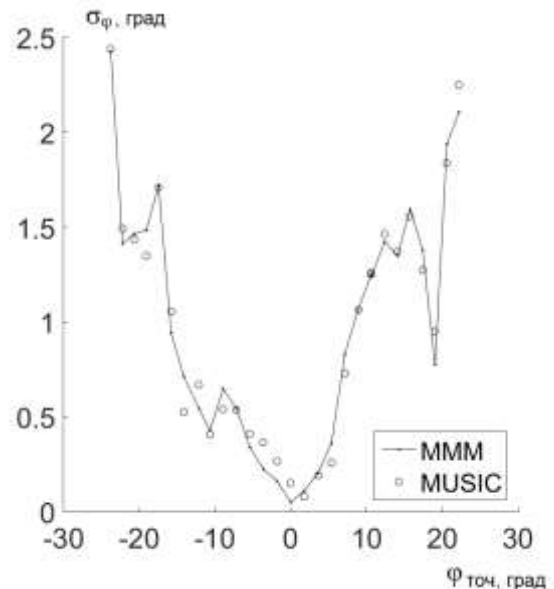


Рис. 3.10б. Сценарий №1 СКО азимута (МММ и MUSIC) всех источников

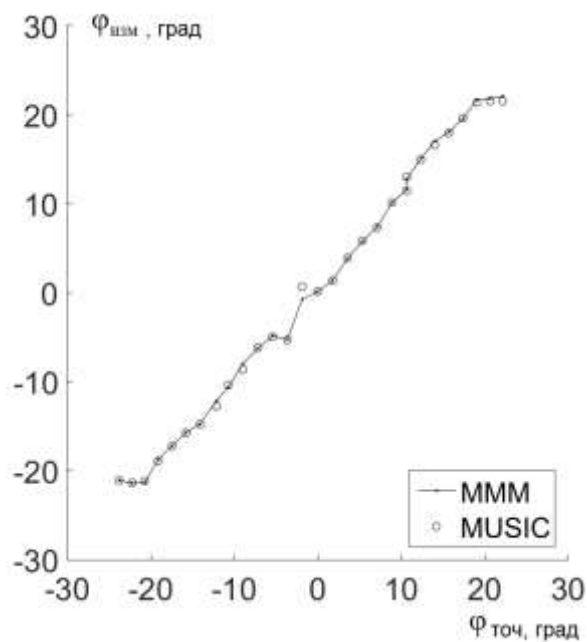


Рис. 3.11а. Сценарий №2 Точный от изм. азимута (MMM и MUSIC) всех источников

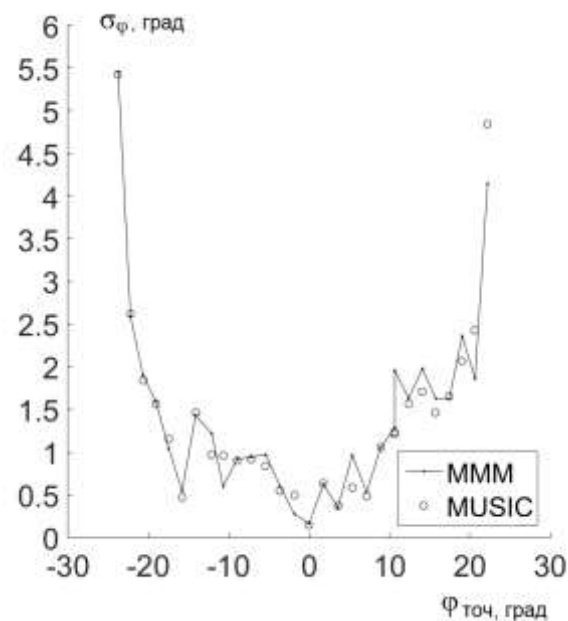


Рис. 3.11б. Сценарий №2 СКО азимута (MMM и MUSIC) всех источников

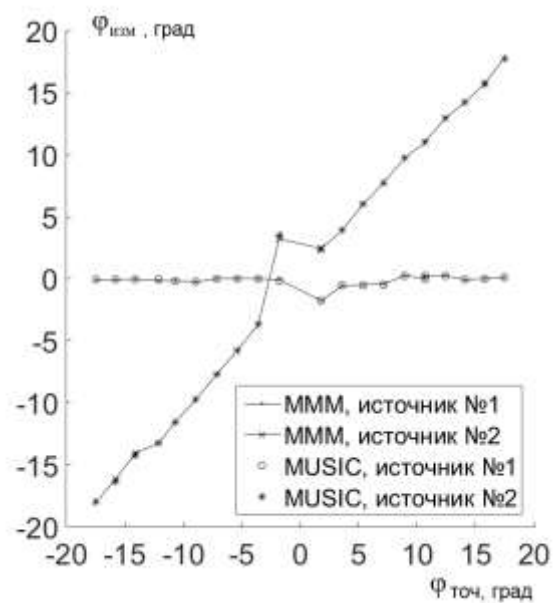


Рис. 3.12а. Сценарий №3 Точный от изм. азимута (MMM и MUSIC) всех источников

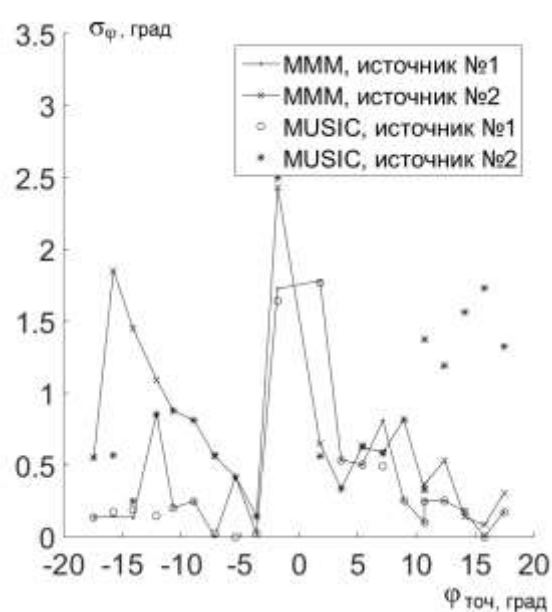


Рис. 3.12б. Сценарий №4 СКО азимута (MMM и MUSIC) всех источников

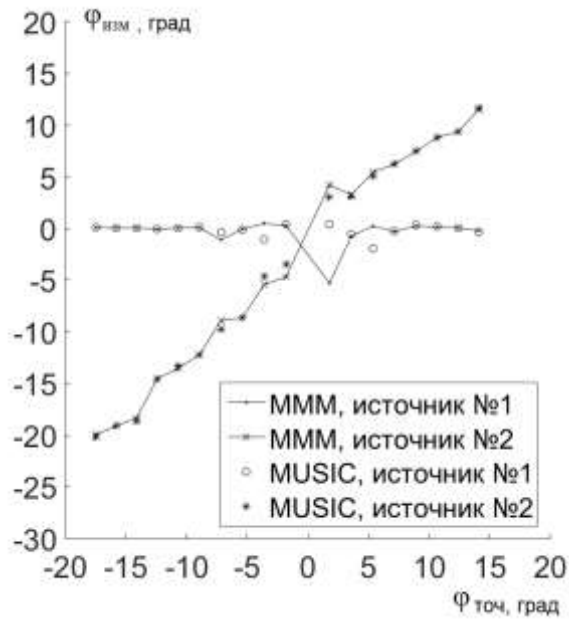


Рис. 3.13а. Сценарий №4 Точный от изм. азимута (MMM и MUSIC) всех источников

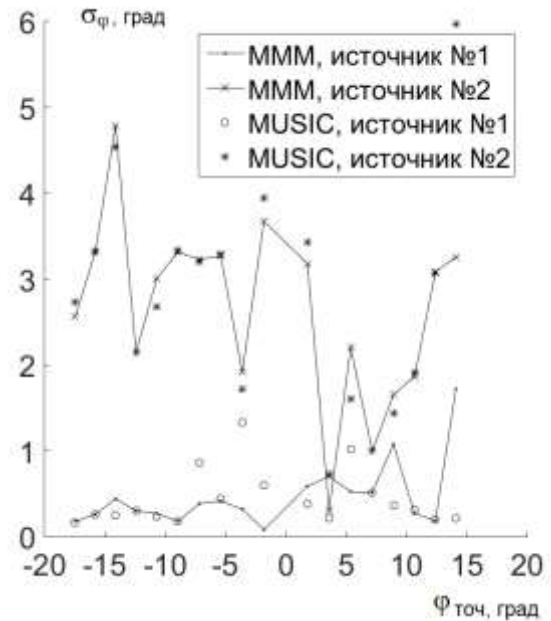


Рис. 3.13б. Сценарий №4 СКО азимута (MMM и MUSIC) всех источников

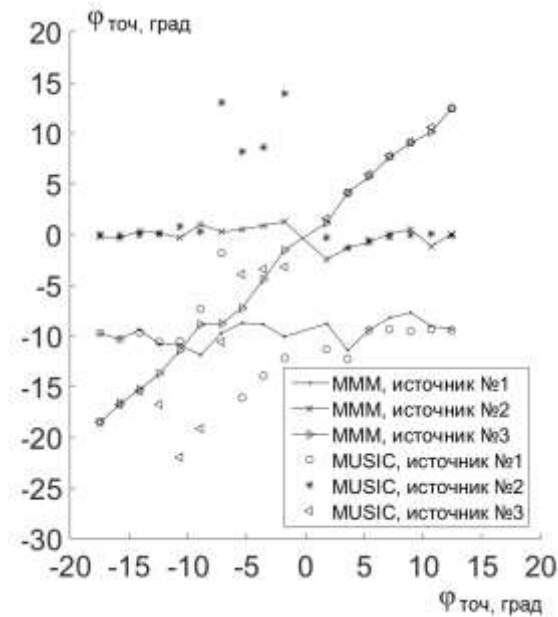


Рис. 3.14а. Сценарий №5 Точный от изм. азимута (MMM и MUSIC) всех источников

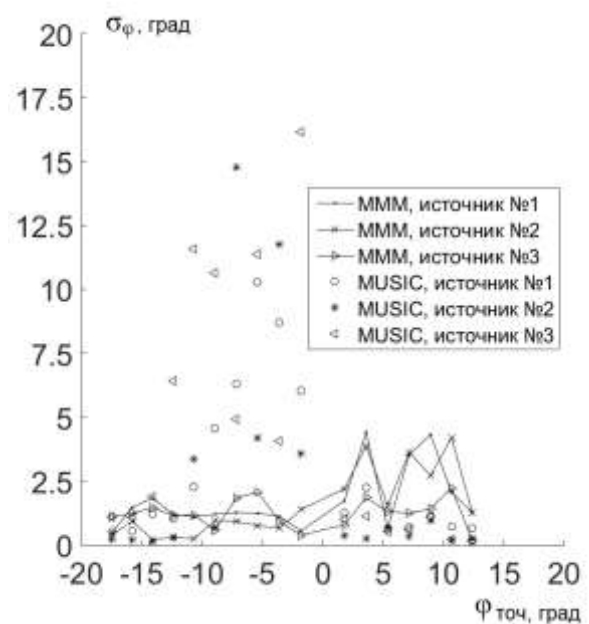


Рис. 3.14б. Сценарий №5 СКО азимута (MMM и MUSIC) всех источников

Как видно из графиков для сценариев 3 и 4 (два источника в эфире) СКО для фазоманипулированного источника больше, чем для тонального. Из рис. 3.14б

видно, что для сценария с тремя источниками метод MUSIC дает большую ошибку пеленгации особенно в зоне сверхразрешения.

На рис. 3.15а – рис. 3.16а приведены наборы реализаций функций неопределенности (ФН) в координатах азимут φ – амплитуда. Это сечение псевдоспектральной функции (3.15) в азимутальной плоскости для сценариев 3 и 4 соответственно, когда два источника находятся в зоне сверхразрешения. На рисунках с индексом «а» даны ФН, когда перемещаемый источник находится слева от неподвижного, на рисунках с индексом «б» - справа от неподвижного. Из графиков видно, что разрешение в случае фазоманипулированного источника (использованного в качестве перемещающегося) хуже, чем при двух тональных источниках.

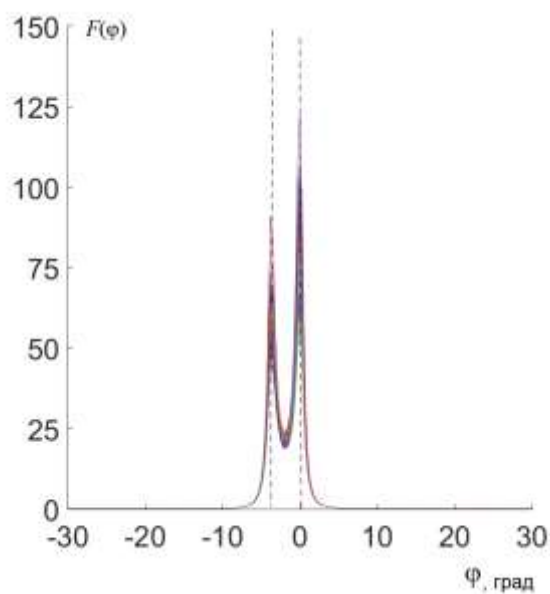


Рис. 3.15а. Сценарий №3 ФН МММ
(слева, $\delta_a = 0,53$)

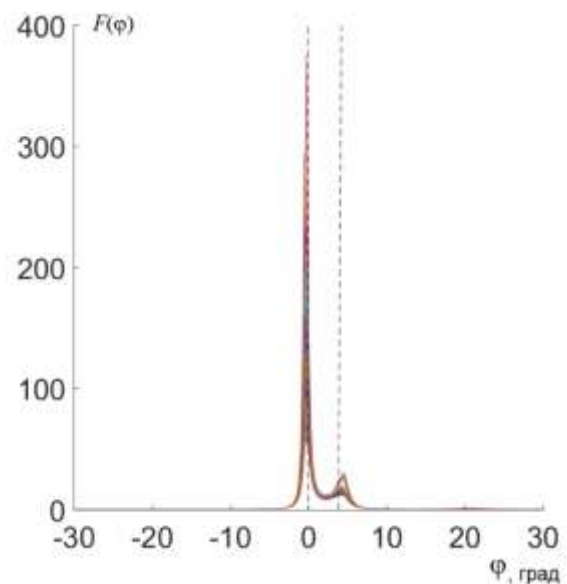


Рис. 3.15б. Сценарий №3 ФН МММ
(справа, $\delta_a = 0,53$)

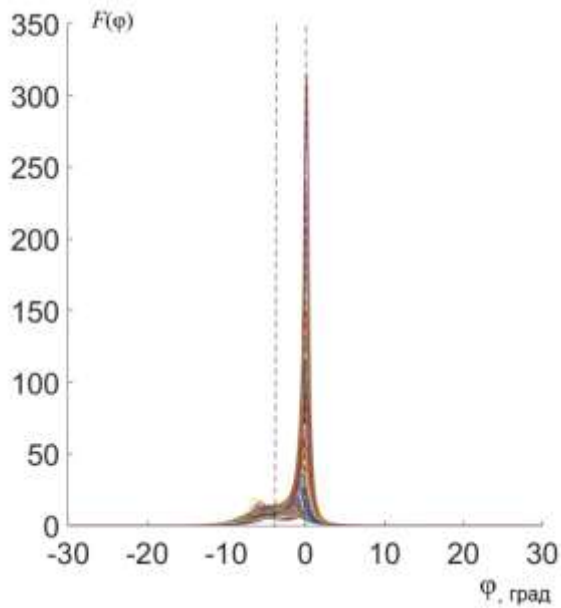


Рис. 3.16а. Сценарий №4 ФН МММ
(слева, $\delta_a=0,53$)

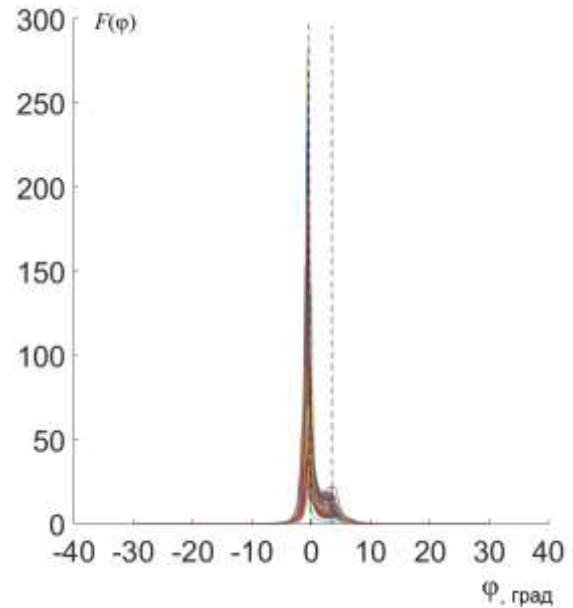


Рис. 3.16б. Сценарий №4 ФН МММ
(справа, $\delta_a=0,53$)

На рис. 3.17а приведены наборы реализаций ФН в координатах азимут φ – амплитуда для сценария 5 (три источника). На рис. 3.17а в зону сверхразрешения попали источник на нулевом азимуте и справа от него. На рис. 3.17б в зону сверхразрешения попали источник на азимуте -10 градусов и слева от него.

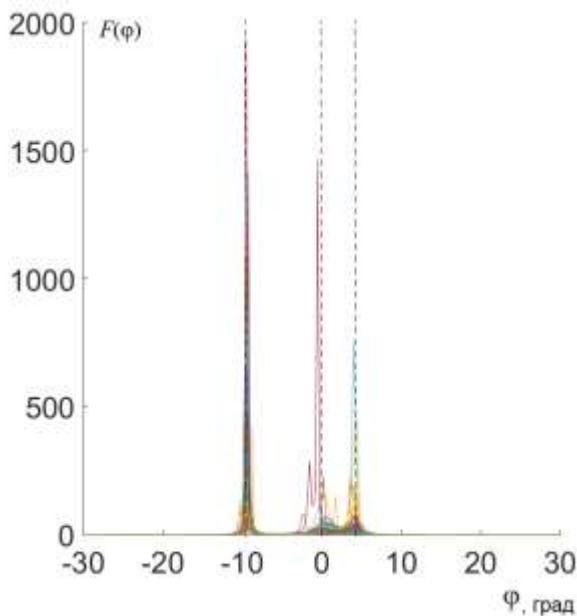


Рис. 3.17а. Сценарий №5 ФН МММ
(слева $\delta_a=0,58$)

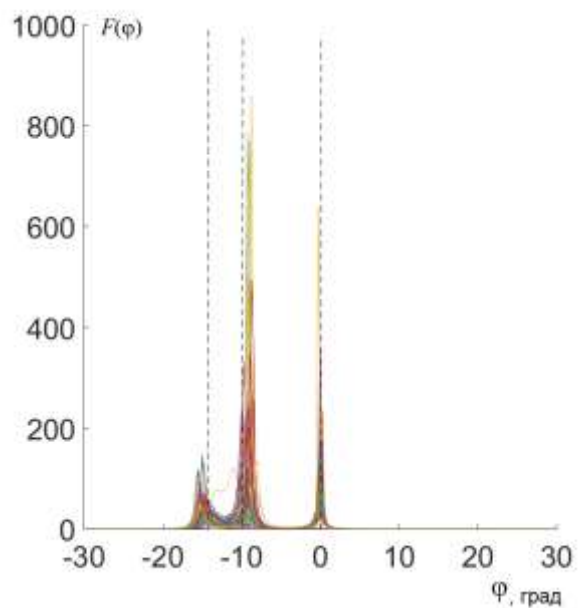


Рис. 3.17б. Сценарий №5 ФН МММ
(справа $\delta_a=0,61$)

Эксперимент в угломестной плоскости также состоял из 5-ти сценариев. Основные параметры сценариев №6-№10 приведены в таблице 3.4. В сценарии 6 присутствовал один источник, в сценариях 7-9 – два источника, в сценарии 10 - три источника. Оценка КМ во всех сценариях в угломестной плоскости выполнялась по $L_t=2$ выборкам, т.е. $L_t/N_t=0,5$.

Таблица 3.4. Описание сценариев экспериментов в угломестной плоскости

Номер сценария	угол места источника №1, град	угол места источника №2, град	угол места источника №3, град	Тип сигнала источника №1	Тип сигнала источника №2	Тип сигнала источника №3	ОСШ среднее источника №1, дБ	ОСШ среднее источника №2, дБ	ОСШ среднее источника №3, дБ	Число выборок использованное для измерения КМ
6	Изменялся в диапазоне [-5...+5] град	-	-	синус	-	-	50,1	-	-	2
7	0 град	+4,1 град	-	синус	синус	-	52,4	47,3	-	2
8	0 град	-4,7 град	-	синус	Код Баркера на 11	-	51,4	48,3	-	2
9	0 град	+4,1 град	-	Код Баркера на 11	Код Баркера на 11	-	39,9	35,4	-	2
10	-4,7	0 град	+4,1 град	синус	синус	Код Баркера на 11	58,2	44,9	48,5	2

В таблице 3.5 приведены вероятности правильной оценки числа целей, измеренные с помощью методов MMM, MDL и AIC. Число целей считалось измеренным верно, если оно равнялось истинному числу целей. Размерность статистического ансамбля для классического расчёта вероятностей тоже составляла $R=1000$ реализаций. Также в таблице 3.5 приведено математическое среднее измеренного числа целей для каждого из методов.

Таблица 3.5. Результаты измерений по сценариям 6-10

Номер сценария	Вероятность правильной оценки числа источников методом MMM	Вероятность правильной оценки числа источников методом MDL	Вероятность правильной оценки числа источников методом AIC	Среднее измеренное число целей методом MMM	Среднее измеренное число целей методом MDL	Среднее измеренное число целей методом AIC
6	0,92	0	0	1,1	2,0	2
7	1	1	2	2	1	2
8	0,94	1	2	1,9	1	2
9	0,95	0,99	1	1,9	2,0	2
10	0,94	0,01	0	2,9	2,0	2

В таблице 3.6 приведены СКО измерения углов места каждой из целей с помощью методов MMM и MUSIC для сценариев 6-10. СКО вычислялось по следующей формуле

$$\sigma_{\theta} = \sqrt{\frac{1}{R} \sum_{j=1}^R (\theta_{изм}(j) - \theta_{точ}(j))^2}, \quad (3.20)$$

где $\theta_{изм}$ - измеренный угол места источника, $\theta_{точ}$ - точный (истинный) угол места источника.

Таблица 3.6. Результаты измерений по сценариям 6-10

Номер сценария	Среднее СКО измерения угла места источника №1 методом MMM, град.	Среднее СКО измерения угла места источника №2 методом MMM, град.	Среднее СКО измерения угла места №3 методом MMM, град.	Среднее СКО измерения угла места №1 методом MUSIC, град.	Среднее СКО измерения угла места №2 методом MUSIC, град.	Среднее СКО измерения угла места источника №3 методом MUSIC, град.
6	0,21	-	-	0,12	-	-
7	0,34	0,22	-	0,34	0,22	-
8	3,00	3,76	-	2,97	3,79	-
9	0,83	0,82	-	0,54	0,62	-
10	0,89	0,55	0,64	0,56	0,62	0,64

В отличие от азимутальных сценариев при измерении в угломестной плоскости источники были фиксированы (кроме сценария 6) и не перемещались в связи с техническими трудностями организации этого процесса. Результаты измерений средних значений угла места для сценариев 7-10 приведены в таблице 3.7.

Таблица 3.7. Результаты измерений по сценариям 7-10

Номер сценария	Средний измеренный угол места источника №1 методом MMM, град	Средний измеренный угол места источника №2 методом MMM, град	Средний измеренный угол места источника №3 методом MMM, град	Средний измеренный угол места источника №1 методом MUSIC, град	Средний измеренный угол места источника №2 методом MUSIC, град	Средний измеренный угол места источника №3 методом MUSIC, град
7	-0,00	4,13	-	0,00	4,13	-
8	-0,60	-4,36	-	-0,86	-4,42	-
9	-0,45	4,51	-	-0,33	4,60	-
10	-4,04	0,06	4,71	-4,21	-0,18	4,69

На рис. 3.18а приведены зависимости средних значений и СКО измеренного угла места одного источника (сценарий 6) от его точного значения.

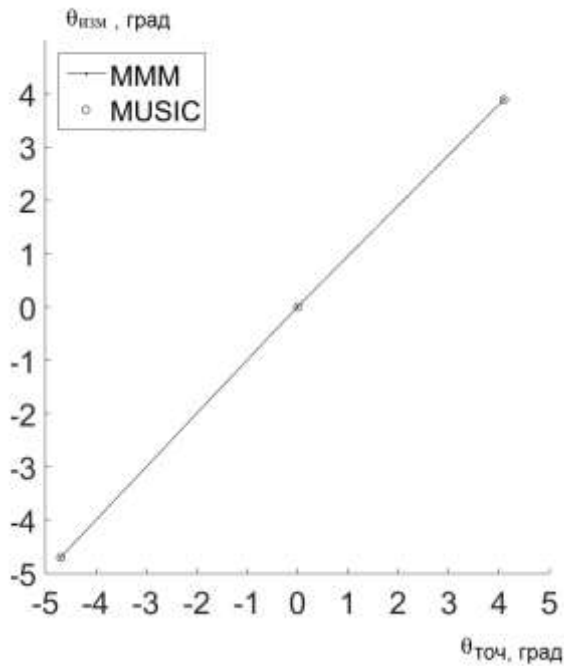


Рис. 3.18а. Сценарий №1 Точный от изм. угла места (MMM и MUSIC) всех источников

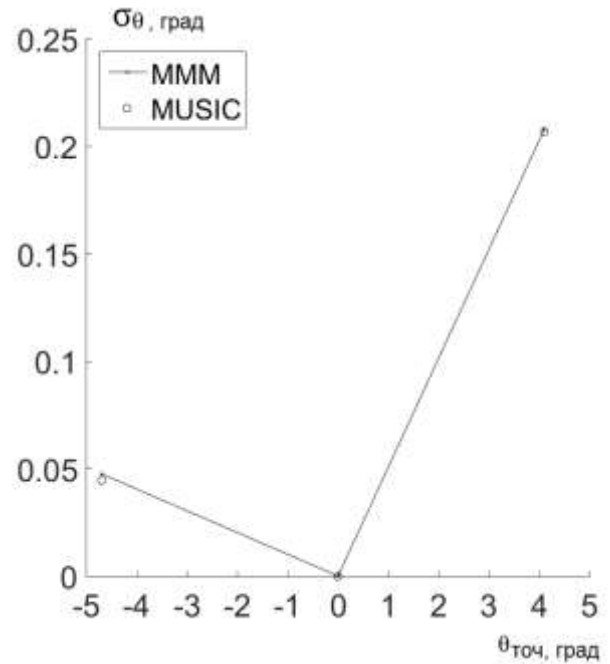


Рис. 3.18б. Сценарий №1 СКО изм. угла места (MMM и MUSIC) всех источников

На рис. 3.19а – рис.3.21а приведены наборы реализаций ФН в координатах угол места θ – амплитуда. Это сечение псевдоспектральной функции (3.15) в угломестной плоскости для сценариев 7 - 9 соответственно, когда два источника находились на границе входа в зону сверхразрешения. На рис. 3.19б – рис. 3.21б изображены гистограммы значений измеренных углов места источников.

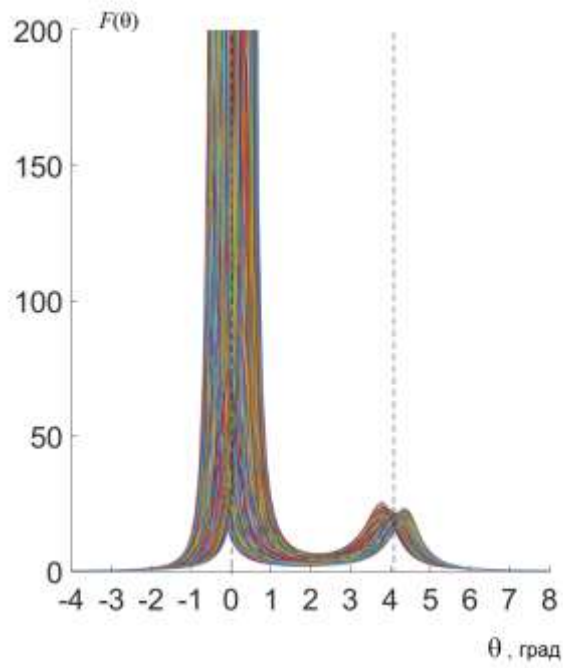


Рис. 3.19а. Сценарий №2 ФН МММ
($\delta_i=1, 21$)

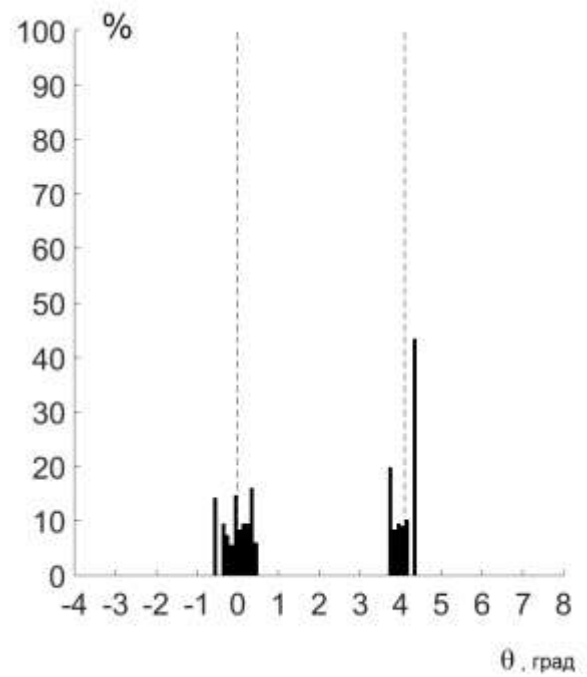


Рис. 3.19б. Сценарий №2 ФН МММ
(справа)

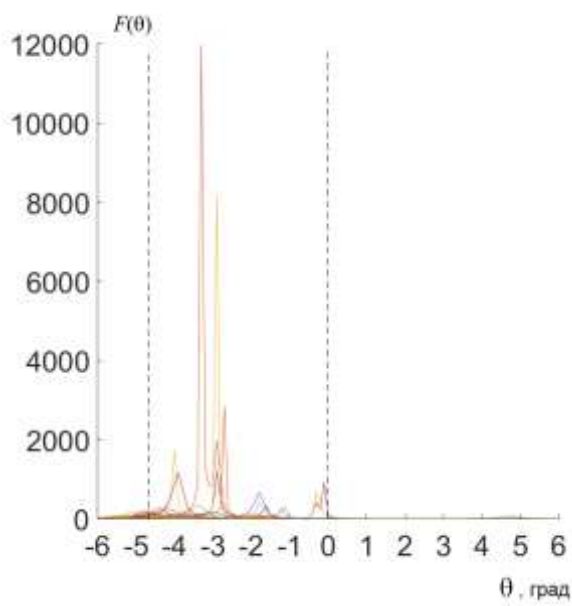


Рис. 3.20а. Сценарий №3 ФН МММ
($\delta_i=1, 39$)

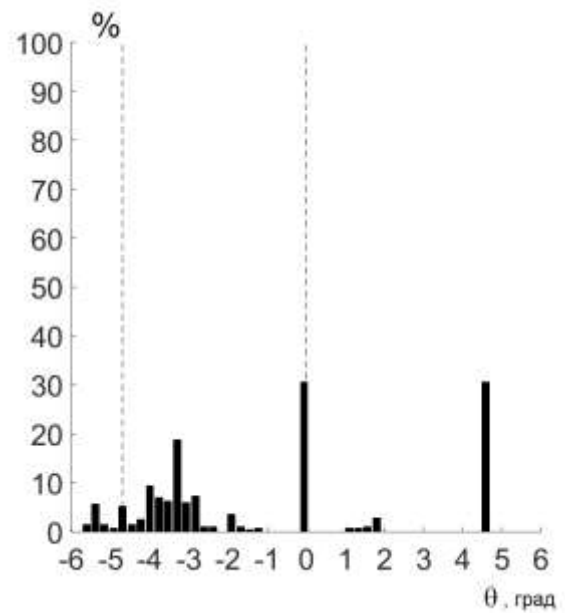


Рис. 3.20б. Сценарий №3 ФН МММ

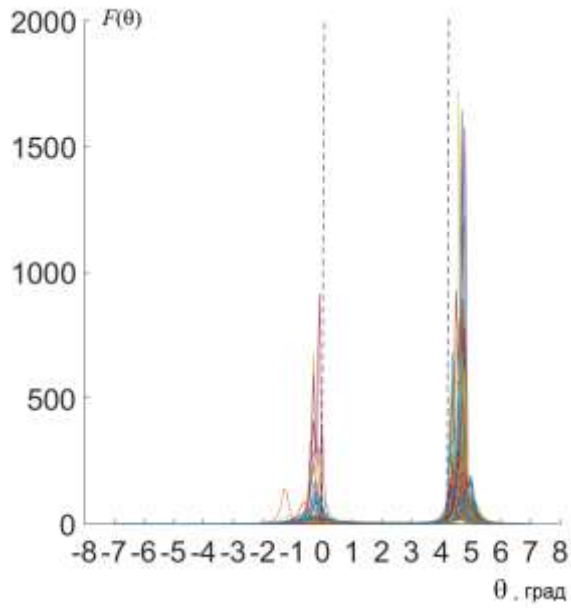


Рис. 3.21а. Сценарий №4 ФН МММ
($\delta_i=1,21$)

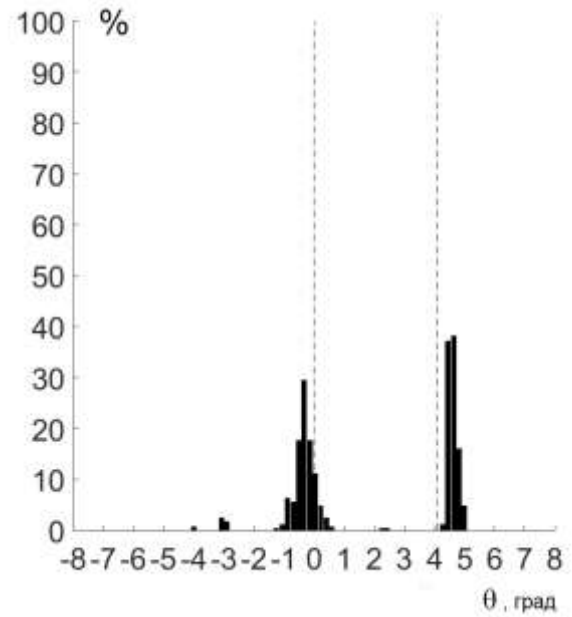


Рис. 3.21б. Сценарий №4 ФН МММ

На рис. 3.22а приведены наборы реализаций ФН в координатах угол места θ – амплитуда для сценария 10 (три источника). Все три источника прекрасно пеленгуются.

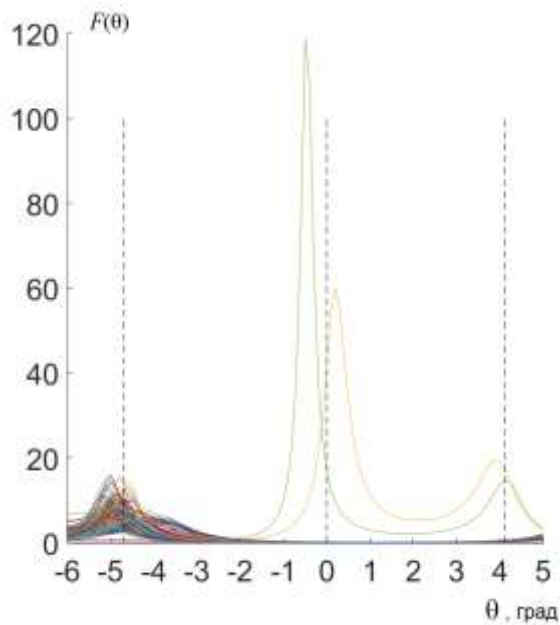


Рис. 3.22а. Сценарий №5 ФН МММ
($\delta_i=1,21$ и $\delta_i=1,39$)

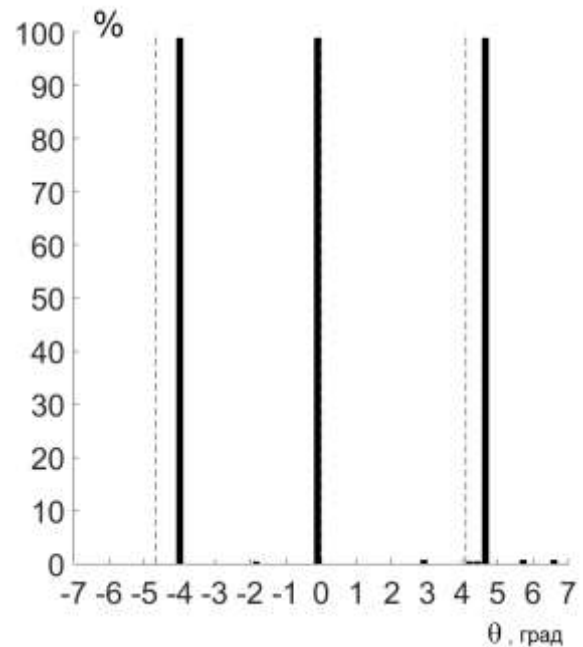


Рис. 3.22б. Сценарий №5 ФН МММ

Из графиков видно, что для сценариев 7 и 9 метод МММ дает хорошие результаты. А вот для сценария 8 (фазоманипулированный источник ниже нуля градусов по углу места) результат неудовлетворительный. При этом метод MUSIC дает еще большую СКО измерения угла места.

В целом результаты обработки всех сценариев эксперимента показывают, во-первых, высокую вероятность правильного измерения числа целей с помощью предложенного метода на основе минимального многочлена сигнальной корреляционной матрицы, во-вторых, возможность сверхразрешения двух и даже трех целей, находящихся в главном луче диаграммы направленности антенной решетки.

3.3 Структура и алгоритм функционирования двумерного подавителя активных помех

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [92], [93], [94], [109], [110], [120] и [131].

Современная инфраструктура создает множество различного рода промышленных помех. Они влияют на качество работы локационных систем, в том числе и пассивных телеметрических комплексов [173]. Подобного рода комплексы часто используются в гражданской авиации [174]. Также они востребованы для контроля и управления с земли БПЛА.

Помехи, создаваемые промышленными системами, могут быть как непрерывного, так и импульсного типа [165]. Зачастую месторасположение источников помех является неизменным (телевизионные башни или мачты сотовой связи). Поэтому будем считать, что изначально имеется возможность измерить помеховую обстановку и учесть ее в дальнейшем.

3.3.1 Структура и место двумерного подавителя узкополосных помех

Предлагается выполнить двумерный подавитель активных помех на основе адаптивной антенной решетки входящей в состав телеметрического комплекса. Функция подавления является дополнительной к основной функции – приему телеметрических данных с автоматическим сопровождением воздушного объекта.

Рассмотрим предлагаемую структуру АР, изображенную на рис. 3.23а. АР является планарной, а ее полотно способно механически вращаться как по азимуту, так и по углу места. АР имеет $N=32$ цифровых канала, отмеченных на рис. 3.23а пунктиром. Каждый цифровой канал представляет собой столбец из 4-х излучателей просуммированных аналоговым способом. Это сделано для уменьшения ширины диаграммы направленности каждого цифрового канала в угломестной плоскости. Полотно АР приподнято над земной поверхностью на небольшую высоту около $h=1$ м (см. рис. 3.23а) с помощью опорно-поворотного устройства.

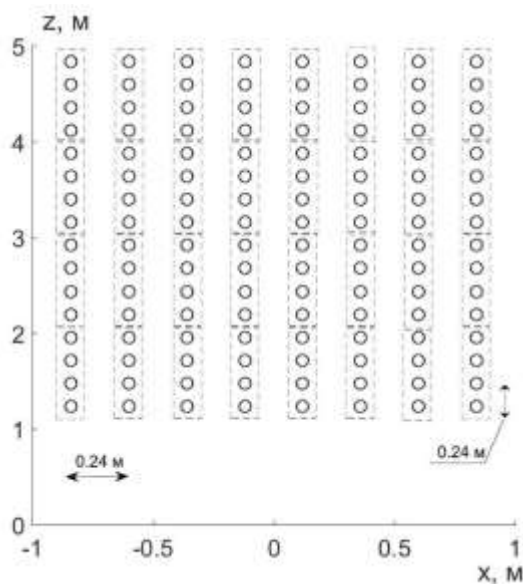


Рис. 3.23а. Структурная схема антенной решетки телеметрического комплекса



Рис. 3.23б. Структура кадра принимаемой информации

Будем считать, что телеметрическая информация передается кадрами. Структура данного кадра изображена на рис. 3.23б. В начале кадра (как и в любой системе цифровой радиосвязи) идет преамбула. Преамбула необходима для определения начала кадра и различных синхронизаций. Она представляет собой псевдослучайную последовательность (ПСП) длиной 127. Далее идет информационная часть кадра. Она имеет строго фиксированную длительность. Каждый информационный символ модулируется либо дифференциальной двоичной фазовой модуляцией (DBPSK) или дифференциальной квадратурной

фазовой модуляцией (DQPSK). Помимо этого каждый информационный символ дополнительно кодируется кодом Баркера на 11. Первый символ в информационной части кадра является опорным. Длительность элементарного импульса составляет 80 нс, таким образом, полоса приемника составляет 12,5 МГц.

Для большинства телеметрических комплексов наземного базирования, работающих в диапазоне около 1 ГГц радиоканал можно считать двухлучевым (см. рис. 3.24) [156]. В работе будем использовать данную модель, с учетом того, отраженный от земной поверхности луч имеет фиксированный коэффициент Френеля равный $\Phi = -0,5$.

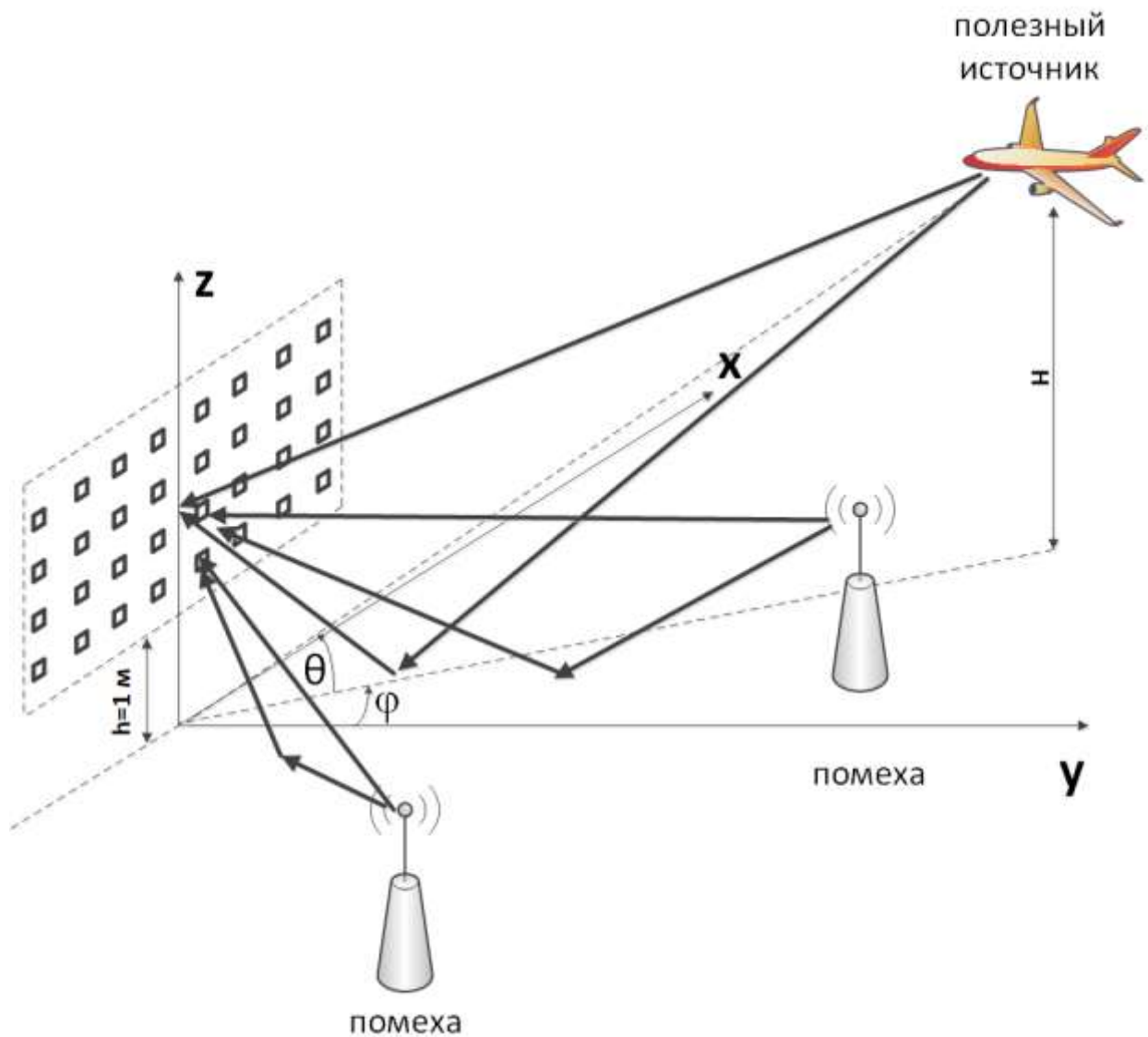


Рис. 3.24. Модель радиоканала (с постановщиками помех)

Источников помех может быть огромное множество. В частности они могут быть непрерывного типа или импульсного, с модуляцией или без нее. В настоящей работе предлагается рассмотреть две модели помех, наиболее сложных для подавления на практике. Первая модель помех предполагает их непрерывный характер со случайной амплитудой и фазовой модуляцией (см. рис. 3.25а). Постановщиком такого рода помехи может выступать второй воздушный объект (например зависший в воздухе БПЛА), передающий на землю свою телеметрическую информацию в том же диапазоне частот. Будем называть эту модель помех с относительной фазовой модуляцией (ОФМ). Вторая модель помех предполагает их импульсный характер (см. рис. 3.25б) со случайной амплитудой и случайным временным промежутком между импульсами. Постановщиком такого рода помехи могут выступать телевизионные вышки. Полоса частот отдельного импульса будет равна около 5 МГц. Будем называть эту модель помех с кодовой временной импульсной модуляцией (КВИМ).

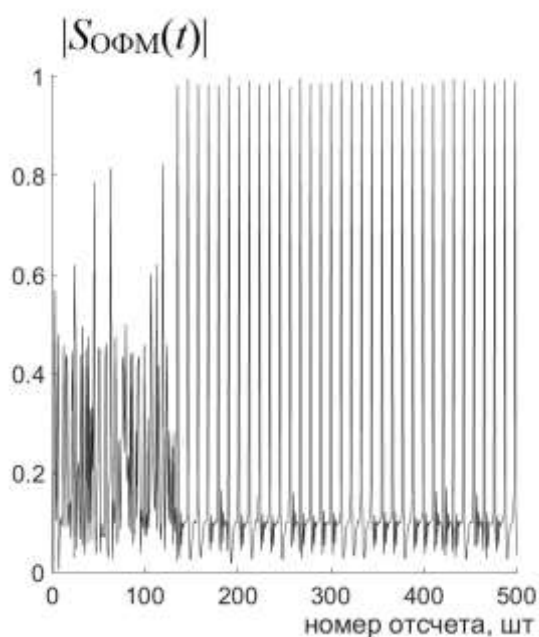


Рис. 3.25а. Модель ОФМ помех

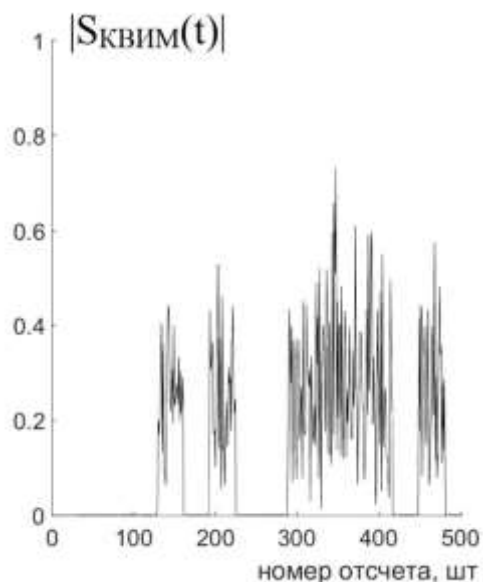


Рис. 3.25б. Модель КВИМ-помех

3.3.2 Применение метода степенных векторов для подавления помех и метода минимального многочлена для автоматической пеленгации целей

Весовой вектор $\mathbf{W}_{AP}$ будем искать из уравнения [60]:

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_2 \mathbf{W} &= \mathbf{S} \\
\mathbf{M}_2 &= \langle \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_2^H \rangle, \\
\mathbf{X}_2 &= \mathbf{Z} + \mathbf{N}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

где $\mathbf{M}_2$ – измеряемая заранее КМ суммы комплексных огибающих $\mathbf{X}_2$ входного шума и помех во всех цифровых каналах АР, $\mathbf{S}$ – вектор-фазор в направлении полезного сигнала, которое требуется определить, $\mathbf{Z}$ – вектор-столбец помехи, $\mathbf{N}$ – вектор-столбец тепловых шумов, все размерностью $[N \times 1]$.

На выходе АР в результате весового суммирования входного процесса включающего полезный сигнал $\mathbf{X}$ в N каналах ААР формируется следующий сигнал

$$\begin{aligned}
u &= \mathbf{W}^H \mathbf{X} \\
\mathbf{X} &= \mathbf{S} + \mathbf{Z} + \mathbf{N}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

где $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ – вектор суммарного сигнала $\mathbf{X}$, $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ – вектор весовых коэффициентов, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $(\cdot)^T$ – транспонирование.

При адаптивной обработке вместо точного вектора $\mathbf{W}$ используется вектор $\hat{\mathbf{W}}$, полученный на основе максимально правдоподобной оценки $\hat{\mathbf{M}}_2$ КМ $\mathbf{M}_2$ по L_2 временным выборкам случайных комплексных амплитуд входного процесса $\mathbf{X}_2(l) = [x_1(l), x_2(l), \dots, x_N(l)]^T$, где $l = 1 \div L_2$ [60]:

$$\hat{\mathbf{M}}_2 = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{L_2} \mathbf{X}_2(l) \mathbf{X}_2(l)^H. \tag{3.23}$$

Затем в соответствии с (3.21) находится весовой вектор $\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{M}}_2^{-1} \mathbf{S}$. Однако, такую оценку весового вектора нельзя рекомендовать для практического использования по следующим причинам. Найдем решение (3.21) с помощью метода степенных векторов. Вектор-фазор j -ой однотоновой помехи с частотой f_j запишем в виде $\Phi_j = \exp \left[i \left(2\pi c^{-1} f_j (\mathbf{k}_0 \mathbf{r}) \right) \right]$, где $\mathbf{r}$ – радиус вектор координат излучателей АР, $\mathbf{k}_0$ – единичный вектор направления на источник помехи.

Учитывая статистическую независимость отдельных источников помех, для КМ $\mathbf{M}_2$ будем иметь

$$\mathbf{M}_2 = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^H \rangle = \sigma_0^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^Q \sigma_j^2 \mathbf{\Phi}_j \mathbf{\Phi}_j^H, \quad (3.24)$$

где σ_0^2 – мощность собственного шума в отводах фильтра, σ_j^2 – мощность j -ой помехи, Q – число источников помех, $\mathbf{I}$ – единичная матрица, $\langle \rangle$ – операция статистического усреднения.

Процедура расчета весового вектора $\mathbf{W}$ подробно и полностью рассмотрена ранее в разделе 1.1.1.

Эффективность работы АР определяется отношением сигнал – шум плюс помеха (ОСШП). Оценку ОСШП на выходе ААР при известной КМ помех можно найти с помощью формулы [78]:

$$\eta(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_2 \mathbf{W}}. \quad (3.25)$$

В соответствии с теорией изложенной в разделе 1.1.2 регуляризованную оценку ОСШП на АР будем вычислять следующим образом

$$\eta_r = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\alpha_0 - \frac{\beta_0^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\dots \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}} + \sigma_0^2 \left(1 + \sum_{k=1}^K c_k^2 \right)}. \quad (3.26)$$

Теория метода минимального многочлена подробно изложена в разделе 3.1.2. Процедуру расчета азимута и угла места (3.1)–(3.5) будем использовать без изменений. Необходимо отметить, что метод минимального многочлена применяется к процессу, который образуется после подавления помех.

3.3.3 Формирование лучей диаграммы направленности для приема информации от полезного источника

Корреляция источников сигналов приводит к снижению эффективности сверхразрешающих методов. Поэтому, при коррелированных источниках применяется пространственное сглаживание КМ (Spatial Smoothing) [59], которое основано на разделении АР на $K=N-Q+1$ перекрывающихся подрешеток,

состоящих из Q соседних элементов и сдвинутых на один элемент относительно друг друга. Сглаживание может быть прямым (forward), обратным (backward) и совместным (forward+backward). В первом случае подрешетки формируются, начиная с первого элемента АР, а во втором случае – с последнего элемента, т.е. вместо вектора $\mathbf{X}(l)$ l -ой выборки входного процесса используется вектор $\mathbf{Y}(l)=\mathbf{U}\mathbf{X}^*(l)$, где $\mathbf{U}$ – матрица перестановок, состоящая из единичных элементов на побочной диагонали и нулевых на остальных, $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение. Для каждой подрешетки находится максимально правдоподобная оценка КМ и средняя КМ размерности $Q \times Q$.

При прямом сглаживании КМ на выходе i -ой подрешетки $\bar{\mathbf{M}}_{(Q,Q)}^{(i)} = \mathbf{I}_{(Q,N)}^{(i)} \mathbf{M}_{(Q,N)}^{(i)H}$, где $\mathbf{I}_{(Q,N)}^{(i)} = [\mathbf{0}_1, \dots, \mathbf{0}_{i-1}, \mathbf{I}_Q, \mathbf{0}_{i+Q}, \dots, \mathbf{0}_N]$ – матрица размерности $Q \times N$, которая состоит из первых $i-1$ и последних $N-Q-i+1$ нулевых столбцов и единичной матрицы размерности $Q \times Q$ между ними, $\mathbf{0}_l$ – l -ый нулевой столбец. Сглаженная КМ будет равна

$$\mathbf{M}^{(f)} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{U} \mathbf{I}_{(Q,N)}^{(i)} \mathbf{M}_{(Q,N)}^{(i)H}, \quad (3.27)$$

Если коэффициент корреляции j -го и q -го источников сигналов равен ρ_{jq} , то после процедуры сглаживания вперед эффективный коэффициент корреляции станет равным [59] $\bar{\rho}_{jq} = \gamma_{jq}^{(f)} \rho_{jq}$, где

$$\gamma_{jq}^{(f)} = \frac{\sin K b_{jq}}{K \sin b_{jq}} e^{i(K-1)b_{jq}}, \quad b_{jq} = \pi d_{\lambda} (\sin \varphi_j - \sin \varphi_q). \quad (3.28)$$

Будем применять только прямое сглаживание подрешеткой размерностью $Q = 18$, что соответствует прямоугольной подрешетке с 6 элементами по горизонтали и 3 элементами по вертикали.

Будем считать, что телеметрический комплекс функционирует в двух основных режимах (см. рис. 3.26). Первый режим – измерение помеховой обстановки. Второй режим – штатный прием телеметрии.

Поскольку мощные промышленные помехи являются стационарными в пространстве (не перемещаются), поэтому в первом режиме имеется возможность

измерить помеховую обстановку $\mathbf{X}_2$ в течение длительного времени и оценить корреляционную матрицу помех $\hat{\mathbf{M}}_2$. Далее предлагается обернуть КМ $\hat{\mathbf{M}}_2$ любым методом, в частности использовать прямое обращение КМ $\hat{\mathbf{M}}_2^{-1}$, поскольку время на это имеется.

Во втором режиме первым шагом выполняется измерение азимута и угла места воздушного объекта после удаления из принятого суммарного сигнала $\mathbf{X}$ помех

$$\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{M}}_2^{-1} \mathbf{X}. \quad (3.29)$$

Таким образом, к сигналу $\mathbf{Y}$ применяется метод минимального многочлена, в результате чего измеряется пеленг воздушного объекта $\mathbf{s}(\varphi_{src}, \theta_{src})$.

На втором шаге вычисляется искомый весовой вектор $\mathbf{W}_2$ АР путем решение основного уравнение адаптивной АР методом степенных векторов

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}_2 \mathbf{W}_2 &= \mathbf{S}_{src}(\varphi_{src}, \theta_{src}) \\ \mathbf{S}_{src}(\varphi_{src}, \theta_{src}) &= \exp(j\mathbf{k}_0 \mathbf{r}_{src})' \end{aligned} \quad (3.30)$$

Вектор $\mathbf{W}_2$ применяется для формирования сигнала в суммарном канале АР для последующего сжатия и демодуляции сигнала. Последовательность алгоритмов цифровой обработки, изображенная на рис. 3.26 является оригинальной и предложена автором.

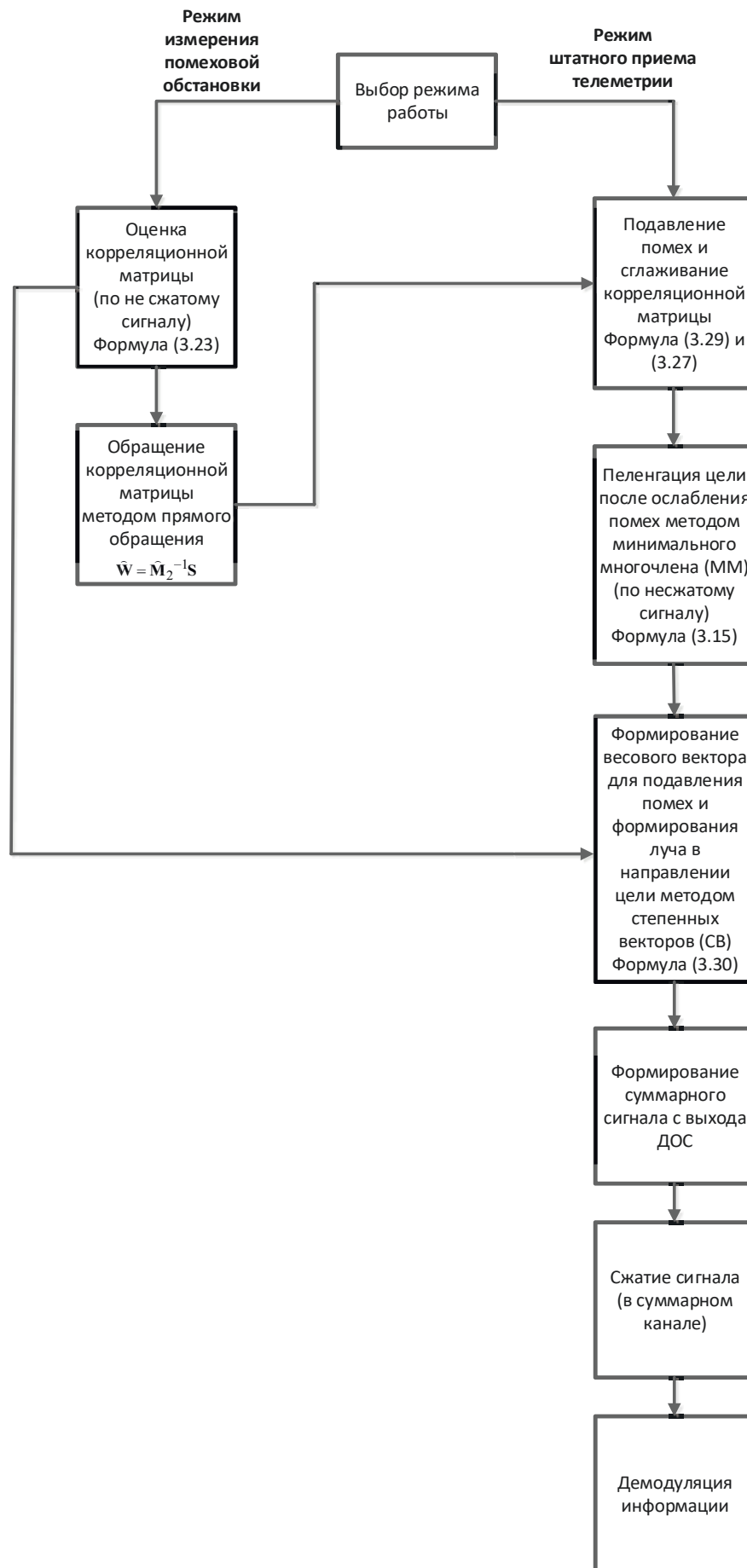


Рис. 3.26. Блок-схема алгоритма обработки

3.3.4 Результаты численного моделирования

Для оценки коэффициента подавления помех и вероятности битовой ошибки (BER) было проведено численное моделирование. В качестве полезного сигнала использовался сигнал штатной телеметрической информации (см. рис. 3.25а), а в качестве помех и КВИМ и ОФМ-помехи. Длительность элементарного КВИМ-импульса составляла 160 нс, интервалы между импульсами генерировались случайным образом с нормальным законом распределения. Несущая частота составляла $F_c = 855$ МГц, ширина ДН каждого излучателя и по азимуту и по углу места составляла 35 градусов. Частота дискретизации АЦП равнялась 200 МГц, ширина полосы частот полезного сигнала равнялась $\Delta F = 12,5$ МГц (80 нс) (т.е. 16 отсчетов на символе), информационная часть кадра моделировалась дифференциальной квадратурной модуляцией (DQPSK). Считалось, что воздушный объект двигался со средней крейсерской скоростью гражданского самолета $v = 500$ км/ч, а помехи покоились.

На рис. 3.27а и рис. 3.27б изображены функции неопределенности в осях азимут-угол места-амплитуда при выключенном и включенном подавителе помех, соответственно. Полезный ОФМ-сигнал DQPSK с ОСШ $\rho = 13$ дБ располагался на азимуте $\varphi_s = 2^\circ$ и угле места $\theta_s = 3^\circ$. Две КВИМ-помехи с ОПШ $q = 40$ дБ имели следующие угловые координаты $\{\varphi_{i1} = -9^\circ, \theta_{i1} = 7^\circ\}$ и $\{\varphi_{i2} = 7^\circ, \theta_{i2} = 7,5^\circ\}$. Число выборок для измерения помеховой КМ $L_2 = 256$, число выборок для измерения КМ при пеленгации $L = 256$. ФН рассчитывалась для метода минимального многочлена (ММ), пространственного сглаживания не производилось. Как видно из рис. 3.27б на тех местах, где на рис. 3.27а присутствовали помехи, формируются глубокие провалы, т.е. помехи подавляются

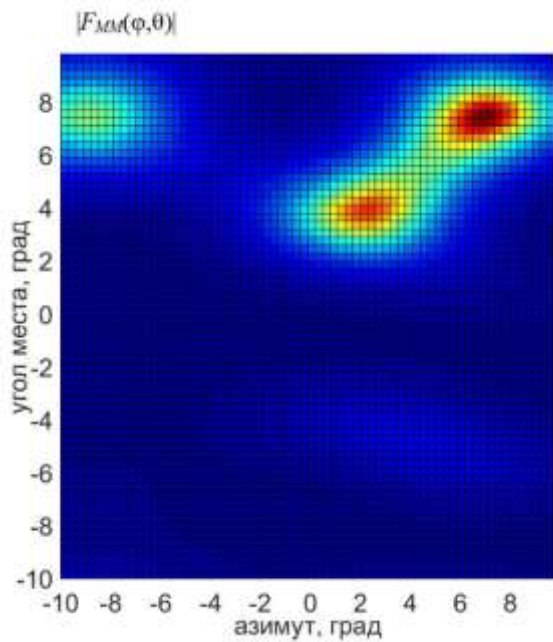


Рис. 3.27а. Функция неопределенности для 1 источника (ОФМ) и 2-х помех (КВИМ) при наличии земного луча (метод ММ, без сглаживанием) Подавитель Выключен

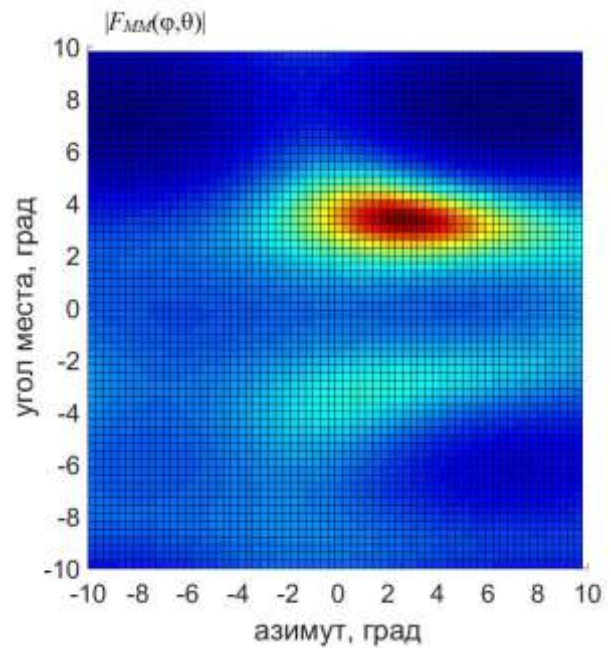


Рис. 3.27б. Функция неопределенности для 1 источника (ОФМ) и 2-х помех (КВИМ) при наличии земного луча (метод ММ, Без сглаживанием) Подавитель Включен

На рис. 3.28а и рис. 3.28б приведены ошибки измерения методом ММ азимута и угла места в зависимости от ОПШ для рассмотренной выше комбинации из $Q=2$ помех и $J=1$ полезного сигнала при включенном и выключенном подавителе помех. В данном случае пространственное сглаживание было включено. Число выборок для измерения КМ при пеленгации $L=2$, т.е. рассматривался случай короткой выборки, ОСШ $\rho = 13$ дБ. Параметр для определения порога при пеленгации методом ММ устанавливался $\chi = 0$ и не менялся. Видно, что предлагаемые алгоритмы подавления помех и пеленгации полезного сигнала обеспечивает точность около 0,4 градуса по азимуту и около 0,5 градусов по углу места. Оригинальной частью результатов моделирования является достижение точностей пеленгации менее 1 градуса при включенном подавителе помех при использовании короткой выборки для измерения сигнальной КМ.

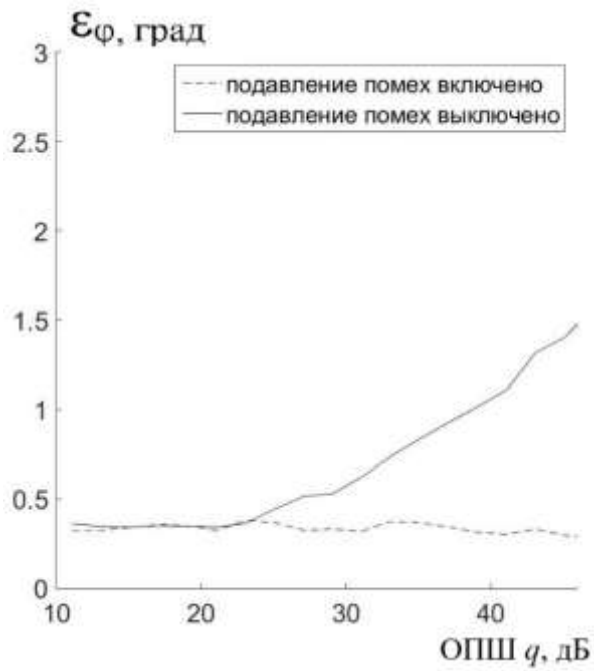


Рис. 3.28а. Ошибка измерения азимута, 1 источник и 2 помехи (ОФМ и КВИМ помехи)

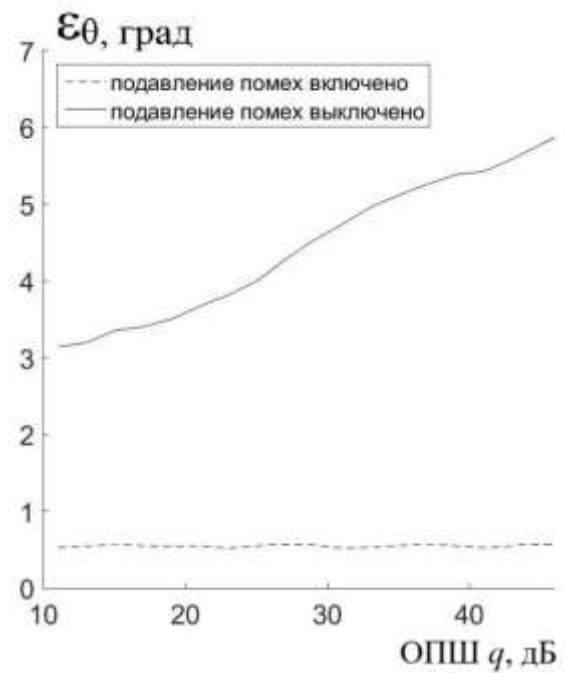


Рис. 3.28б. Ошибка измерения угла места, 1 источник и 2 помехи (ОФМ и КВИМ помехи)

Далее было проведено численное моделирование вероятности битовой ошибки BER при включенном и выключенном подавителе помех. В эфире по-прежнему присутствовало $Q=2$ помехи и $J=1$ полезный сигнал. На рис. 3.29а изображена гистограмма измеренного эффективного числа помех Q с помощью метода степенных векторов. Видно, что в 80% случаев число помех измеряется верно. Число выборок $L_2=16$, ОСШ $\rho = 13$ дБ, ОПШ $q = 40$ дБ.

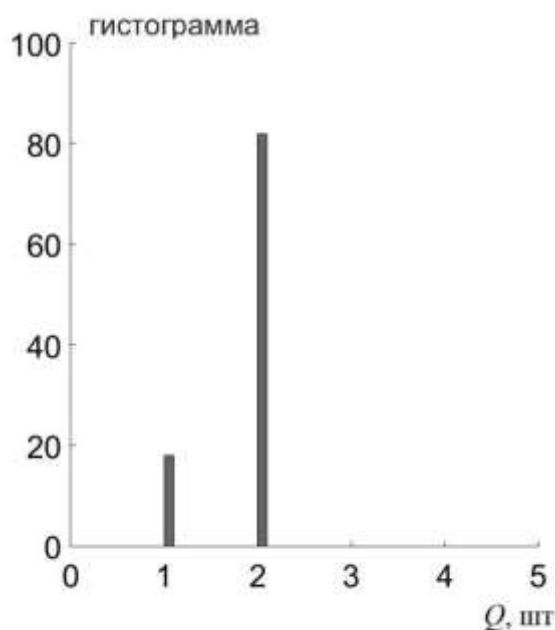


Рис. 3.29а. Гистограмма числа степенных векторов (помех) для 2-х КВИМ помех

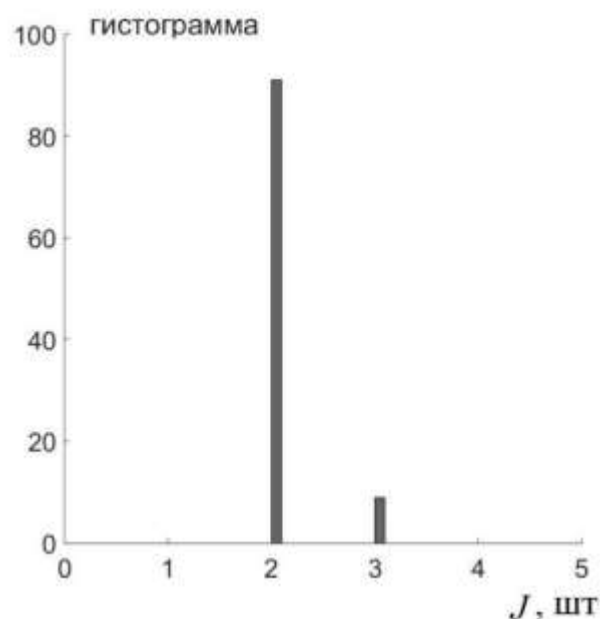


Рис. 3.29б. Гистограмма оценки числа источников методом ММ после подавления 2-х КВИМ помех

На рис. 3.29б изображена гистограмма измеренного числа полезных источников методом минимального многочлена (ММ) после подавления помех методом степенных векторов (СВ). Использовались $L=2$ выборки, ОСШ $\rho = 13$ дБ, ОПШ $q = 40$ дБ. Как видно из рис. 3.29б более чем в 80% случаев измеряется 2 полезных источника вместо 1. Так происходит из-за того, что метод минимального многочлена разрешает как истинный источник, так и его зеркальное отображение, возникающее из-за отражения от земной поверхности.

На рис. 3.30а изображена BER от ОПШ, формирующаяся при выключенном и включенном подавителе помех. Последовательность обработки соответствует рис. 3.26 в режиме штатного приема телеметрии. И полезный источник ($J=1$) и $Q=2$ помехи имели DQPSK модуляцию (т.е. являлись ОФМ-помехами). ОСШ $\rho = 13$ дБ, $L=2$, $L_2=16$. Моделировалась некодированная BER.

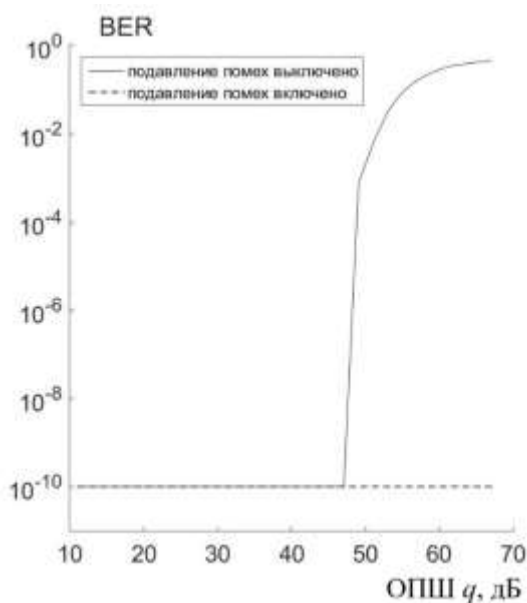


Рис. 3.30а. BER при включенном и выключенном подавителе
1 ОФМ источник и 2 ОФМ помехи
(ОСШ=13 дБ)

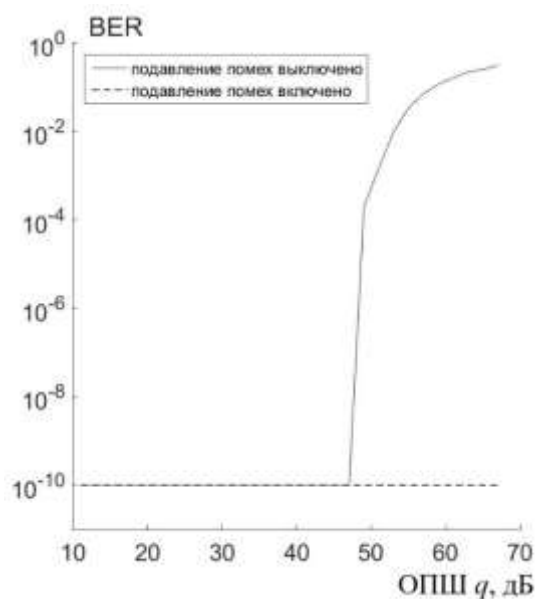


Рис. 3.30б. BER при включенном и выключенном подавителе
1 ОФМ источник и 2 КВИМ помехи
(ОСШ=13 дБ)

На рис. 3.30б приведена BER для случая, когда обе помехи имели КВИМ-модель. Как видно, подавитель помех уверенно работает в большом диапазоне ОПШ около 55 дБ (при входном ОСШ=13 дБ, коэффициенте направленного действия АР около 27 дБ). Если же подавитель помех выключен, тогда при превышении входного уровня помехи над уровнем входного сигнала на 35 дБ и более (т.е. начиная с ОПШ $q=48$ дБ) происходит резкое увеличение битовой ошибки BER.

3.4 Обработка и результаты натурного эксперимента в дециметровом диапазоне длин волн по подавлению помех в азимутальной плоскости с одновременной пеленгацией покоящегося или движущегося воздушного объекта

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [108], [133] и [136].

3.4.1 Алгоритм цифровой обработки сигналов

Будем считать число Q источников полезных сигналов заранее известным. Как правило, так и происходит на практике. Мощность помех может быть как

больше, так и меньше мощности сигналов, а их количество J заранее не известно. Полосы частот полезных сигналов и помех могут либо совпадать, либо частично пересекаются. Но при этом их азимутальные положения совпадать не могут. Прием сигналов ведется горизонтальной эквидистантной АР, состоящей из N цифровых каналов с нормированным межэлементным расстоянием d_λ . Тогда l -ая выборка $\mathbf{X}(l)$ вектора $\mathbf{X}$ входного процесса в каналах элементах АР запишется в виде

$$\mathbf{X}(l) = \sum_{q=1}^Q a_q(l) \mathbf{S}_q + \sum_{p=1}^J b_p(l) \mathbf{\Phi}_p + \mathbf{Z}(l), \quad (3.31)$$

где $a_q(l), b_p(l)$ – l -ая выборка случайной комплексной гауссовой амплитуды q -го полезного сигнала и p -ой помехи, $\mathbf{S}_q, \mathbf{\Phi}_p$ – векторы-фазоры q -го источника сигнала и p -го источника помехи, $\mathbf{Z}(l)$ – l -ая выборка вектора собственных шумов приемных устройств. Блок-схема предлагаемого алгоритма цифровой обработки сигналов, состоящего из 3 этапов, приведена на рис. 3.31. Это оригинальный подход, предложенный автором.

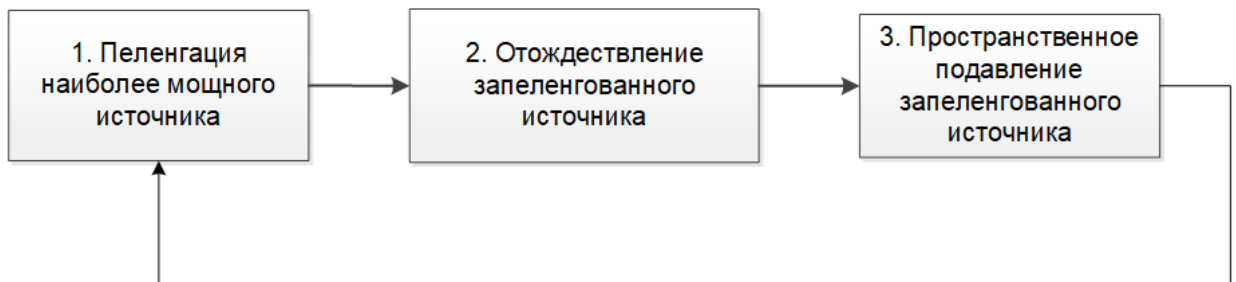


Рис. 3.31. Блок-схема алгоритма цифровой обработки сигналов

Первый этап. С помощью метода минимального многочлена произведем пеленгацию наиболее мощного источника. Это может быть источник сигнала или помехи. Для матрицы-проектора на шумовое подпространство имеем выражение (3.3), в которую входят оценка $\hat{J}$ числа источников помехи J , а также оценки обратных собственных чисел и корреляционной матрицы входного процесса ($\hat{\gamma}_p^{-1}$ и $\hat{\mathbf{M}}$). Пеленгационный профиль метода определяется формулой (3.5).

Пеленг наиболее мощного источника на первом шаге определяем как положение максимума пеленгационного профиля (3.5) по азимутальной координате φ , т.е.

$$\varphi_1 = \max_{\varphi} \{ |F(\varphi)| \} \quad (3.32)$$

Второй этап. Теперь необходимо отождествить запеленгованный на первом шаге источник, т.е. определить помеха это или полезный сигнал. Для этого можно использовать следующую априорную информацию. Учтем, что структура информационного кадра полезного сигнала состоит из служебной и информационной частей. Служебная часть кадра содержит заранее известную синхропоследовательность, необходимую для кадровой и частотной синхронизации на приемной стороне. Вероятность совпадения синхропоследовательностей у двух или более информационных сигналов равна нулю.

Сформируем главный луч ДН АР на первый запеленгованный источник с азимутом φ_1 . Тогда сигнал на выходе АР будет равен

$$y = \mathbf{S}^H(\varphi_1) \mathbf{X} \quad (3.33)$$

Далее пропустим этот сигнал через набор параллельных согласованных фильтров, каждый из которых настроен на свою (одну из Q штук) синхропоследовательностей. Если в одном из фильтров будет превышение порога, то это значит, что на азимуте φ_1 был запеленгован полезный сигнал. Если превышения порога не произошло, то φ_1 – это азимут помехи.

Третий этап. В любом случае подавляем сигнал от источника, приходящий на АР с азимута φ_1 . Для этого сформируем проекционную матрицу $\mathbf{U}$ для подавления во входном процессе $\mathbf{X}$ сигналов с выбранного направления φ_1 в виде [153], [61]

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{S}(\varphi_1) \mathbf{S}^H(\varphi_1) \quad (3.34)$$

В результате подавления получим выходной процесс, описываемый вектором $\mathbf{X}_1$ и равным

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{U} \mathbf{X} \quad (3.35)$$

Далее возвращаемся к шагам 1–3 и вновь с помощью метода минимального многочлена определяем азимут φ_2 самого мощного источника, среди оставшихся в

сигнале X_1 , определяем помеха это или полезный сигнал, подавляем сигнал от источника, приходящий на АР с азимута φ_2 и т.д. Как только будут определены азимуты всех Q полезных сигналов, итеративная процедура завершается.

3.4.2 Условия проведения экспериментов

Экспериментальный макет представлял собой горизонтальную АР, состоящую $N = 8$ цифровых антенных каналов, в каждом из которых присутствовал малошумящий усилитель. Полоса частот приемного тракта составляла ≈ 0.01 от несущей частоты, что соответствует приближению узкополосных входных сигналов. Сигнал в каждом канале оцифровывался на несущей частоте и его спектр переносился на нулевую частоту в специальном вычислителе. Макет был размещен на асфальтированной площадке. Подстилающей поверхностью радиотрассы являлась морская поверхность (см. Приложение 2).

Рассматривались три сценария сигнально-помеховой обстановки – два статических (сценарии 1 и 2) и один динамический (сценарий 3), в каждом из которых имелся один источник полезного сигнала и один источник помехи. В статических сценариях источник сигнала был неподвижен, а в динамическом сценарии двигался с постоянной скоростью и АР отслеживала его перемещения, формируя луч в соответствующем направлении. Эксперименты в статических сценариях проводились на двух частотах f_1 и f_2 дециметрового диапазона длин волн. На частоте f_1 период АР составлял $0,94\lambda$, а ширина азимутальной ДН по уровню половинной мощности – $6,7^\circ$, на частоте f_2 период $d = 0,68\lambda$, а ширина азимутальной ДН была $9,1^\circ$. Высота расположения АР над уровнем моря составляла 102 м.

Внешний вид изделия на позиции в статических сценариях приведен на рис.3.32а и рис. 3.32б.



Рис. 3.32а. Внешний вид изделия на позиции



Рис. 3.32б. Внешний вид изделия на позиции

В статических сценариях источник сигнала находился на расстоянии 42.5 км от приемной АР в азимутальном направлении (относительно направления нормали к АР) $\varphi_c = -10,9^\circ$ (сценарий 1) и $\varphi_c = -5^\circ$ (сценарий 2). Высота расположения источника над уровнем моря – 100 м. Источник помехи находился в азимутальном направлении $\varphi_{\text{п}} = 11,5^\circ$ (сценарий 1) и $\varphi_{\text{п}} = 22,5^\circ$ (сценарий 2) на удалении 100 м и на высоте около 1 м над площадкой. ОСШ на выходе АР при ориентированной на источник сигнала АР и отключенной помехе составляло 20.6 дБ (сценарий 1) и 15.6 (сценарий 2). ОПШ при ориентированной на источник помехи АР и отключенном сигнале – 40,6 дБ и 42,7 дБ, т.е. мощность помехи превышала мощность сигнала на 20 дБ и более. Между АР и источниками сигнала и помехи была прямая радиовидимость. Схема постановки эксперимента для двух статических сценариев приведены на рис. 3.33а и рис. 3.33б.

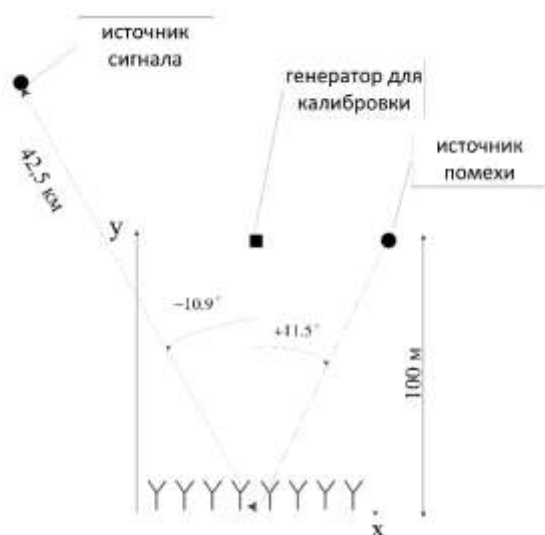


Рис. 3.33а. Схема эксперимента для первого статического сценария

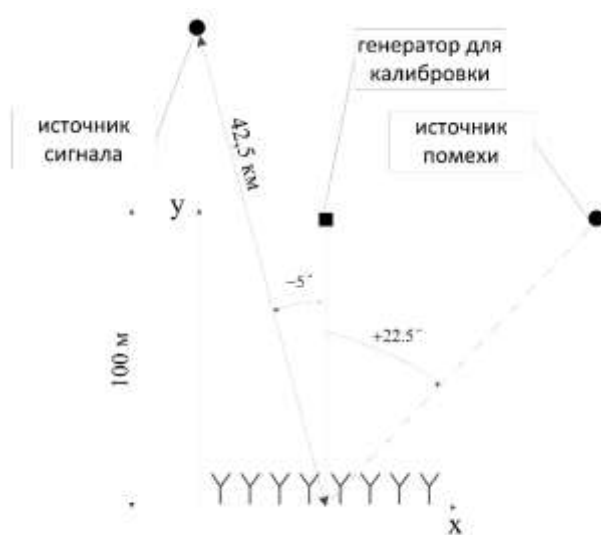


Рис. 3.33б. Схема эксперимента для второго статического сценария

Схема эксперимента в динамическом сценарии приведена на рис. 3.34. Использовалась одна частота f_1 . Параметры АР (период d_λ , ширина ДН АР) соответствовали сценарию 1. Источник сигнала размещался на борту самолета АН-26, который выполнял полет по заранее установленному маршруту над морской поверхностью на высоте около 200 м с постоянной скоростью ≈ 310 км/ч. Во время всех экспериментов волнение морской поверхности практически отсутствовало и

составляло 1 балл. Самолет АН-26 двигался с постоянной скоростью около 310 км/ч. На трассе самолета было выбрано пять точек расположения сигнала, которые находились в азимутальном секторе $\pm 15^\circ$ и показаны на рис. 3.34. Источник помехи находился на удалении 100 м на азимутальном направлении $\varphi_{\Pi} = -22$ град.

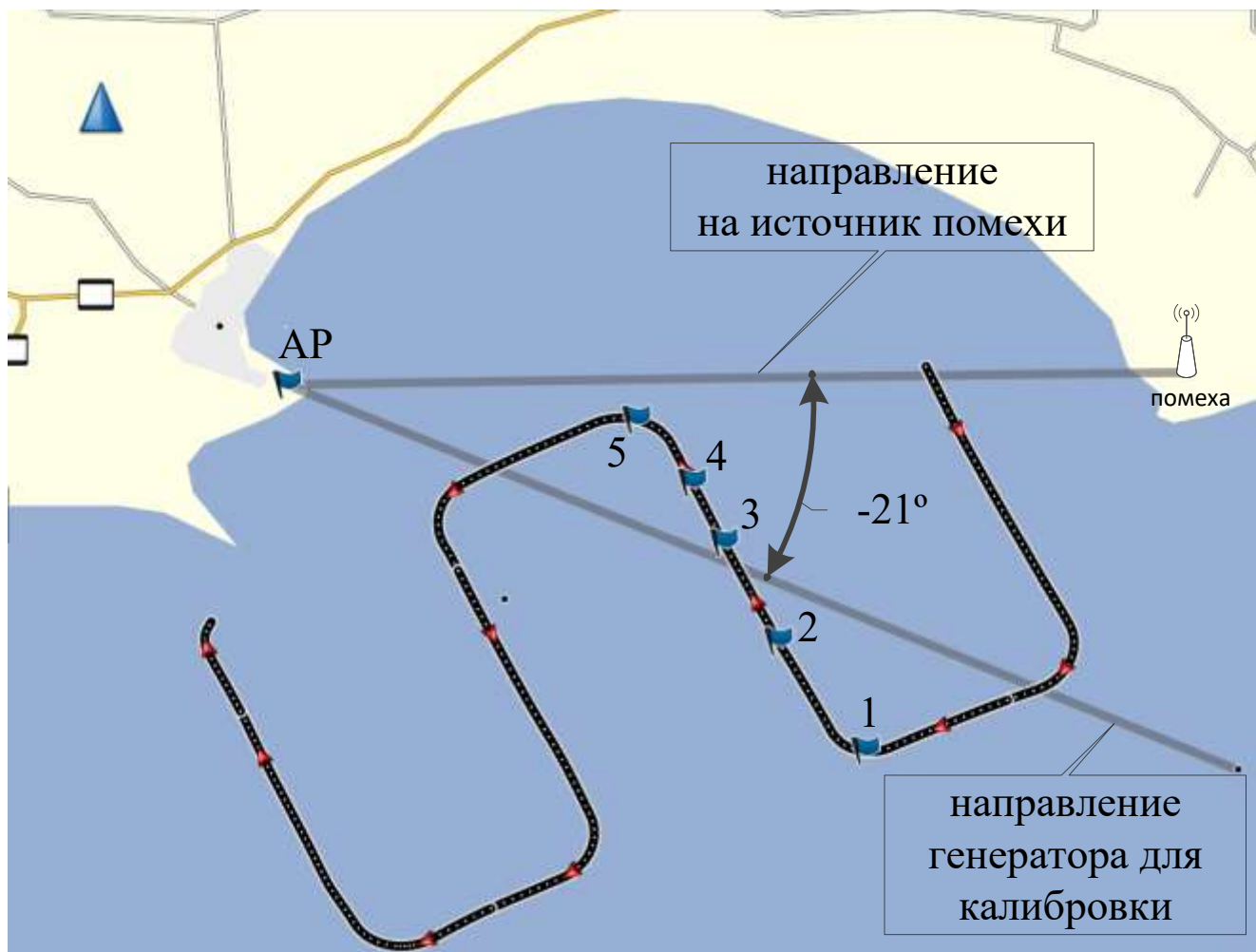


Рис. 3.34. Схема эксперимента для динамического сценария

Его высота над уровнем моря в каждой из точек на трассе приведена на рис. 3.35а. Радиальная дальности между макетом АР и самолетом изображена на рис. 3.35б. Во время всех экспериментов волнение морской поверхности практически отсутствовало и составляло 1 балл. Значения остальных параметров сигнально-помеховой обстановки в сценарии 3 приведены в верхней части табл. 3.8.

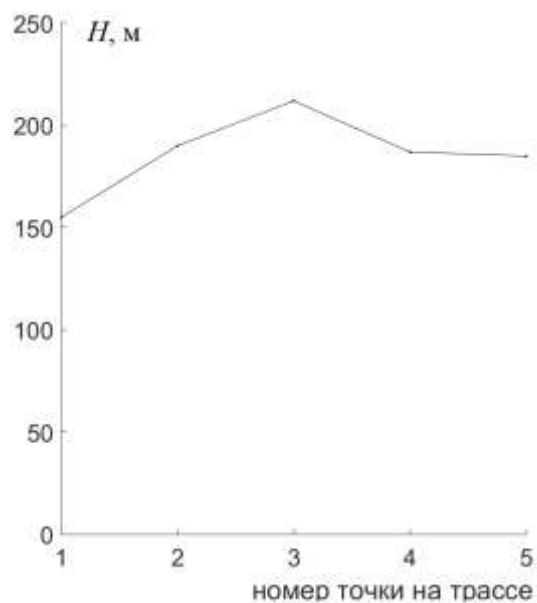


Рис. 3.35а. Высота полета самолета

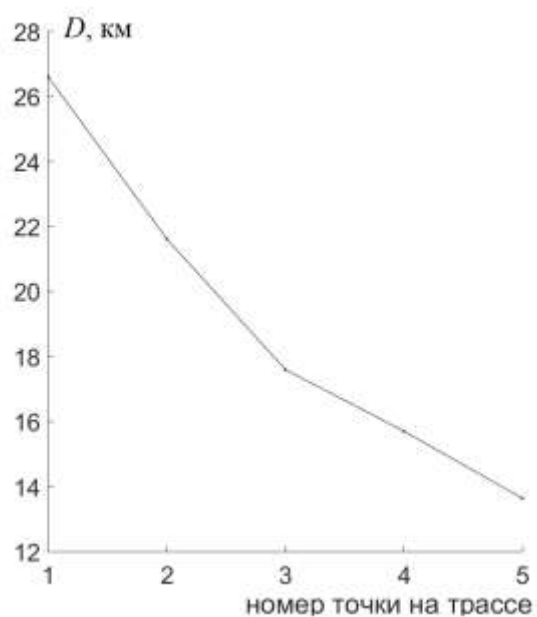


Рис. 3.35б. Радиальная дальность до самолета

Внешний вид изделия на позиции в статических сценариях приведен на рис.3.36.

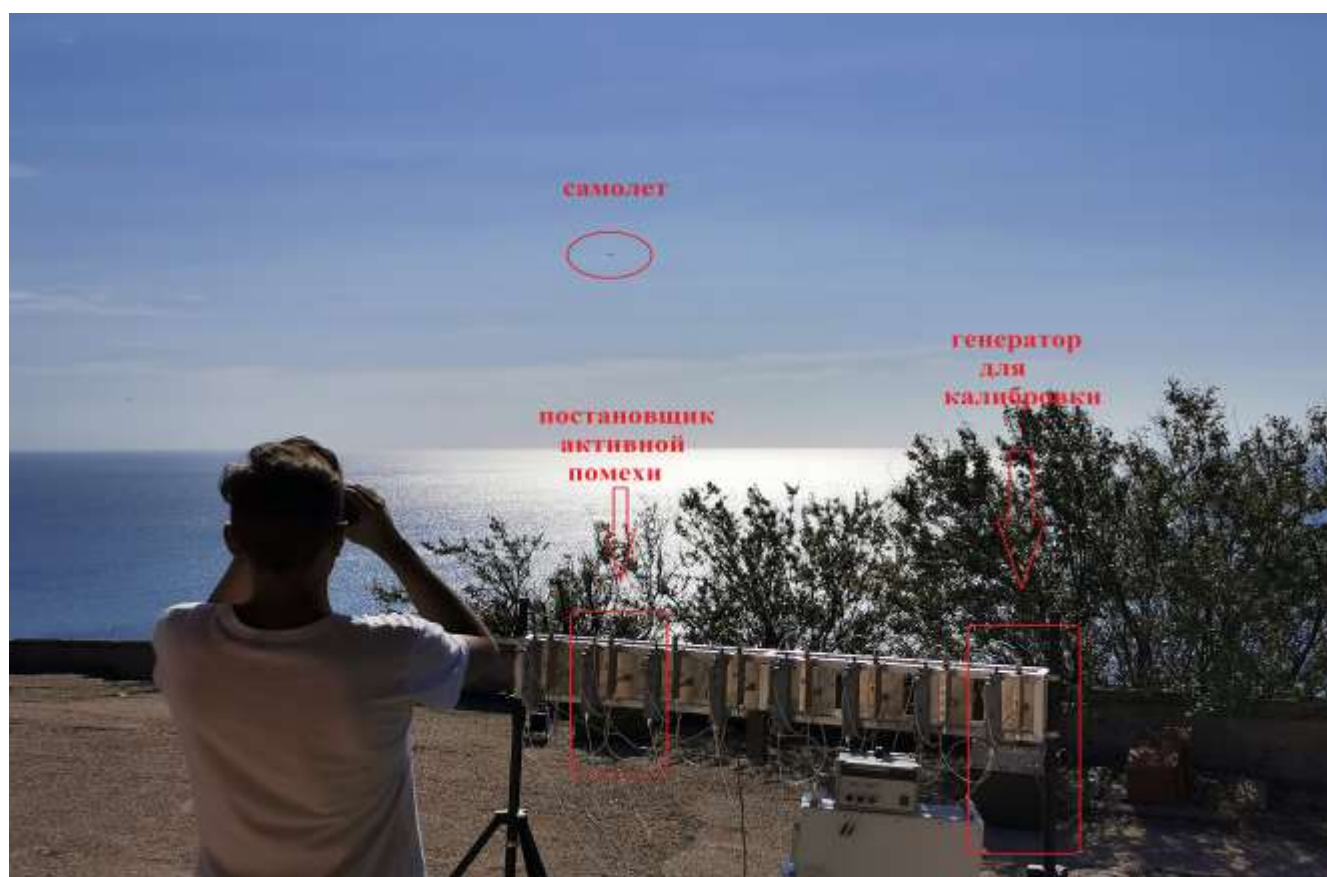


Рис. 3.36. Внешний вид изделия на позиции

Таблица 3.8. Параметры и результаты эксперимента для динамического сценария

Параметры сигнально-помеховой обстановки в сценарии 3					
Номер точки на трассе	1	2	3	4	5
Расстояние до источника сигнала, км	26,6	21,6	17,6	15,7	13,6
Азимут сигнала	+14,8°	+9,3°	+1,0°	-6,9°	-14,8°
Азимут помехи	-22°	-22°	-22°	-22°	-22°
ОСШ, дБ	+4,5	+14,3	+19,5	+13,7	+15,6
ОПШ, дБ	+39,3	+41,2	+40,1	+39,9	+40,7
Результаты экспериментов					
СКО оценки азимута сигнала	0,5° (0,07)	1,8° (0,27)	2,6° (0,39)	6,0° (0,90)	6,7° (1,0)
СКО оценки азимута помехи	0,4° (0,06)	0,3° (0,04)	0,9° (0,13)	0,8° (0,12)	0,9° (0,13)
Коэффициент подавления помехи, дБ	19,9	26,0	24,2	11,5	21,4
Среднее оцененное число целей	3,5	3,6	3,5	3,5	3,7

Во всех трех сценариях в качестве генератора для калибровки всех 8 антенных каналов применялся СВЧ генератор в режиме тонального сигнала, расположенный на нормали к АР на расстоянии 100 м. Источником помехи был аналогичный СВЧ генератор. Источником сигнала был имитатор, в котором информационная часть кадра была модулирована кодом Баркера длиной 11. Длина выборки входного процесса выбиралась одинаковой и равной $L=6$, то есть выборка была короткой с числом выборочных векторов меньшим числа антенных каналов АР ($L < N$). Особенностью такой выборки являлось то, что максимально правдоподобная оценка $\hat{\mathbf{M}}$ является вырожденной матрицей [60]. Во всех трех сценариях сглаживание КМ для пеленгации не производилось, по причине одного полезного источника в эфире.

В результате экспериментов оценивалась среднеквадратическая ошибка (СКО) σ_φ измерения азимутов полезного сигнала и помехи, коэффициент V

подавления помехи, а также эффективное число $\hat{j}$ источников в эфире. Квадрат СКО вычислялся по формуле

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{R} \sum_{j=1}^R (\varphi_{изм}(j) - \varphi_{точ})^2, \quad (3.36)$$

где $\varphi_{изм}(j)$ – j -ый измеренный азимут источника, $\varphi_{точ}$ – точный (истинный) азимут источника, R – число измерений в соответствующем эксперименте. Коэффициент V подавления помехи определяется выражением

$$V = 20 \cdot \lg \frac{\mathbf{S}^H(\varphi_{ном})\mathbf{X}}{\mathbf{W}^H\mathbf{X}}, \quad (3.37)$$

т.е. представляет собой отношение амплитуд помехи на выходе АР в двух состояниях: первое – главный луч ДН АР направлен на помеху и ее подавление отсутствует, второе – главный луч ДН АР направлен на измеренное направление полезного сигнала и реализуется подавление помехи.

3.4.3 Результаты обработки экспериментов

Общее заключение о результатах экспериментов приведено в актах из Приложения 3. Для сценария 1 пеленгационные профили $F(\varphi)$ показаны на рис. 3.37а (до подавления помехи) и рис. 3.37б (после подавления помехи). При этом для рис. 3.37а входным процессом был $\mathbf{X}$, а для рис. 3.37б – $\mathbf{X}_1$, соответственно. Из рис. 3.37а видно, что в эфире присутствует помеха (слева от нормали к АР) и полезный сигнал (справа от нормали к АР). Пунктирными вертикальными прямыми отмечены истинные азимуты источников сигнала и помехи. После подавления помехи (как наиболее мощного источника) в пеленгационном профиле на рис. 3.37б остается полезный сигнал.

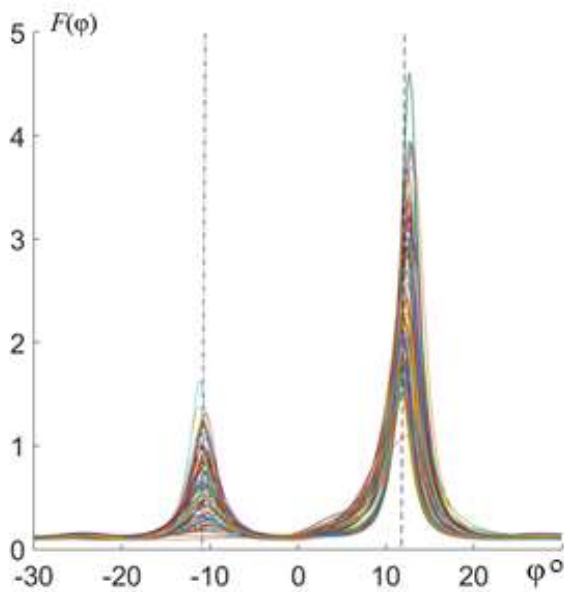


Рис. 3.37а. Сечения функций неопределённости до подавления помехи (сценарий 1)

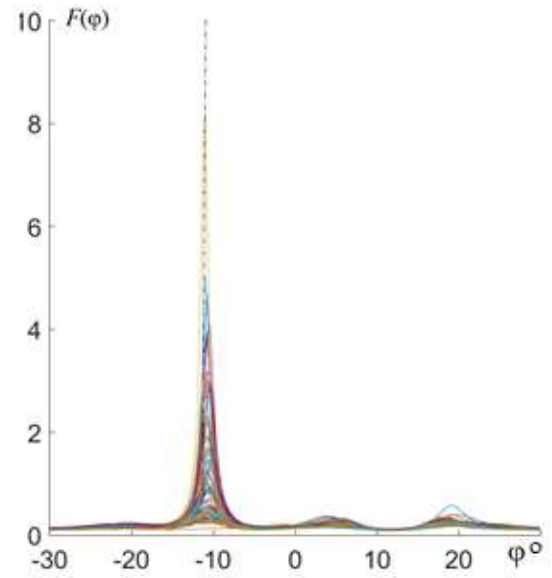


Рис. 3.37б. Сечения функций неопределённости после подавления помехи (сценарий 1)

На рис. 3.38а и рис. 3.38б приведены осциллограммы процессов до $s(0^\circ)x$ и после WX подавления помехи соответственно. В обоих случаях процессы пропускались через согласованный фильтр, настроенный на прием кода Баркера длиной 11. Как видно из рис. 3.38б в результате подавления помехи даже визуально видно сжатый полезный сигнал модулированный кодом Баркера.

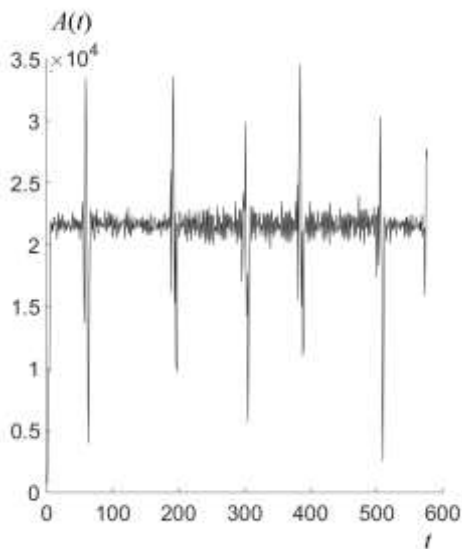


Рис. 3.38а. Осциллограмма сигнала до подавления помехи (сценарий 1)

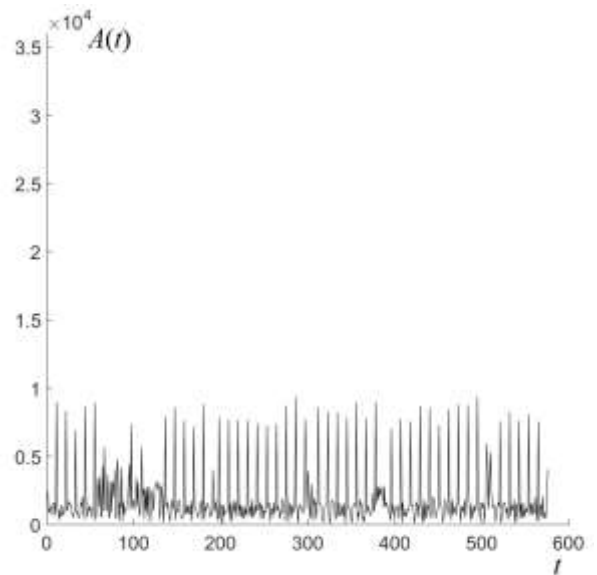


Рис.3.38б. Осциллограмма сигнала после подавления помехи (сценарий 1)

Аналогичные результаты для пеленгационных профилей $F(\varphi)$ для сценария 2 показаны на рис. 3.39а и рис. 3.39б. Из этих рисунков следует достаточно эффективное подавление источника помехи на азимуте 21° . На рис. 3.40а и рис. 3.40б приведены осциллограммы процессов до $S(0^\circ)X$ и после WX подавления помехи соответственно.

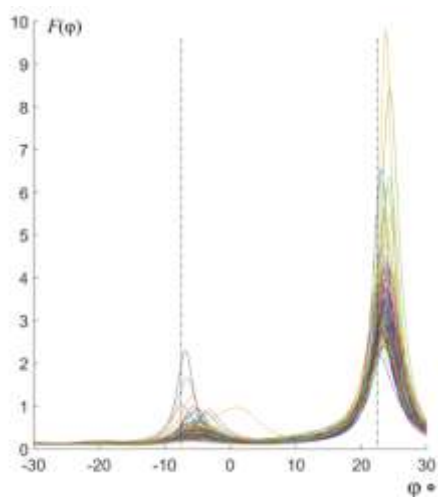


Рис. 3.39а. Сечения функций неопределённости до подавления помехи (сценарий 2)

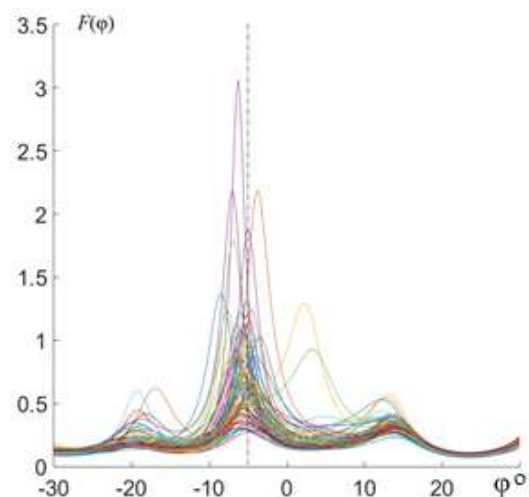


Рис. 3.39б. Сечения функций неопределённости после подавления помехи (сценарий 2)

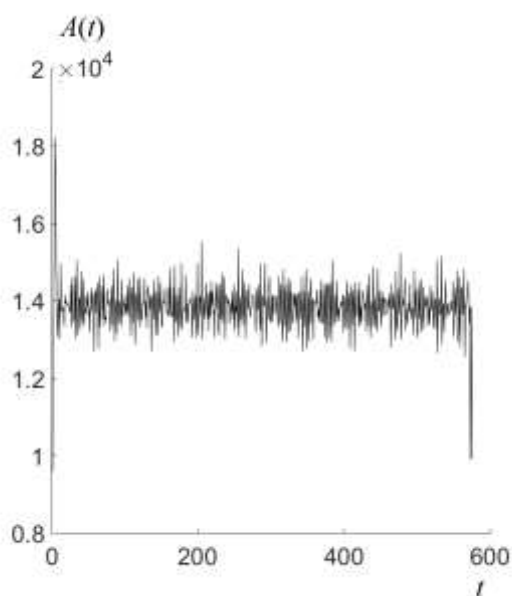


Рис. 3.40а. Осциллограмма сигнала до подавления помехи (сценарий 2)

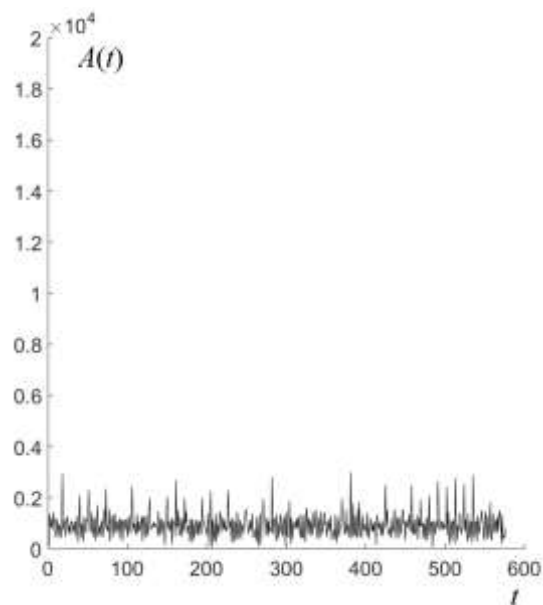


Рис. 3.40б. Осциллограмма сигнала после подавления помехи (сценарий 2)

Полученные ДН с направлением на полезный сигнал и с формированием «нуля» в направлении на помеху приведены на рис. 3.41а (сценарий 1) и 3.41б (сценарий 2). Весовой вектор АР вычислялся через проекционную матрицу U в (3.34) по формуле $W = U(\varphi_{ном})S(\varphi_{изм})$.

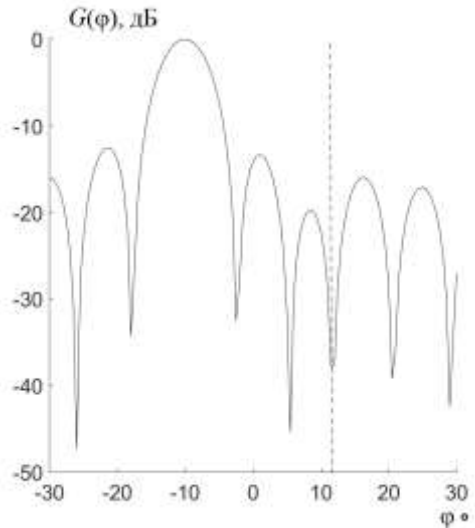


Рис. 3.41а. Сформированная ДН АР (сценарий 1)

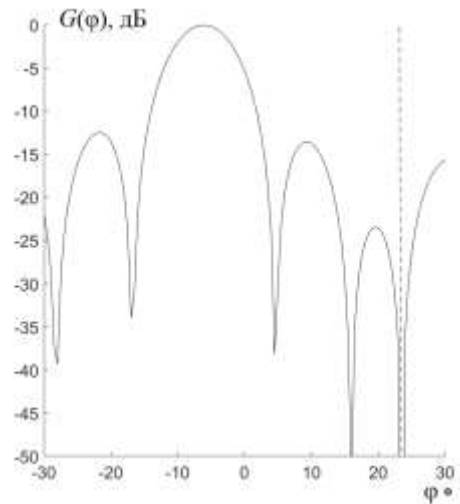


Рис. 3.41б. Сформированная ДН АР (сценарий 2)

Оцененное число источников для сценария 1 составило 2 (с вероятностью 65%) или 3 (с вероятностью 35%). Соответствующие гистограммы приведены на рис. 3.42а и рис.3.42б.

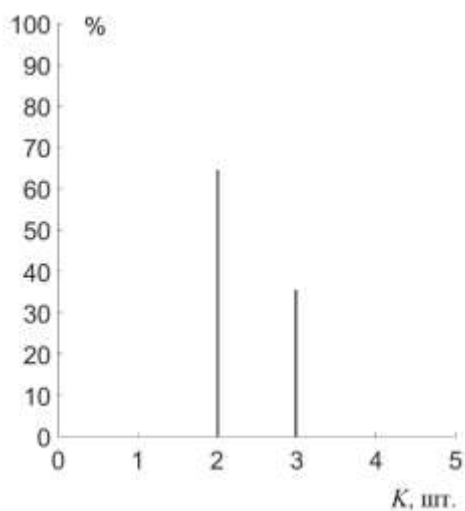


Рис. 3.42а. Гистограмма числа источников (сценарий 1)

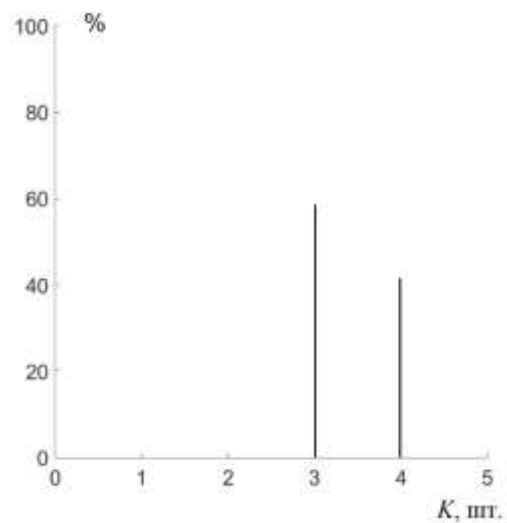


Рис. 3.42б. Гистограмма числа источников (сценарий 2)

Такой результат можно объяснить тем, что в результате отражения от подстилающей поверхности формируется так называемый «земной луч», который метод минимального многочлена воспринимает как второй источник. Наличие третьего источника обусловлено неполным подавлением помехи. Для сценария 2 оцененное число источников составило 3 (с вероятностью 60%) или 4 (с вероятностью 40%). В сценарии 2 измеренное число источников стало больше из-за того, что амплитуда земного луча от помехи стала больше и этот луч стал восприниматься методом минимального многочлена как еще один источник. Результаты обработки первого и второго сценариев также показали, что параметр χ для построения порога при пеленгации методом минимального многочлена в условиях воздействия помехи достаточно брать равным $\chi = 3$. Это оригинальный результат.

В таблице 3.9 представлены результаты, полученные для статических сценариев. Отметим, что все приведенные результаты получены для короткой выборки входного процесса при оценке корреляционной матрицы ($L < N$, $L=6$, $N=8$). Таким образом, для статических сценариев метод минимального многочлена и предлагаемый алгоритм цифровой обработки сигналов обеспечивают достаточные точности при пеленгации.

Таблица 3.9. Результаты экспериментов в сценариях 1 и 2

Номер сценария	СКО измерения азимута сигнала	СКО измерения азимута помехи	Коэффициент подавления помехи	Среднее измеренное число целей
1	0,4° (0,06)	0,8° (0,12)	27,4 дБ	2,35
2	0,5° (0,05)	1,1° (0,12)	25,3 дБ	3,42

В динамическом сценарии постоянно менялись азимут и дальность полезного сигнала, и, как следствие, значения ОСШ. Для 1, 2 и 3 точек на трассе самолета полезный сигнал и помеха находились в разных полуплоскостях по азимуту, а в точках 4 и 5 – в одной полуплоскости.

На рис. 3.43а и рис. 3.43б для точки 1 приведены гистограммы (по сути плотности вероятности) измеренных азимутов наиболее мощного источника до и после процедуры подавления помехи. Т.е. на рис. 3.43а отображаются измеренные азимуты помехи, на рис. 3.43б – азимуты полезного сигнала. Пунктиром отмечены их истинные положения.

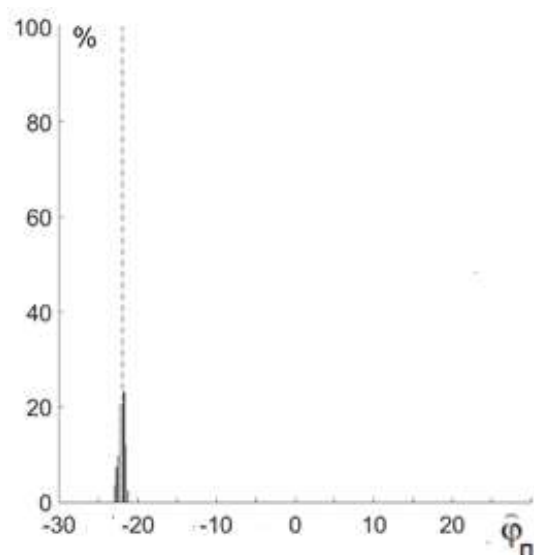


Рис. 3.43а. Гистограмма измеренного азимута помехи (точка 1, сценарий 3)

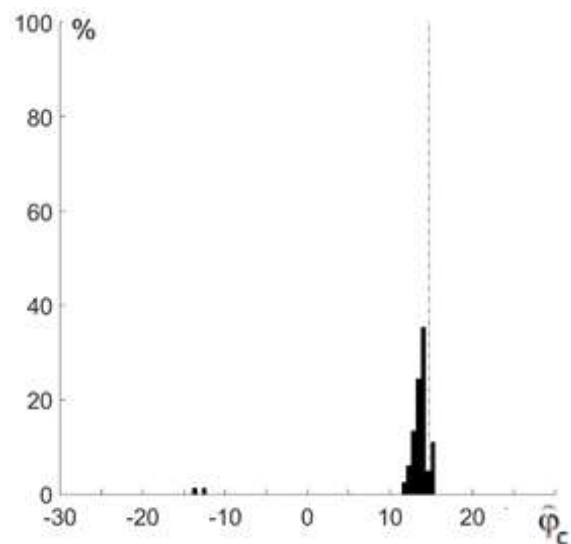


Рис. 3.43б. Гистограмма измеренного азимута сигнала (точка 1, сценарий 3)

Аналогичные результаты для точек 2, 3, 4 и 5 показаны на рис 3.44а - рис. 3.47б, соответственно. Видно, что для точки 5 азимут сигнала оценивается с большей ошибкой.

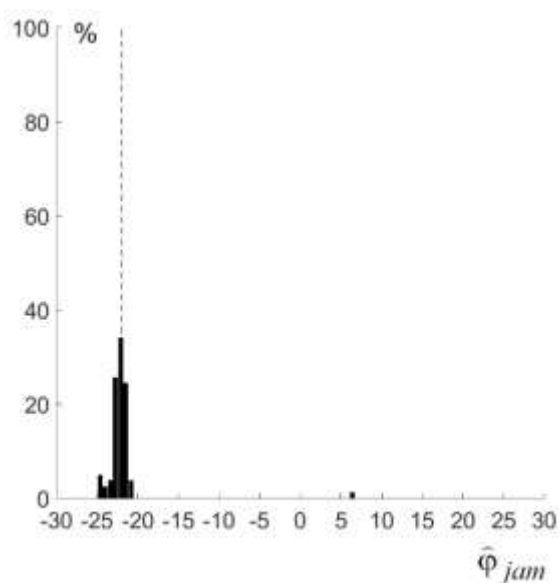


Рис. 3.44а. Гистограмма измеренного азимута помехи (точка №2, сценарий 3)

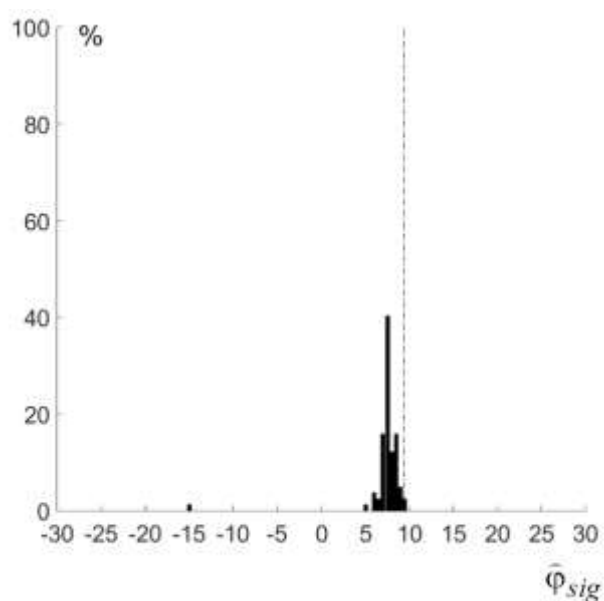


Рис. 3.44б. Гистограмма измеренного азимута сигнала (точка №2, сценарий 3)

Результаты измерения СКО измеренных азимутов и коэффициентов подавления помех приведены в таблице 3.9.

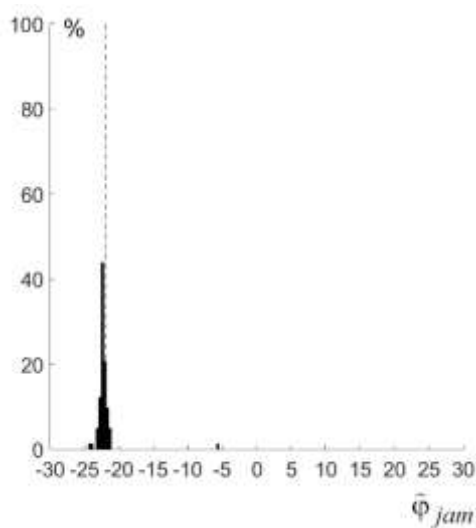


Рис. 3.45а. Гистограмма измеренного азимута помехи (точка №3, сценарий 3)

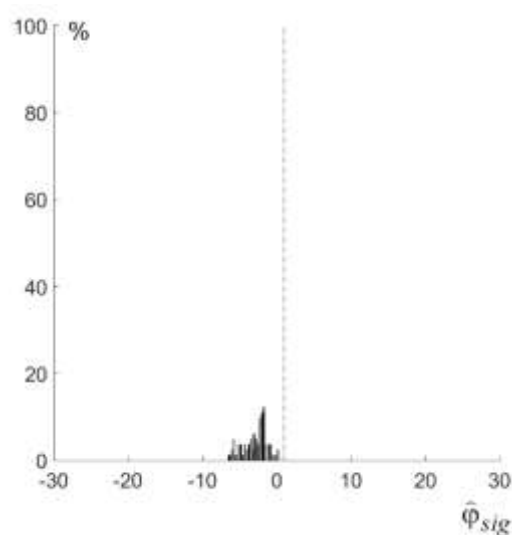


Рис. 3.45б. Гистограмма измеренного азимута сигнала (точка №3, сценарий 3)

Как видно из графиков 3.46б и рис. 3.47б СКО измерения азимута полезного сигнала увеличивается. Объясняется это тем, что для точек №4 и №5 и помеха и полезный сигнал оказываются в главном луче ДН и АР из 8 каналов не хватает

разрешающей способности для точного формирования «нуля» на помеху и главного луча на полезный сигнал.

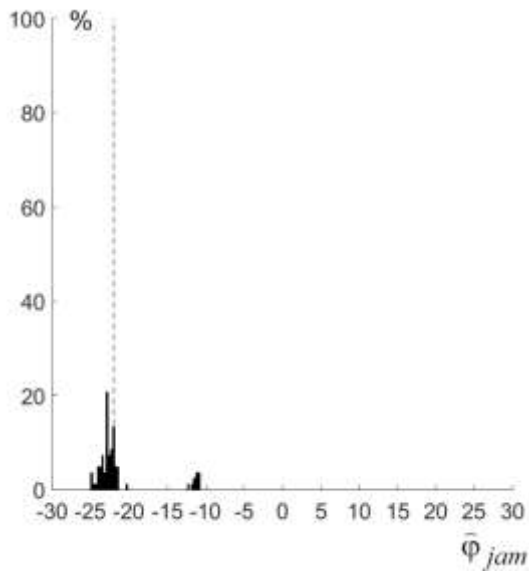


Рис. 3.46а. Гистограмма измеренного азимута помехи (точка №4, сценарий 3)

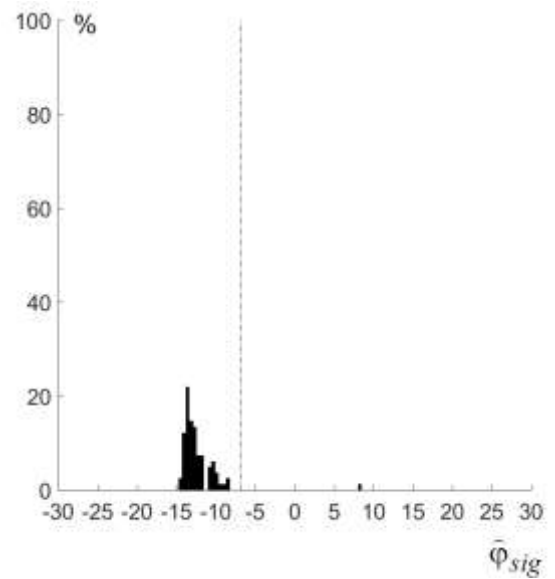


Рис. 3.46б. Гистограмма измеренного азимута сигнала (точка №4, сценарий 3)

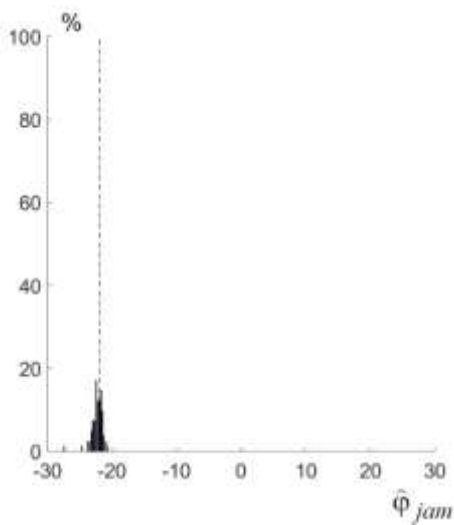


Рис. 3.47а. Гистограмма измеренного азимута помехи (точка №5, сценарий 3)

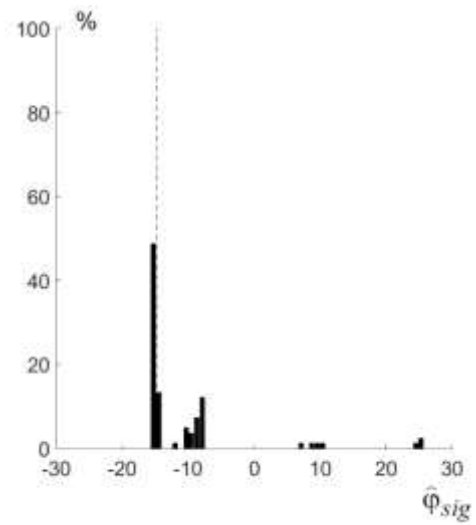


Рис. 3.47б. Гистограмма измеренного азимута сигнала (точка №5, сценарий 3)

Результаты измерения СКО измеренных азимутов и коэффициентов подавления помех для остальных точек в динамическом сценарии приведены в табл. 3.8. Видно, что СКО измерения азимута полезного источника больше в динамическом сценарии, чем в статических из-за движения объекта. В

динамическом сценарии пока азимуты полезного сигнала и помехи находятся в разных полуплоскостях (по разные стороны от нормали к АР) точность пеленгации полезного сигнала оказывается меньше ширины луча ДН, а в противоположном случае – около одной ширины луча ДН.

3.5 Выводы по третьей главе

В третьей главе проведен синтез методов двумерной пеленгации источников телеметрической информации в пассивной локационной системе на базе антенной решетки в условиях воздействия узкополосных помех или их отсутствия.

В результате исследований в третьей главе получены следующие выводы.

1. Решена задача двумерной пеленгации для пассивной локационной системы приема телеметрической информации. Измерение азимута и угла места происходит по сигналу, несущему информацию. Обоснован алгоритм пеленгации методом минимального многочлена корреляционной матрицы антенной решетки, дополненный пространственным сглаживанием корреляционной матрицы. Доказано, что метод минимального многочлена работает в случае короткой выборки и позволяет адаптивно оценивать эффективное число источников сигнала в эфире. Путем численного моделирования показана высокая точность измерения азимута и угла места у предложенного метода.

2. Предложена методика обработки натурного эксперимента по двумерной пеленгации (по азимуту и углу места) целей в пассивном радиотелеметрическом комплексе дециметрового диапазона длин волн для случая сверхразрешения с короткой выборкой сигнала. Использованы различные типы пеленгуемых сигналов. Эксперимент показал, что при отношении сигнал-шум более 20 дБ вероятность правильной оценки числа источников и в азимутальной и в угломестной плоскости (с помощью метода минимального многочлена) составляет не менее 0,9.

3. Обработка эксперимента показала, что два источника телеметрической информации стабильно пеленгуются (разрешаются) при угловом разнесении равном 0,5 ширины главного луча диаграммы направленности и более.

4. Эксперимент показал, что ошибка измерения азимута или угла места одного источника в эфире с помощью метода минимального многочлена при отклонении от нормали АР не превышающим ширину ДН составляет не более 0,5 градуса. Однако при приближении к зоне однозначного измерения угла ошибка может возрасти до 2 градусов.

5. Решена задача двумерного подавления активных неперемещающихся в пространстве помех для приема информации телеметрическим комплексом с двумерной пеленгацией источника. Телеметрический комплекс выполнен на базе адаптивной плоской антенной решетки. Совместная работа двух предложенных алгоритмов возможна и для случая короткой выборки сигнала. Оба алгоритма способны адаптивно оценивать эффективное число помех или полезных источников соответственно.

6. Проведено экспериментальное исследование использования метода минимального многочлена для пеленгации движущейся цели телеметрическим комплексом в условиях воздействия активных помех. Предложен метод цифровой обработки сигналов для отождествления источников с последующим подавлением помех, заключающийся в итеративной процедуре пеленгации мощнейшего источника и его отождествления с последующим пространственным подавлением.

7. Экспериментально получены среднеквадратические ошибки измерения азимутов полезных сигналов и помех, гистограммы оценки числа источников, а также величины коэффициентов подавления помех. Результаты экспериментов показали высокую эффективность метода минимального многочлена в части точности пеленгации и алгоритма цифровой обработки сигналов в части коэффициента подавления помех и отождествления источников.

ГЛАВА 4. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДВУМЕРНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В МІМО РАДАРЕ КВАЗИНЕПРЕРЫВОГО ТИПА БЛИЖНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ

В четвертой главе рассматриваются методы одномерной и двумерной пеленгации целей в МІМО радарх ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн с короткими зондирующими ЛЧМ-импульсами в квазинепрерывном режиме. Такого класса радары могут иметь различные назначения. Предлагается подход для пространственной обработки сигналов в таких системах, основанный на аппроксимации минимального многочлена корреляционной матрицы принимаемых полезных сигналов, который допускает использование короткой выборки при оценке этой матрицы. Показано, что статистический критерий останова процедуры аппроксимации позволяет измерить число полезных сигналов. Проведен анализ обработки результатов натурного эксперимента. Основные результаты четвертой главы опубликованы в работах [95], [96], [97], [98], [99].

4.1 Метод формирования виртуальных приемных каналов в МІМО-радаре

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [95], [98].

В настоящее время весьма актуальной является проблема измерения радарными миллиметрового диапазона длин волн параметров (дальность, скорость и угловое направление) целей, находящихся в ближнем радиусе действия. Как правило зона обслуживания такого класса локаторов ограничивается дальностью до 300 м. Данная функция активно применяется, на пример, в системах автоматического предотвращения столкновения движущихся по земле объектов (Advanced Driver Assistance System (ADAS)-системы) [43]. Если для измерения дальности и скорости окружающих целей достаточно иметь радар с одним цифровым каналом, то для оценки азимута радар должен иметь приемную АР. Более того, если две или более цели, находятся в главном луче АР необходимо

применение методов углового сверхразрешения. Для решения этой проблемы АР должна иметь достаточно большое число приемных антенн.

Одним из методов уменьшения числа антенн и, следовательно, объема аппаратуры является применение передающей и приемной АР (так называемая ММО (Multiple Input - Multiple Output) технология) [178], которая обеспечивает увеличение числа степеней свободы и размеров апертуры приемной АР за счет формирования дополнительных (виртуальных) антенн. При этом импульсы в передающих антеннах кодируются ортогональными кодами, что обеспечивает их взаимную ортогональность. За счет декодирования, которое выполняется в каждой приемной антенне, отраженные от цели импульсы разделяются и суммируются со своими фазами, зависящими не только от положения этой антенны, но и от положения передающих антенн. В результате формируется эквивалентная приемная АР с увеличенной апертурой, состоящая из реальных и виртуальных антенн.

Для формирования виртуальных приемных каналов применяются различные кодирующие и декодирующие устройства, что усложняет обработку сигналов в радаре. Представляет интерес рассмотреть возможность исключения декодирования в приемных антеннах, что обеспечит экономию вычислительных ресурсов. Однако простое исключение декодеров приводит к изменению (в сторону усложнения) спектра суммарного приемного эхо-сигнала. Это, в свою очередь, уменьшает зону однозначного измерения скорости и усложняет процедуру формирования сигналов в виртуальных каналах, особенно при взаимном движении целей, когда дополнительно возникает эффект Доплера [40].

Рассмотрим процедуру исключения операции декодирования в приемных антеннах за счет использования специальной техники по формированию сигналов в виртуальных приемных антеннах.

4.1.1 Обработка сигналов в ЛЧМ-радаре с короткими импульсами

Радиолокаторы ближнего действия в качестве зондирующих сигналов обычно используют непрерывно излучаемые широкополосные импульсы (chirps) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), то есть относится к классу Chirp Sequence

– Frequency Modulated Continuous Wave (CS-FMCW) радаров. Традиционная структура радара построена по схеме переноса спектра сигнала с несущей частоты сразу на нулевую частоту [178]. Дискретизация сигнала на промежуточной частоте отсутствует для уменьшения стоимости аппаратуры. На рис. 4.1 изображена структурная схема радара, где АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ЦОС – блок цифровой обработки сигналов.

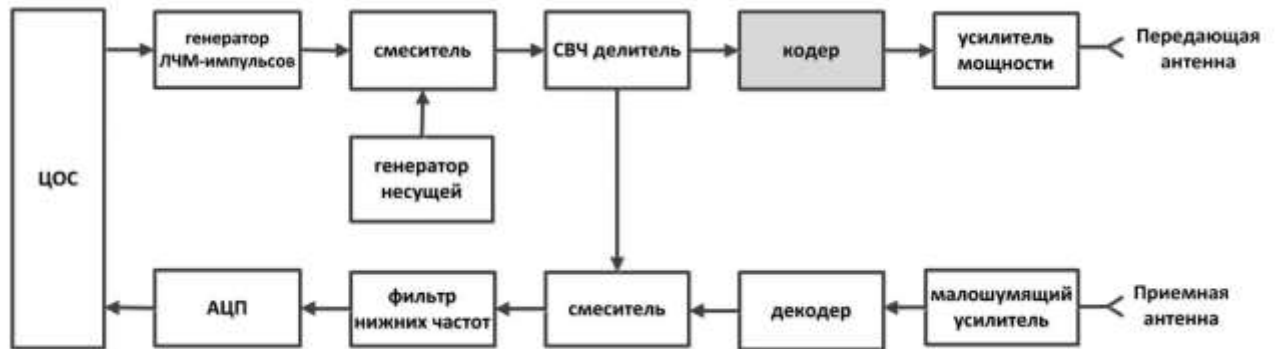


Рис. 4.1. Структурная схема радара

Рассмотрим вначале систему с одной передающей и одной приемной антенной. Сформированные ЛЧМ-импульсы разделяются на две ветви, одна из которых соединяется с передающей антенной, а другая – со смесителем в цепи приемной антенны. Отраженный от цели сигнал усиливается и смешивается с передаваемым сигналом для формирования низкочастотного сигнала биений.

Мгновенная частота импульса на интервале времени $-0,5T_p \leq t \leq 0,5T_p$ изменяется по линейному закону вида $f(t) = f_c + \alpha t$ в частотном интервале от $f_c - 0,5B$ до $f_c + 0,5B$, где T_p – длительность импульса, f_c – центральная частота, $\alpha = B/T_p$ – наклон частотной характеристики, B – ширина полосы. Излучаемый сигнал имеет фазу, изменяющуюся по квадратичному закону и с точностью до несущественной амплитуды равен [49], [55]

$$x(t) = \cos[\varphi(t)] = \cos[2\pi(f_c t + 0.5\alpha t^2)]. \quad (4.1)$$

Предположим, что цель находится на некотором расстоянии r от радара и движется с радиальной скоростью v . Тогда отраженный сигнал имеет задержку $\tau = 2(r + vt)/c$ (где c – скорость света) и с точностью до комплексного множителя,

зависящего от различных факторов (мощность передатчика, ослабление сигнала в пространстве, усиление антенн, эффективная поверхность отражения цели и т.д.) имеет вид $y(t) = \cos[\varphi(t - \tau)]$. На выходе смесителя формируется произведение $x(t)y(t)$ и затем с помощью низкочастотного фильтра выделяется сигнал биений $z_b(t) = \cos[\varphi(t)\varphi(t - \tau)] = \cos[\varphi_b(t)]$. Для фазы этого сигнала будем иметь

$$\varphi_b(t) = 2\pi(f_c\tau + \alpha t\tau - 0.5\alpha t^2). \quad (4.2)$$

Подставим в (4.2) время задержки τ . В результате имеем, что

$$\varphi_b(t) = 2\pi \frac{2}{c} \left[f_c r \left(1 - \alpha \frac{r}{f_c c} \right) + f_c vt + \alpha rt \left(1 + \frac{vt}{r} - \frac{2v}{c} - \frac{v}{c} \frac{vt}{r} \right) \right]. \quad (4.3)$$

Выражение (4.3) можно упростить. Учтем, что возможные дальности целей, их скорости движения, а также параметры радара, таковы, что справедливы условия $\alpha r \ll f_c c$, $vt \ll r$, $2v \ll c$, и $v^2 t \ll cr$ [179]. Тогда (4.3) принимает вид

$$\varphi_b(t) = \frac{2\pi}{c} (2f_c r + 2\alpha rt + 2f_c vt). \quad (4.4)$$

Отсюда следует, что частота биений $f_b = f_r + f_v$, то есть представляет собой сумму двух компонент. Первая из них зависит от дальности цели ($f_r = 2\alpha r/c$), а вторая (доплеровское смещение частоты) – от радиальной скорости цели $f_v = 2v/\lambda$. В общем случае, однозначное измерение дальности и скорости цели не может быть выполнено с помощью одного импульса. Однако, наклон α можно выбрать достаточно большим, чтобы выполнялось условие $f_r \gg f_v$. При этом дальность можно измерить с помощью одного импульса. Такой радиолокатор принято называть радиолокатором с «короткими» импульсами [179], [180].

Для измерения скорости используется последовательность N_p импульсов. Дальность цели для l -го импульса равна $r_l = r_0 + vT_p l$, где r_0 – начальная дальность. Для современных параметров радаров и скоростей движения целей изменение дальности за время последовательности импульсов меньше минимальной дальности ($vT_p N_p \ll r_{min}$). Тогда сигнал биений для l -го импульса будет равен [179], [180]

$$z_b(k, l) = \cos \left[\frac{2\pi}{c} (2f_c r_0 + 2f_c v T_p l + 2\alpha r_0 k T_s) \right], \quad k \in [1, N_s], l \in [1, N_p]. \quad (4.5)$$

где T_s – период дискретизации, N_s – число выборок на импульсе.

Это уравнение является основным для обработки сигналов в CS–FMCW радаре. Полученные значения $z_b(k, l)$ сохраняются в двумерный массив размерностью $N_s \times N_p$. Индексы k и l соответствуют так называемым «быстрому» и «медленному» временам, соответственно. Чтобы найти дальность и радиальную скорость выполняются два быстрых преобразования Фурье (БПФ).

Первое БПФ выполняется по «быстрому» времени (индекс k), то есть для каждого импульса. Результат этой операции дает отклик на частоте биений. Выход первого БПФ используется в качестве входа для второго БПФ, которое выполняется по «медленному» времени (индекс l). Как показывает (4.5), движение цели вызывает изменение фазы сигнала биений в последовательности импульсов. В результате второго преобразования Фурье находим максимальный сигнал в плоскости «Дальность – Скорость». На рис. 4.2 показаны основные преобразования сигналов в процессе временной обработки для случая одной цели, за интервал времени $T_c = N_p T_p$.

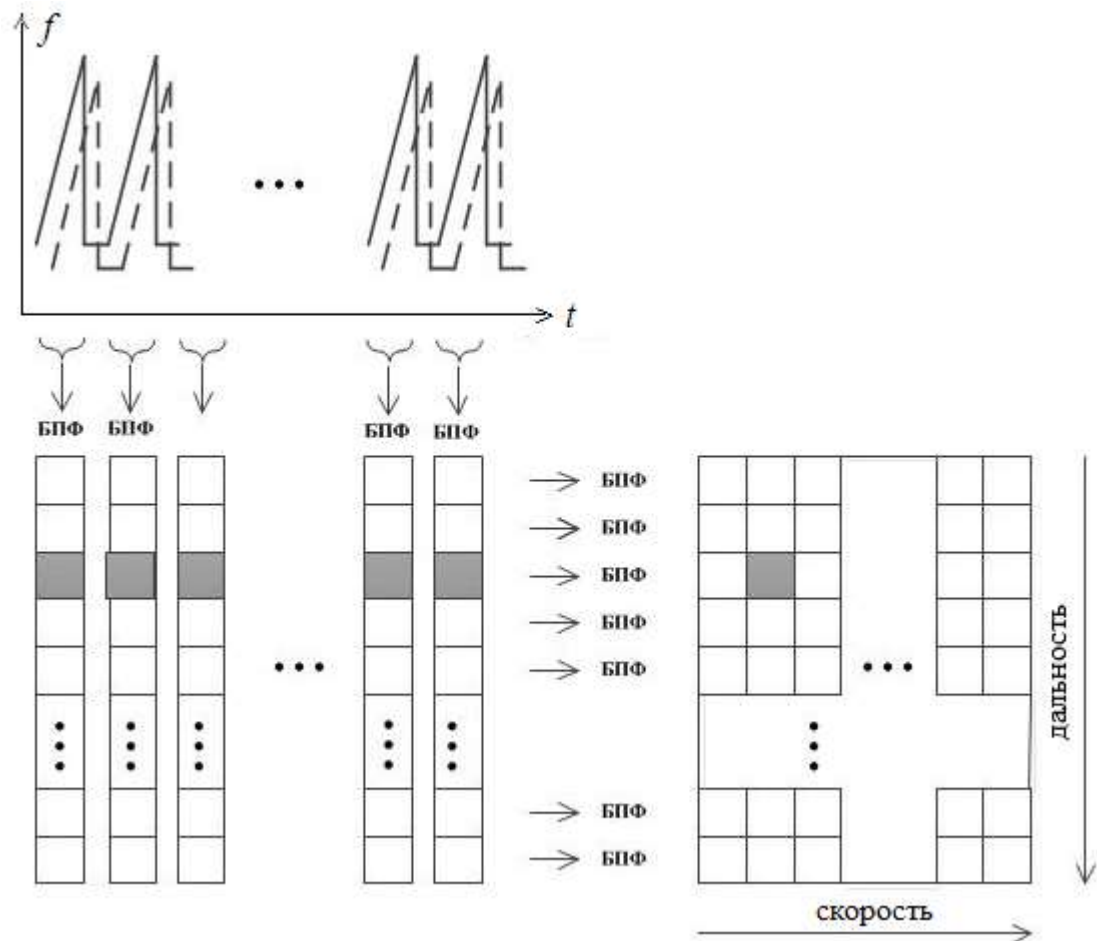


Рис. 4.2. Схема формирования матрицы «Дальность – Скорость»

Рассмотрим теперь радиолокатор с несколькими передающими и приемными антеннами (так называемый ММО-радиолокатор). Важное свойство ММО-радиолокатора заключается в возможности увеличения размеров приемной АР за счет формирования дополнительных (виртуальных) приемных антенн. Для этого сигналы передающих антенн кодируются ортогональными кодами и, поэтому, становятся взаимно ортогональными. При отражении от цели эти сигналы суммируются со своими фазовыми сдвигами, которые зависят не только от взаимного расположения приемных антенн, но и от расположения передающих антенн относительно приемных. Взаимная ортогональность кодированных сигналов обеспечивает отсутствие их интерференции, а также дает возможность их разделения с помощью декодирования в приемных антеннах.

Координаты виртуальных антенн определяются сверткой координат передающих и приемных антенн [55]. Обозначим на плоскости (x, y) координаты p -

ой передающей и q -ой приемной антенн соответственно через $(x, y)_{Tx}^{(p)}, (x, y)_{Rx}^{(q)}$.

Тогда координаты виртуальных приемных антенн будут равны

$$(x, y)_{virt}^{(p,q)} = (x, y)_{Tx}^{(p)} + (x, y)_{Rx}^{(q)} - (x, y)_{Tx}^{(1)}, \quad (4.6)$$

где $p = [1, 2, \dots, N_{Tx}]$, $q = [1, 2, \dots, N_{Rx}]$, N_{Tx}, N_{Rx} – число передающих и реальных приемных антенн. Максимальное число приемных антенн не превышает значения $N_{Tx} \cdot N_{Rx}$. Поэтому, число виртуальных антенн не превышает величины $N_{Rx}(N_{Tx}-1)$.

В качестве иллюстрации выражения (4.6) рассмотрим MIMO радар с тремя ($N_{Tx} = 3$) передающими и четырьмя ($N_{Rx} = 4$) приемными антеннами. На рис. 4.3 (слева) показано расположение передающих (Tx1, Tx2 и Tx3) и приемных (Rx1, Rx2, Rx3 и Rx4) антенн. Если требуется, чтобы сформированная виртуальная AP была линейной и эквидистантной, то расстояние между приемными антеннами должно быть в 4 раза больше расстояния между передающими антеннами. На рис. 4.3 показана виртуальная приемная AP MIMO-радиолокатора (не закрашенные кружочки).



Рис. 4.3. Топология MIMO радара

Одним из наиболее распространённых кодов, обладающих свойством ортогональности, является код Уолша, основанный на матрицах Адамара [181]. Известно, что длина кода не должна быть меньше числа N_{Tx} передающих антенн. Поэтому для рассматриваемого случая будем использовать код Уолша длиной 4, поскольку код Уолша длиной 3 не существует. Матрица этого кода имеет вид

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{w}_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{w}_2 = \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{w}_3 = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix}. \quad (4.7)$$

Для первой передающей антенны можно использовать код (1,1,1,1) (вектор $\mathbf{w}_1$), для второй – (1,1,-1,-1) (вектор $\mathbf{w}_2$), и для третьей – (1,-1,1,-1) (вектор $\mathbf{w}_3$). На рис. 4.3 справа показаны эти коды.

Рассмотрим подробнее процесс образования виртуальной приемной АР с помощью уравнения свертки (4.6) для передающих антенн Tx1-Tx3 и приемных антенн Rx1-Rx4 (см. рис. 4.3). Для кода Уолша $\mathbf{w}_1 = [1,1,1,1]^T$ ((.)^T – знак транспонирования) вектор фаз передаваемых в направлении ϕ сигналов будет равен

$$\mathbf{S}_{tx}^T = [\exp(+j2\pi \cdot 4d_\lambda \sin \phi), 1, \exp(-j2\pi \cdot 4d_\lambda \sin \phi)], \quad (4.8)$$

где d_λ – период АР, выраженный в длинах волн.

Вектор фаз принимаемых сигналов для физически существующих антенн будет равен

$$\mathbf{S}_{rx}^T = [1, \exp(-j2\pi d_\lambda \sin \phi), \exp(-j2\pi 2d_\lambda \sin \phi), \exp(-j2\pi 3d_\lambda \sin \phi)]. \quad (4.9)$$

С учетом (4.6) p -ая компонента 12-размерного вектора фаз принимаемых сигналов в элементах виртуальной АР будет равна

$$S_p^{virt} = \exp[-j2\pi d_\lambda (p-5) \sin \phi], \quad p \in [1, \dots, 12]. \quad (4.10)$$

4.1.2 Применение различных кодов для формирования виртуальных антенн

В настоящее время число передающих антенн в ММО-радарх выбирается небольшим (часто используют 3 антенны). В этом случае возможно исключить декодирование в приемных антеннах. Это становится возможным за счет использования специальной техники по формированию сигналов в виртуальных приемных антеннах. Отсутствие декодера приводит к экономии вычислительных ресурсов.

При использовании кода Уолша доплеровский спектр сигнала от одиночной движущейся цели после декодера (см. рис. 4.1) и двойного БПФ (см. рис. 4.2) в каждом физически существующем приемном канале имеет максимум в точке $f_d = 2v/\lambda$ [40], [181], [182]. Отсутствие декодера в приемных антеннах будет приводить к появлению дополнительных пиков в доплеровском спектре из-за кодирования сигналов в передающих антеннах. Сигнал в каждом максимуме соответствует своей виртуальной приемной антенне.

Дополнительным критерием при выборе кодов является размер зоны однозначного измерения скорости. При использовании кода Уолша это зона уменьшается в 4 раза, так как длина кода равна 4. Для расширения зоны однозначного измерения скорости рассмотрим код Фурье, основанный на БПФ. Матрица коэффициентов данного кода вычисляется по следующей формуле:

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_F}} \exp\left(j \frac{2\pi}{N_F} \mathbf{m} \cdot \mathbf{n}^T\right), \quad \mathbf{m}^T = [0, 1, \dots, (N_F - 1)], \quad \mathbf{n}^T = [0, 1, \dots, (N_{Tx} - 1)]. \quad (4.11)$$

Существуют два условия при выборе длины N_F для корректного использования кодов Фурье: 1) число N_F должно быть делителем числа используемых ЛЧМ-импульсов; 2) $N_F \geq N_{Tx} + 1$ – условие однозначного определения скорости. Необходимо отметить, что коды Фурье состоят из комплексных чисел, что приводит к увеличению вычислительной сложности при их использовании.

Для топологии АР, изображенной на рис. 4.3, коды Фурье будут равны ($N_F=4$)

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5j & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -0,5j & -0,5 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{f}_1 = \begin{pmatrix} 0,5 \\ 0,5 \\ 0,5 \\ 0,5 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{f}_2 = \begin{pmatrix} 0,5 \\ 0,5j \\ -0,5 \\ -0,5j \end{pmatrix}, \quad \mathbf{f}_3 = \begin{pmatrix} 0,5 \\ -0,5 \\ 0,5 \\ -0,5 \end{pmatrix}. \quad (4.12)$$

На рис. 4.4а показан спектр сигнала в первой виртуальной антенне при коде Уолша, где первый индекс показывает номер приемной антенны, а второй индекс – порядковый номер максимума спектра. Видно, что вместо одного максимума в спектре присутствуют четыре максимума, которые возникают из-за кодирования сигналов в передающих антеннах. Первый из них (если считать слева на право) соответствует кодовому вектору $\mathbf{w}_1$ в (4.7), третий – кодовому вектору $\mathbf{w}_2$, а второй и четвертый – кодовому вектору $\mathbf{w}_3$. Спектр сигнала в первой виртуальной антенне при коде Фурье показан на рис. 4.4б. Здесь первый максимум соответствует кодовому вектору $\mathbf{f}_1$ в (4.7), третий – кодовому вектору $\mathbf{f}_2$, а второй – кодовому вектору $\mathbf{f}_3$. Из этих рисунков видно, что при отсутствии декодера на приемной стороне уменьшается зона однозначного измерения скорости - в 4 раза для обоих кодов. Однако данную проблему можно решить за счет подбора параметров зондирующего сигнала.

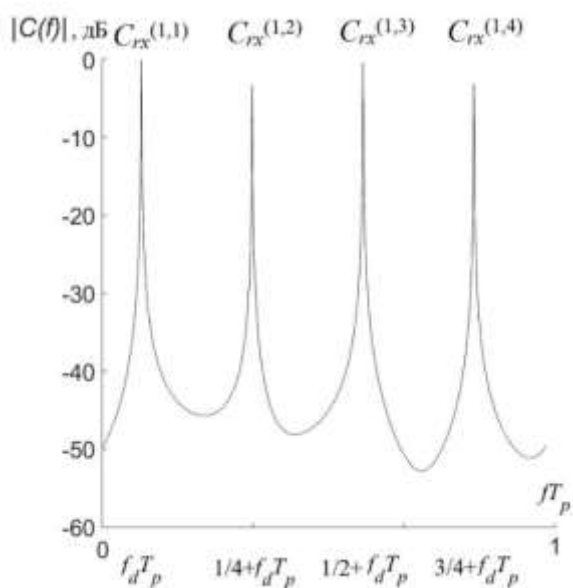


Рис. 4.4а. Спектр сигнала в первом виртуальном приемном канале при движущейся цели, код Уолша

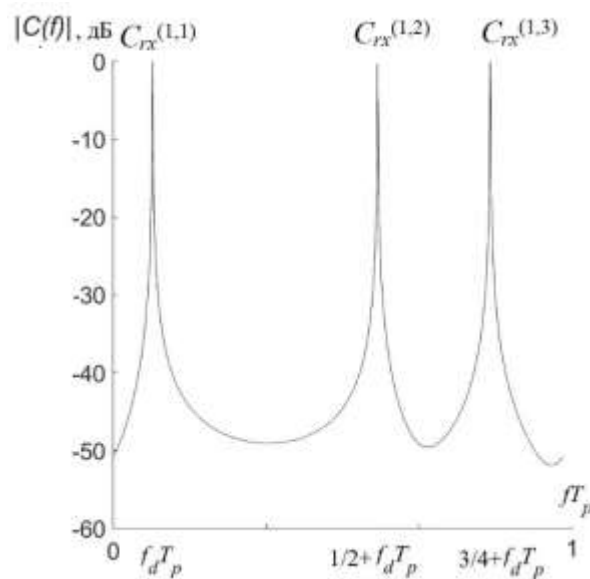


Рис. 4.4б. Спектр сигнала в первом виртуальном приемном канале при движущейся цели, код Фурье

Обозначим через $C_{rx}^{(i,j)}$ величину комплексного сигнала для j -го максимума (считая слева на право) в амплитудном спектре i -го приемного излучателя (см. рис. 4.4а и рис. 4.4б). Тогда вектор сигнала в 12 элементной приемной АР для кода Уолша **W** и кода Фурье **F** будем рассчитывать как

$$\mathbf{X}_W^H = [C_{rx}^{(1,1)}, C_{rx}^{(2,1)}, C_{rx}^{(3,1)}, C_{rx}^{(4,1)}, C_{rx}^{(1,3)}, C_{rx}^{(2,3)}, C_{rx}^{(3,3)}, C_{rx}^{(4,3)}, \sqrt{0.5}(C_{rx}^{(1,2)} + C_{rx}^{(1,4)}), \sqrt{0.5}(C_{rx}^{(2,2)} + C_{rx}^{(2,4)}), \sqrt{0.5}(C_{rx}^{(3,2)} + C_{rx}^{(3,4)}), \sqrt{0.5}(C_{rx}^{(4,2)} + C_{rx}^{(4,4)})], \quad (4.13)$$

$$\mathbf{X}_F^H = [C_{rx}^{(1,1)}, C_{rx}^{(2,1)}, C_{rx}^{(3,1)}, C_{rx}^{(4,1)}, C_{rx}^{(1,3)}, C_{rx}^{(2,3)}, C_{rx}^{(3,3)}, C_{rx}^{(4,3)}, C_{rx}^{(1,2)}, C_{rx}^{(2,2)}, C_{rx}^{(3,2)}, C_{rx}^{(4,2)}]. \quad (4.14)$$

Предложенный алгоритм расчета вектора сигнала (4.13) и (4.14) в виртуальной АР является оригинальным.

4.1.3 Результаты численного моделирования и натурного эксперимента

Для проверки эффективности использования различных кодов на передающей стороне при одномерной пеленгации по азимуту в ММО-радаре было проведено численное моделирование в пакете MatLab. Симулятор содержал двухлучевую модель радиоканала (от конкретного излучателя передающей АР до цели и от цели до конкретного излучателя приемной АР). Коэффициент отражения Френеля задавался фиксированным и равным $-0,5$. Высота расположения цели и

фазового центра АР радара составляла 1 м. Длительность ЛЧМ-импульса $T_p=30$ мкс, пауза между соседними импульсами $\Delta T=4$ мкс. Размерности БПФ по «быстрому» и «медленному» времени $N_1=N_2=128$. Частота дискретизации сигнала $f_{adc}=5$ МГц. Девиация частоты ЛЧМ сигнала $B=300$ МГц. Несущая частота составляла $f_0=77$ ГГц.

Нормированное расстояние d между соседними приемными каналами составляло $d_\lambda = 1,0$. Ширина ДН по азимуту отдельного излучателя передающей и приемной АР равнялась 14 град. Ширина ДН виртуальной АР по азимуту, представленной на рис. 4.3, составляла 3,5 град. Носитель ММО-радар покоился, в то время как цель приближалась с постоянной скоростью $v=5$ м/с. Начальная дальность цели равна 100 м.

Максимально правдоподобная оценка корреляционная матрицы входного процесса по L выборкам входного процесса вычисляется с помощью (1.2) [154]. Для измерения азимута цели использовался сверхразрешающий метод минимального многочлена корреляционной матрицы в элементах АР [175], [183]. Метод обеспечивает высокоэффективную оценку числа целей и их азимутальных координат при произвольной длине выборки входного процесса, в том числе при короткой выборке, когда число выборочных векторов меньше числа элементов АР.

На рис. 4.5 приведены среднеквадратическая ошибка измерения азимута (ε_φ) в зависимости от ОСШ методом минимального многочлена, полученные при использовании кодов Уолша и кодов Фурье. Число выборок для оценки корреляционной матрицы равнялось $L=2$ (случай короткой выборки), $\chi=3$. Видно, что код Уолша обеспечивает меньшую ошибку измерения азимута.

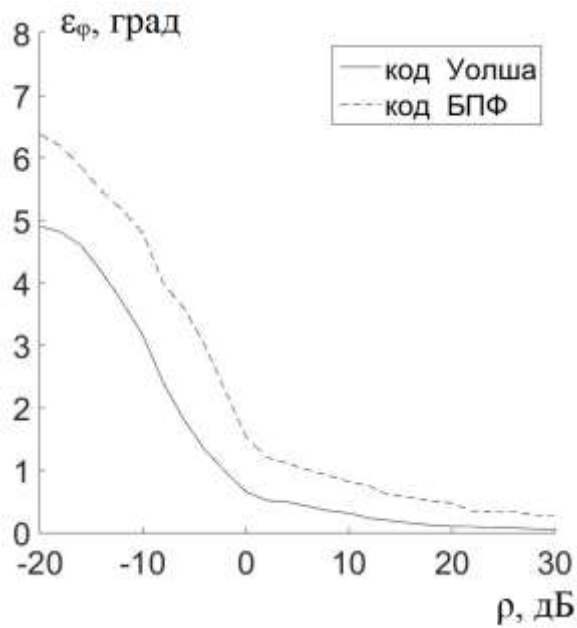


Рис. 4.5. Ошибка измерения азимута движущейся цели

На рис. 4.6 представлена вероятность правильного углового разрешения (P_{rd}), полученная с помощью метода минимального многочлена и кода Уолша для двух целей, движущихся навстречу радару внутри главного луча ДН. Цели располагались на азимутах $\pm 1,5$ градуса и двигались с одинаковой скоростью $v=5$ м/с. Две цели считались разрешенными, если измеренное с помощью метода минимального многочлена число целей равнялось двум. Число выборок входного процесса в (4.10) составляло $L=2$ и $L=12$ выборок. Из этих результатов следует, что с увеличением числа выборок L для оценки корреляционной матрицы вероятность правильного разрешения целей увеличивается и достигает 100% при ОСШ -2 дБ ($L=12$) и 30 дБ ($L=2$).

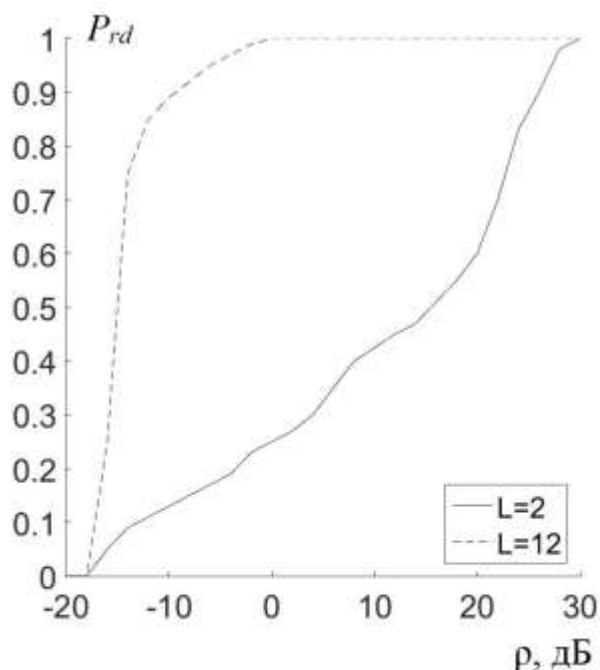


Рис. 4.6. Вероятность правильного разрешения двух движущихся целей внутри главного луча ДН

Далее был проведен натурный эксперимент с помощью ММО-радар с аналогичной размерностью 3×4 , параметры алгоритма обработки в котором совпадали с параметрами численного моделирования. Ширина ДН виртуальной АР в азимутальной плоскости составляла 3,5 градуса. Два неподвижных уголкового отражателя [184] были расположены на открытой асфальтированной площадке в дальней зоне АР на азимутальных направлениях 30° и 38° относительно нормали к АР. Входной процесс максимально коротким и состоял из одной выборки ($L=1$).

На рис. 4.7а приведены результаты измерений азимутов уголкового отражателей и их истинные положения для 100 экспериментов. Среднее значение измеренного азимута составило 31.09° и 36.66° , а среднеквадратическое отклонение — 0.08° и 0.09° для первого и второго уголков, соответственно. Постоянное смещение в измерениях объясняется тем, что при нахождении двух целей в главном луче ДН проявляется эффект «сближения» целей из-за недостаточного числа излучателей (разрешающей способности) в АР. При дальнейшем сближении целей они будут идентифицироваться как одна цель.

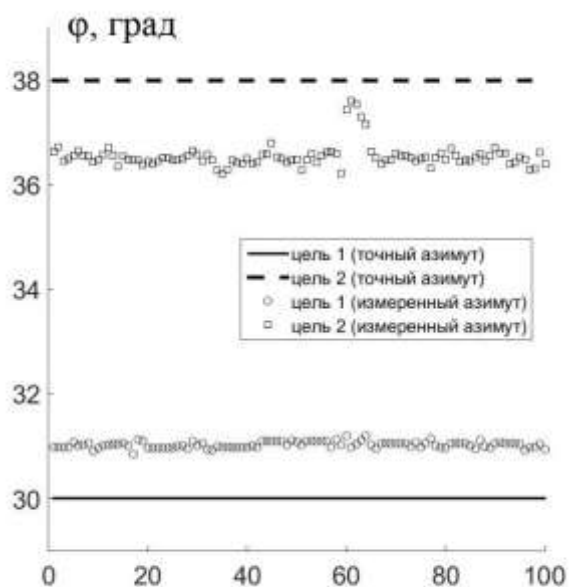


Рис. 4.7а. Истинный и измеренный азимуты

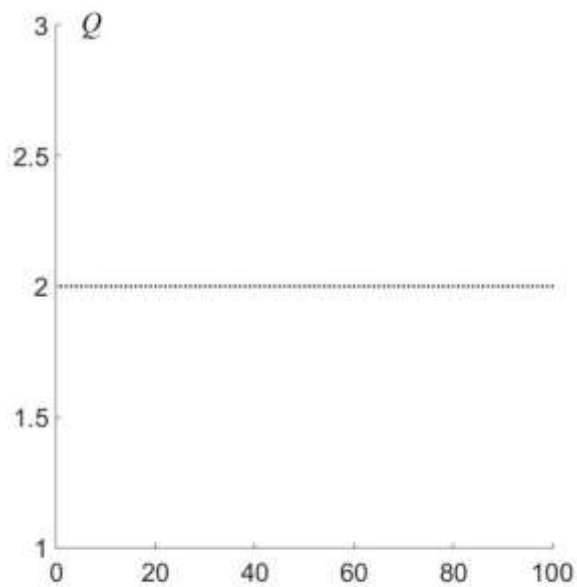


Рис. 4.7б. Оценка числа целей

На рис. 4.7б приведены результаты измерения числа целей Q . Видно, что метод минимального многочлена обеспечивал точную оценку числа целей.

4.2 Метод двумерной пеленгации со сверхразрешением в MIMO –радаре с большим числом передающих каналов в условиях коррелированности целей

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [96], [99].

В современной телекоммуникационной отрасли весьма активно разрабатываются системы автоматического предотвращения столкновения с встречными движущимися объектами (ADAS-системы) [43]. Особой популярностью в таких системах пользуются MIMO радары [178]. В перспективных устройствах подобного типа возникает необходимость измерять высоту встречных объектов (машин, тоннелей, рекламных щитов). [185], [186], [187], [188] С учетом того, что существующие ADAS системы уже измеряют дальность до встречного объекта и его скорость, решение указанной задачи сводится к измерению угла места.

Основной проблемой при измерении угломестной координаты выступает наличие подстилающей поверхности. Отражение радиоволн от дорожного полотна приводит к усложнению радиоканала. У каждого реального источника возникает «мнимый» источник сигнала. Более того, реальный и «мнимый» источники сигнала оказываются коррелированными между собой. Это приводит к увеличению ошибки измерения угла места или к невозможности измерения.

Для увеличения разрешающей способности по азимуту, что также требуется в перспективных ADAS-системах, требуются антенные решетки с увеличенным числом антенных элементов. Одним из вариантов решения проблемы является применение MIMO техники. Она позволяет увеличить апертуру антенной решетки без увеличения количества СВЧ каналов. Однако при этом увеличивается вычислительная нагрузка на сигнальный процессор. В частности одной из вычислительно сложных операций является анализ доплеровского спектра принимаемого сигнала, поскольку он состоит из набора максимумов, возникающих из-за кодирования сигнала на передающей стороне.

В данном разделе предлагается решение данной проблемы путем добавления на приёмной стороне специального декодера. Для сверхразрешения двух источников сигнала предлагается применить метод минимального многочлена (ММ) корреляционной матрицы [140]. Однако для коррелированных источников этого оказывается недостаточно. Поэтому алгоритм двумерной пеленгации модифицируется путем добавления в него специального алгоритма пространственного сглаживания корреляционной матрицы.

4.2.1 Структура двумерного MIMO радара

Высокочастотная часть двумерного MIMO радара традиционно выполняется по схеме переноса спектра сразу на нулевую частоту с последующим аналого-цифровым преобразованием [178]. На рис. 4.8 представлена структура данного радара.

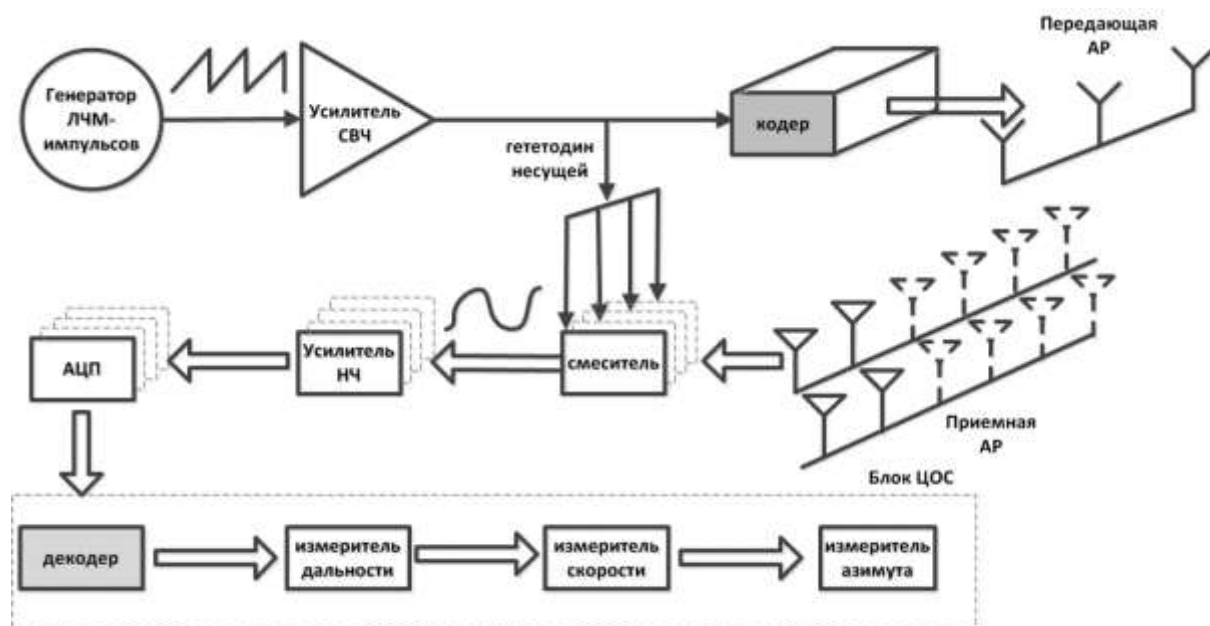


Рис. 4.8. Структурная схема двумерного ММО радара (пеленгация по азимуту и углу места)

Как известно [189] на приемной стороне из физически существующих передающих и приемных излучателей формируется виртуальная антенная решетка. Традиционно [189] размерности ММО радаров не превышают 3-4 излучателей на прием или передачу. Однако для измерения угла места этого оказывается недостаточно, особенно в условиях коррелированности целей. Поэтому в данном разделе будет рассматриваться радар с $n_{tx}=6$ передающими и $n_{rx}=8$ приемными излучателями. Таким образом, в виртуальной антенной решетке (АР) будет 48 излучателей.

Особо следует обратить внимание на блоки кодера и декодера на рис. 4.8. В ММО радарх небольших размерностей ($n_{tx} \leq 3$) присутствует только блок кодера [95]. В радарх больших размерностей ($n_{tx} > 3$) возникают проблемы при формировании сигналов в виртуальной антенной решетке на приемной стороне при анализе спектра сигнала в физически существующих приемных каналах. Мы предлагаем решать указанную проблему за счет добавления блока декодера на приемной стороне.

В качестве ортогональной последовательности, с которой будет перемножаться зондирующий сигнал на передающей стороне и эхо-сигнал на

приемной стороне, будем использовать широко распространенный код Уолша на 8 (поскольку кода Уолша на $n_{tx}=6$ не существует).

$$\mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.15)$$

Данный выбор обусловлен свойством ортогональности данных кодов и простой их практической реализации.

В качестве зондирующего сигнала будем рассматривать непрерывную последовательность ЛЧМ-импульсов с комплексной огибающей $A(t)$. Тогда на передающей стороне для 1-й передающей антенны последовательность из 8 подряд идущих ЛЧМ-импульсов будет умножать на код из 1-го столбца в (4.15), т.е. $A(t) \cdot \mathbf{H}^{(1)}(t)$. Для оставшихся передающих антенн зондирующая последовательность формируется аналогично.

На приемной стороне в блоке декодера выполняется обратная операция

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S}_{rx}^T \cdot \mathbf{H}, \quad (4.16)$$

где $()^T$ – операция транспонирования, $\mathbf{S}_{rx}$ – матрица размерностью $[8 \times n_{rx}]$ отсчетов, принимаемого эхо сигнала в каждой из n_{rx} физически существующих антенн. Каждый столбец в матрице $\mathbf{S}_{rx}$ соответствует номеру приемной антенны. Операции в (4.16) происходят по традиционным правилам матричного перемножения. В результате образуется матрица $\mathbf{Y}$ размерностью $[n_{tx} \times n_{rx}] = [6 \times 8]$, содержащая отсчеты сигналов, принимаемых виртуальной антенной решеткой. Тогда вектор принимаемых сигналов размерностью $[n_{rx}n_{tx} \times 1] = [48 \times 1]$ получаем с помощью $\mathbf{X} = \text{reshape}\{\mathbf{Y}\}$, где оператор «reshape» – это оператор построчного разворота матрицы в столбец. Операция декодирования кодом Уолша (4.16) принимаемых сигналов AP MIMO радара предложена автором.

4.2.2 Применение метода минимального многочлена корреляционной матрицы для пеленгации целей по азимуту и углу места

Для исследования точности двумерной пеленгации в MIMO радаре очень важна модель радиоканала. В работе была использована двухлучевая модель, приближенная к реальности [190]. Геометрические линии распространения лучей от i -й передающей антенны до j -й приемной антенны с отражением от дорожного полотна изображены на рис. 4.9. В качестве цели возможен, например, обычный автомобиль.

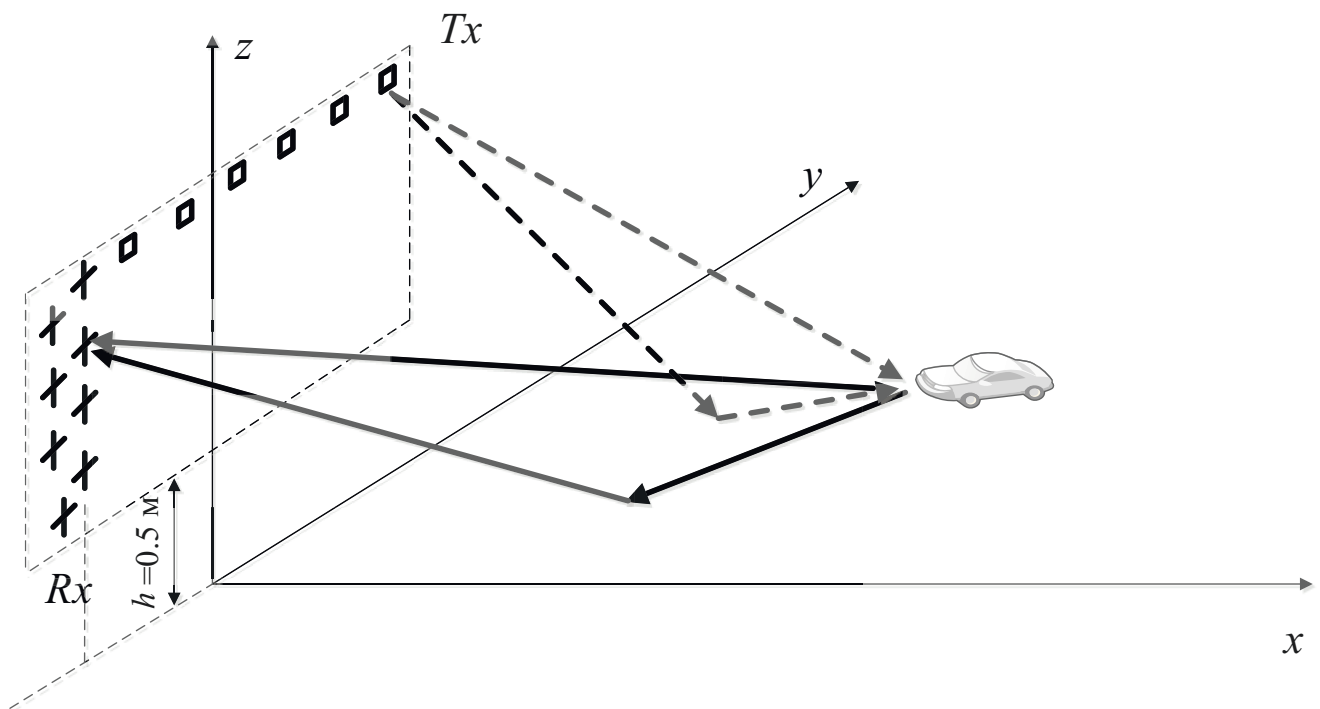


Рис. 4.9. Модель радиоканала

Коэффициент отражения соответствовал коэффициенту Френеля для горизонтальной поляризации радиоволны. Кодированный сигнал от каждой передающей антенны суммировался на цели. Суммарный сигнал, проходя обратный путь, принимался каждой приемной антенной и впоследствии декодировался своим кодом (4.16).

После декодирования на обработку поступает вектор отсчетов сигнала $\mathbf{X}$ виртуальной приемной АР. Корреляционная матрица $\mathbf{M}$ входного процесса на выходе приемных устройств в элементах АР имеет минимальный многочлен,

корнями которого являются неравные между собой собственные числа $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{J+1}$ матрицы $\mathbf{M}$ [61]. Эти корни являются простыми (единичной кратности), а их число определяется числом J источников сигналов и равно $J+1$.

На практике вместо истинной матрицы $\mathbf{M}$ используется ее максимально правдоподобная оценка $\hat{\mathbf{M}}$, полученная по L выборочным векторам $\mathbf{X}(l)$ входного процесса и равная [156]

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l) \mathbf{X}(l)^H, \quad (4.17)$$

где $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение.

В случае короткой выборки входного процесса ($L < N$) выборочная КМ $\hat{\mathbf{M}}$ из (4.17) является вырожденной и имеет L положительных и $N-L$ нулевых собственных чисел. Ее минимальный многочлен можно записать в виде $\psi(\mu) = (\mu - \mu_1)(\mu - \mu_2) \dots (\mu - \mu_L)$ [190]. Таким образом, при переходе от точной к выборочной КМ степень минимального многочлена увеличивается от $J+1$ до N (длинная выборка) или до L (короткая выборка), и, следовательно, перестает зависеть от числа J источников сигналов.

Для КМ $\hat{\mathbf{M}}$ сформируем матричный многочлен $\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{M}}) = (\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{M}})(\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{M}}) \dots (\mathbf{I} - \gamma_m \hat{\mathbf{M}})$ (где $\mathbf{I}$ – единичная матрица) и найдем минимум $I^{(m)} = \min_{m, \gamma_n} \|\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{M}})\|^2$ квадрата евклидовой нормы этого многочлена путем выбора степени m и коэффициентов γ_n ($n=1, 2, \dots, m$). Величина $I^{(m)}$ представляет собой СКО аппроксимации минимального многочлена КМ $\mathbf{M}$ многочленом минимальной степени. Коэффициенты γ_n являются оценками обратных значений собственных чисел выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ ($\gamma_n = 1/\mu_n$) и находятся из решения системы нелинейных уравнений вида [61], [156]

$$\gamma_n = Sp \left[\hat{\mathbf{M}} \prod_{p=1, p \neq n}^m (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{M}})^2 \right] \left\{ Sp \left[\hat{\mathbf{M}}^2 \prod_{p=1, p \neq n}^m (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{M}})^2 \right] \right\}^{-1}, \quad (4.18)$$

где $Sp(\cdot)$ – след матрицы.

Для решения системы (4.18) удобно использовать итерационную процедуру, начиная с $m=1$. При этом m чисел γ_n , вычисленных для функционала $\mathbf{I}^{(m+1)}(\hat{\mathbf{M}})$, будем считать начальными приближениями для вычисления $(m+1)$ чисел γ_n для функционала $\mathbf{I}^{(m+1)}(\hat{\mathbf{M}})$. Среднеквадратическая ошибка $I^{(m)}$ аппроксимации минимального многочлена КМ $\mathbf{M}$ многочленом минимальной степени не должна превышать заданный порог Th . С ростом степени m от 1 до N аппроксимация минимального многочлена становится более точной и, поэтому, СКО $I^{(m)}$ является убывающей функцией. Следовательно, существует некоторое значение $m = \hat{m}$, при котором $I^{(m)} < Th$. Величина $\hat{m}$ принимается за оценку степени минимального многочлена, а оценка числа источников сигналов будет определяться степенью этого многочлена ($\hat{J} = \hat{m} - 1$).

Порог Th находится на основе априорной информации о КМ собственных шумов. Если шумы имеют единичную КМ, то при отсутствии внешних источников сигналов ($J=0$) степень минимального многочлена $m=1$. Обозначим функционал $I^{(1)}$ при наличии только шума через $I_0^{(1)}$ и выберем порог равным $Th = \langle I_0^{(1)} \rangle + \chi \sigma_1$, где σ_1 – среднеквадратическое отклонение функционала $I_0^{(1)}$. Параметр χ можно найти, задавая вероятность «ложной тревоги», обусловленной влиянием собственных шумов. Для многоэлементной АР ($N^2 \gg 1$) будем иметь, что [141]

$$\langle I_0^{(1)} \rangle = \frac{N}{(1 + L/N)}, \quad \sigma_1^2 = \frac{2}{(1 + L/N)^2} \left(1 + \frac{2N}{L} \right). \quad (4.19)$$

В результате итерационной процедуры с учетом (4.19) получим оценку матричного проектора $\hat{\mathbf{P}}^{(n)}$ на шумовое подпространство в виде

$$\hat{\mathbf{P}}^{(n)} = \left[\prod_{p=1}^{\hat{J}} (\mathbf{I} - \gamma_p \hat{\mathbf{M}}) \right] \cdot \left[\prod_{p=1}^{\hat{J}} \left(1 - \frac{\gamma_p}{\gamma_{\hat{J}+1}} \right) \right]^{-1}. \quad (4.20)$$

Сформируем двумерный вектор поиска источника в пространстве по азимуту φ и углу места θ

$$\begin{aligned}
\mathbf{S}(\varphi, \theta) &= \exp \left[j \frac{2\pi f}{c} (x_{rx} k_x + y_{rx} k_y + z_{rx} k_z) \right] \\
k_x &= \cos(\varphi) \cos(\theta) \\
k_y &= \cos(\varphi) \sin(\theta) \\
k_z &= \sin(\varphi)
\end{aligned} \tag{4.21}$$

где $\{x_{rx}, y_{rx}, z_{rx}\}$ – декартовы координаты виртуальных приемных антенн. Часть выходной мощности АР, соответствующей подпространству собственного шума при сканировании лучом АР, равна $|\hat{\mathbf{P}}^{(n)} \mathbf{S}(\varphi, \theta)|^2$. Используя (4.20) и (4.21), сформируем обратную (называемую псевдоспектральной) функцию углов $\{\varphi, \theta\}$ вида

$$\eta(\varphi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{S}^H(\varphi, \theta) \hat{\mathbf{P}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}^{(n)H} \mathbf{S}(\varphi, \theta)}. \tag{4.22}$$

Когда угловые координаты $\{\varphi, \theta\}$ совпадают с направлением на j -ый источник вектор $\mathbf{S}(\varphi, \theta)$ принадлежит сигнальному подпространству и его проекция на шумовое подпространство равна нулю. Поэтому согласно (4.22), функция $\eta(\varphi, \theta)$ в точке $\{\varphi=\varphi_j, \theta=\theta_j\}$ будет неограниченно возрастать. По этому пику можно найти угловые координаты j -го источника сигналов.

4.2.3 Алгоритм пространственного сглаживания корреляционной матрицы для разрешения коррелированных целей

На практике источники полезного сигнала (например, два встречных автомобиля) являются коррелированным с неким коэффициентом корреляции. Это приводит, во-первых к уменьшению разрешающей способности пеленгатора, во-вторых, к увеличению ошибки пеленгации по азимуту.

В угломестной плоскости также ухудшается точность пеленгации. Поскольку радиоканал является двухлучевым, для каждой цели формируется так называемый «мнимый» источник, расположенный симметрично по вертикальной оси oZ . Этот мнимый источник также является коррелированным с физически существующим.

Выражения для собственных чисел λ_1 и λ_2 точной КМ $\mathbf{M}$ в случае двух источников разной мощности ($v_1 = v_2$) и произвольного коэффициента корреляции $\rho_{12} = |\rho_{12}| \exp(j\alpha_{12})$ имеют достаточно громоздкий вид [141], [191]. В задачах «сверхразрешения» обычно рассматривают источники одинаковой мощности. Поэтому будем считать, что $v_1 = v_2 = v$. Тогда собственные числа λ_1 и λ_2 будут равны

$$\lambda_{1,2} = 1 + vN \left[1 + |g_{12}| |\rho_{12}| \cos \alpha_{12} \pm \sqrt{(1 + |g_{12}| |\rho_{12}| \cos \alpha_{12})^2 - (1 - |g_{12}|^2)(1 - |\rho_{12}|^2)} \right], \quad (4.23)$$

где $g_{12} = \mathbf{S}_2^H \mathbf{S}_1 / N$ – коэффициент рассогласования волновых фронтов $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ этих двух источников.

При некоррелированных источниках ($|\rho_{12}| = 0$) сигнальные собственные числа равны $\lambda_{1,2} = 1 + vN (1 \pm |g_{12}|)$. Если источники полностью коррелированные ($|\rho_{12}| = 1$), то из (4.23) будем иметь, что $\lambda_1 = 1 + 2vN (1 + |g_{12}| \cos \alpha_{12})$, $\lambda_2 = 1$. Следовательно, второе сигнальное собственное число становится равным шумовому собственному числу. Из (4.23) также следует, что значения собственных чисел инвариантны к одновременной замене $|g_{12}|$ на $|\rho_{12}|$ и $|\rho_{12}|$ на $|g_{12}|$. Поэтому влияние увеличения степени корреляции источников ($|\rho_{12}|$) на оценку числа источников можно интерпретировать как влияние углового сближения источников ($|g_{12}|$).

Будем рассматривать следующую топологию АР ММО радара 6x8, изображенную на рис. 4.10а. Данная топология имеет минимальную размерность, применяемую на сегодняшний день для двумерной пеленгации в ММО радарах на практике. Необходимо отметить, что сама топология (а не число каналов) подбирается специально [75]. Тогда на приемной стороне формируется виртуальная АР, представленная на рис. 4.10б.

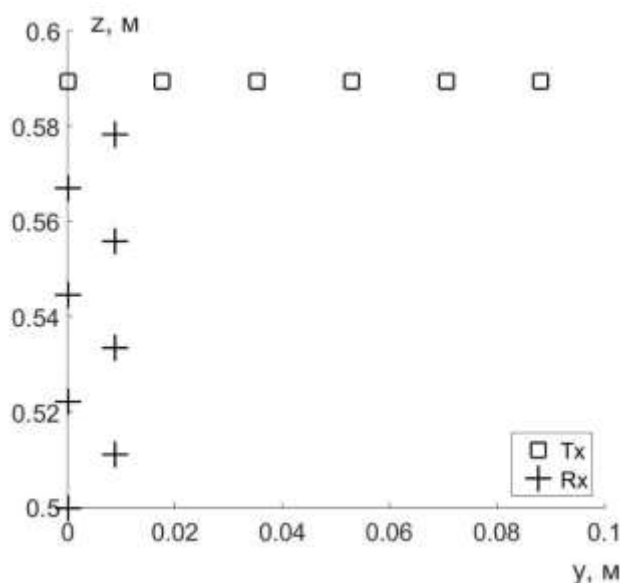


Рис. 4.10а. Топология ММО рада 6х8

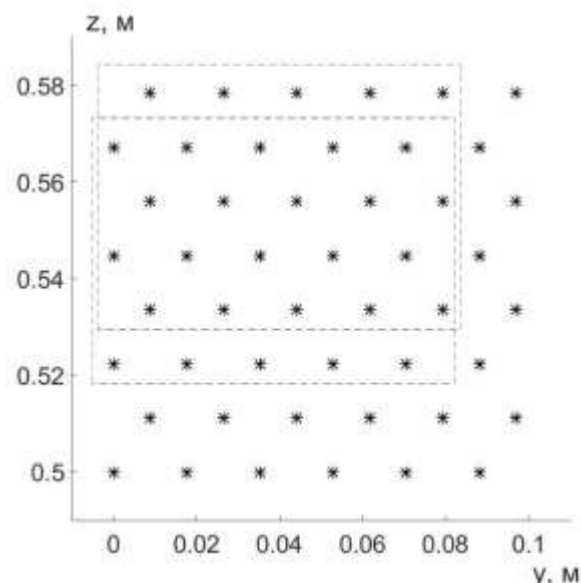


Рис. 4.10б. Схема пространственного сглаживания КМ

Для повышения точности двумерной пеленгации рассматриваемого проекционного метода минимального многочлена предлагаем модифицировать известную процедуру пространственного сглаживания КМ – SST (Spatial Smoothing Technique) [59]. Пространственное сглаживание будем выполнять разбиением АР на $K = N - Q + 1$ перекрывающихся подрешеток, состоящих из $Q < N$ элементов и сдвинутых друг относительно друга на один элемент (см. рис. 4.10б) по горизонтали и по вертикали. Для каждой подрешетки оценивается КМ, и таким образом получается K матриц. Затем находится средняя КМ $\mathbf{M}_{SST}$ размерности $Q \times Q$. Размерность сглаженной КМ подбиралось экспериментально и равняется $Q=5$.

В результате процедуры сглаживания новые коэффициенты $(\rho_{SST})_{jm}$ корреляции j -го и q -го источников, находящихся на одном и том же азимуте (например «истинный» и «мнимый» источники в угломестной плоскости), равны [59]

$$(\rho_{SST})_{jq} = \gamma_{jq} \rho_{jq}, \quad \gamma_{jq} = \frac{\sin[0,5K(u_j - u_q)]}{K \sin[0,5(u_j - u_q)]} \exp[j0,5(K-1)(u_j - u_q)], \quad (4.24)$$

где $u_j = 2\pi d \lambda^{-1} \sin(\varphi_j)$ – обобщенная угловая координата в угломестной плоскости. Отсюда следует, что $|\gamma_{jq}| < 1$, то есть процедура сглаживания приводит к

уменьшению коэффициента корреляции (4.24) источников сигналов на выходе подрешетки.

КМ размерности $Q \times Q$ на выходе i -й подрешетки можно представить в виде $\mathbf{M}^{\{i\}} = \mathbf{I}_{(Q,N)} \mathbf{M}^H_{(Q,N)}$, где $\mathbf{I}_{(Q,N)} = [0_1, \dots, 0_{i-1}, \mathbf{I}_Q, 0_{i+Q}, \dots, 0_N]$ – матрица, которая имеет первые $i - 1$ и последние $N - Q - i + 1$ нулевых столбцов и единичную матрицу размерности $Q \times Q$ посередине, 0_l – l -й нулевой столбец.

Далее в (4.18) необходимо заменить КМ $\hat{\mathbf{M}}$ на сглаженную КМ $\hat{\mathbf{M}}_{SST}$, равную

$$(\hat{\mathbf{M}}_{SST})_{jm} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{M}^{\{i\}} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{I}_{(Q,N)} \mathbf{M}^T_{(Q,N)}. \quad (4.25)$$

Таким образом, процедура пространственного сглаживания (4.25) приводит к уменьшению коэффициентов корреляции источников на выходе подрешетки, что увеличивает эффективность сверхразрешающих методов. Однако сглаженная КМ $\hat{\mathbf{M}}_{SST}$ имеет меньшую размерность по сравнению с КМ $\hat{\mathbf{M}}$, что эквивалентно уменьшению апертуры АР и приводит к уменьшению эффективности данных методов.

4.2.4 Результаты численного моделирования

Для проверки эффективности предлагаемого подхода для двумерной пеленгации в условиях коррелированности целей было проведено численное моделирование. Цели покоились. Коэффициент отражения Френеля двухлучевого радиоканала выбирался равным $\Phi = -0,5$. Считалось, что излучатели в передающий АР и приемной АР имели не изотропные ДН. Ширина ДН у всех излучателей и по азимуту и углу места равнялась 14 градусам. Несущая частота радара составляла $F_c = 77$ ГГц. Ширина ДН виртуальной приемной АР и по азимуту и по углу места равнялась 8,3 градуса.

На рис. 4.11а и рис. 4.11б приведены результаты численного моделирования ошибки измерения азимута и угла места одной цели соответственно. Число выборок для измерения КМ равнялось $L=2$, $\chi=0$. Азимут и угол места единственной цели выбрасывался случайно в секторе $[-5..5]$ градусов по обоим угловым координатам. Число реализаций угловых положений равнялось 1000. Для

сравнения было проведено аналогичное моделирование для традиционного метода MUSIC при правильном выборе параметра данного метода. Отдельно включалась и выключалась процедура пространственного сглаживания.

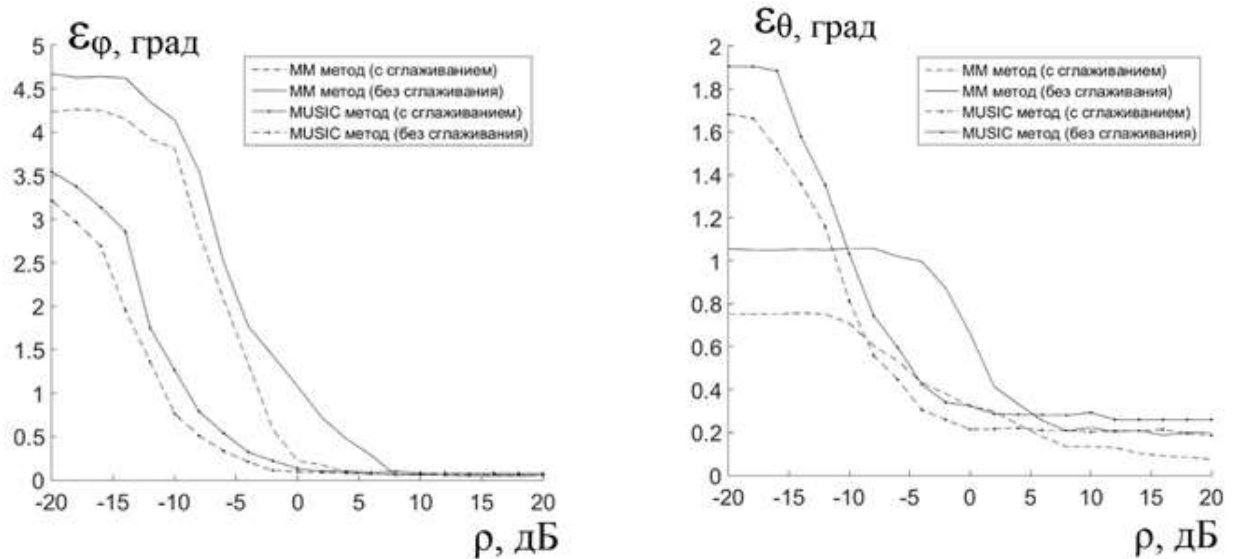


Рис. 4.11а. Ошибка измерения азимута

Рис. 4.11б. Ошибка измерения угла места

Как видно из рис. 4.11а оба метода для ОСШ больше 0 дБ обеспечивают приблизительно одинаковую точность по азимуту. Процедура сглаживания дополнительно уменьшает ошибку измерения азимута. Для угла места (см. рис. 4.11б) метод минимального многочлена обеспечивает меньшую ошибку, чем метод MUSIC. При этом процедура пространственного сглаживания в обоих случаях дополнительно уменьшает ошибку по углу места. Данный эффект объясняется тем, что происходит разрушение корреляции между основным и «мнимым» источником.

Далее была добавлена вторая цель внутри главного луча диаграммы направленности. Угловые координаты первой цели равнялись $\{\phi_1=3^\circ, \theta_1=2^\circ\}$, второй - $\{\phi_2=-2^\circ, \theta_2=3^\circ\}$. Коэффициент корреляции целей выбирался равным 1, т.е. сигналы от целей были полностью коррелированными.

На рис. 4.12а приведена вероятность правильного разрешения двух целей, полученная при использовании метода минимального многочлена для $L=2$ и $L=96$

выборок. Считалось, две цели правильно разрешены, если измеренное число целей равнялось четырем .

На рис. 4.12б изображена гистограмма измеренного числа целей в 100 реализациях. ОСШ $\rho=20$ дБ, число выборок $L=2$. Как видно в 80% случаев выпадает 4 цели. Данный эффект объясняется тем, что метод минимального многочлена определяет в эфире как два истинных источника, так и два «мнимых».

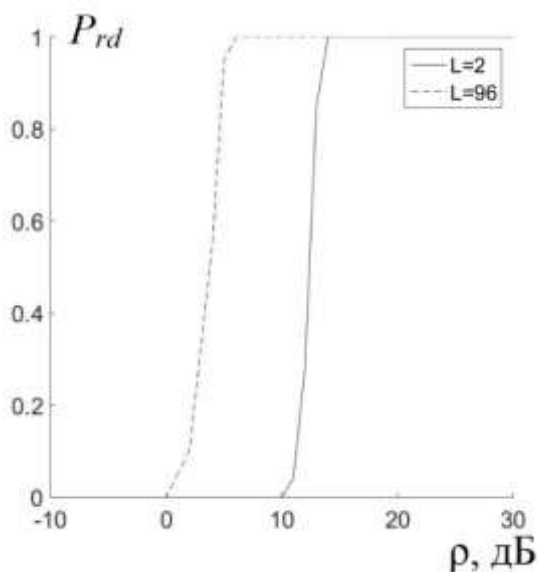


Рис. 4.12а. Вероятность правильного разрешения 2-х целей методом ММ

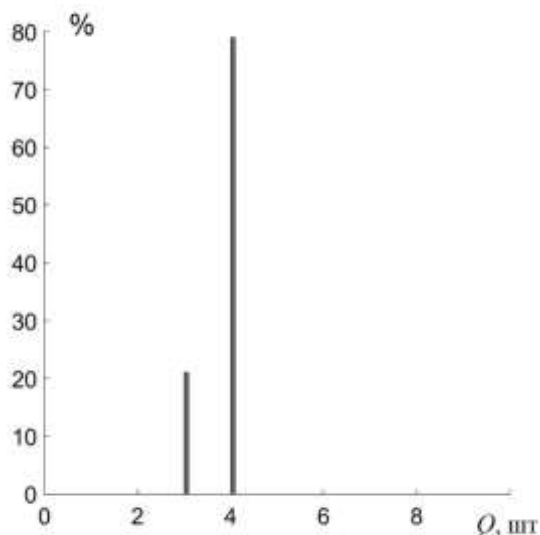


Рис. 4.12б. Гистограмма оценки числа источников методом ММ (для ОСШ=20 дБ, $L=2$)

На рис. 4.13а - рис. 4.13г изображены функции неопределенности в координатах азимут-угол места для метода минимального многочлена и метода MUSIC при двух полностью коррелированных целях. Для обоих методов сначала применялась, а затем выключалась предложенная процедура пространственного сглаживания КМ. ОСШ $\rho=20$ дБ, число выборок $L=2$.

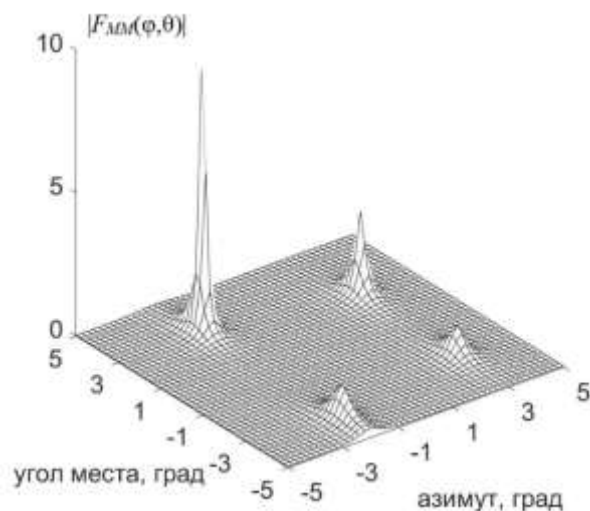


Рис. 4.13а. Функция неопределенности для 2-х целей при наличии земного луча (метод ММ, с сглаживанием)

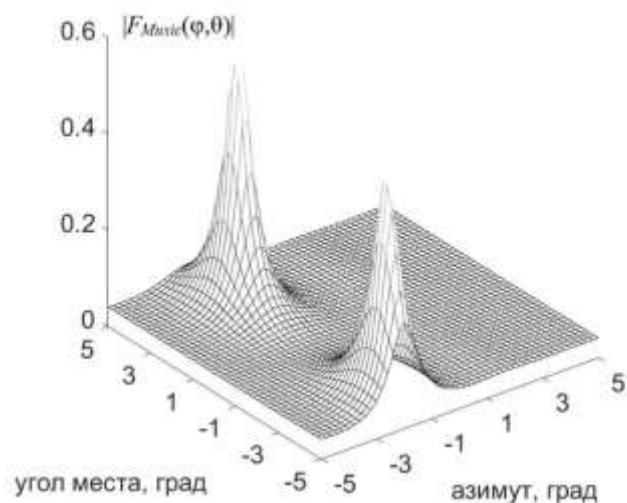


Рис. 4.13б. Функция неопределенности для 2-х целей при наличии земного луча (метод MUSIC, с сглаживанием)

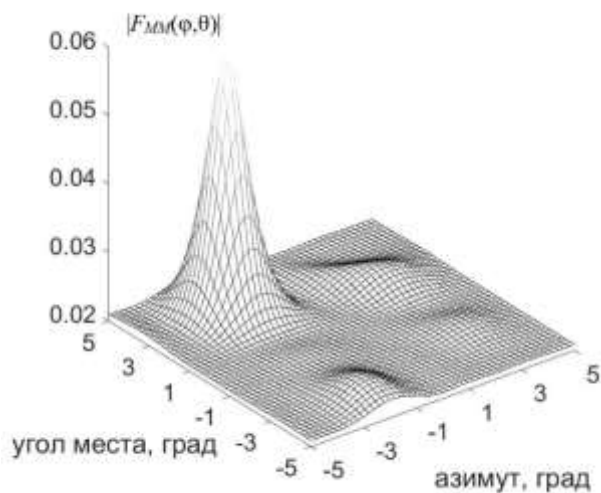


Рис. 4.13в. Функция неопределенности для 2-х целей при наличии земного луча (метод ММ, без сглаживания)

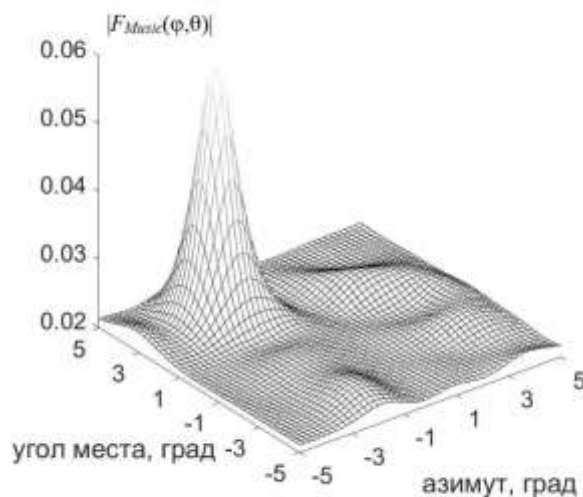


Рис. 4.13г. Функция неопределенности для 2-х целей при наличии земного луча (метод MUSIC, без сглаживания)

Анализ графиков показывает, что лишь метод минимального многочлена с включенной процедурой пространственного сглаживания способен выполнить сверхразрешение двух полностью коррелированных сигналов. При этом данному

методу удастся разрешить как физически существующие источники по азимуту, так и их «мнимые» изображения по углу места.

4.3 Подавление помех в одномерном ММО-радаре на основе метода степенных векторов

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [97], [121], [127].

В зарубежной литературе присутствует достаточное количество работ [178], [192], [193], [194] по формированию диаграммы направленности в ММО радарах необходимой формы, однако в них вообще не рассматривается вопрос подавлении помех. Существует ряд работ [195], [196], [197], в которых исследуются последствия воздействия помех на ММО радар, однако также не предлагается методов их подавления. В публикациях [121], [195] предлагаются методы подавления узкополосных помех. При этом рассматривается длинная выборка входного процесса в элементах решетки, когда число L выборочных векторов больше числа N антенных элементов, а основной метод решения основан на прямом обращении КМ $\mathbf{M}$ входного процесса в приемных антеннах. Однако данный метод обладает достаточно высокой вычислительной сложностью, так как число комплексных умножений пропорционально кубу размерности искомого весового вектора, и не работает при короткой выборке.

АР ММО-радара представляет собой плоскую линейную решетку из n_{tx} передающих и n_{rx} приемных печатных излучателей. Основная особенность АР ММО-радара состоит в том, что за счет специально подобранной топологии расположения на плоскости передающих и приемных излучателей в этих системах на прием образуется виртуальная АР уже из $N = n_{tx} * n_{rx}$ излучателей. Плата за это - расширение спектра сигналов за счет наложения на сигнал ортогональных последовательностей на передающей и приемной сторонах. Таким образом, апертура АР на приемной стороне значительно увеличивается, что приводит к увеличению точности пеленгования полезной цели.

В данном разделе предлагается метод подавления узкополосных помех в ММО радаре, адаптивно оценивающий число действующих помех и работающий в случае короткой выборке входного процесса.

4.3.1 Структура адаптивной антенной решетки в ММО радаре

Рассмотрим огибающую полезного сигнала и помехи в каждом из излучателей виртуальной приемной АР. Для конкретики будем использовать АР ММО-радары размерностью $[n_{tx}=3; n_{rx}=5]$. На рис. 4.14а изображена структурная схема такой АР, а на рис. 4.14б - один из вариантов топологии, при которой образуется виртуальная АР из 15 излучателей (расстояние между соседними излучателями d составляет половину длины волны).

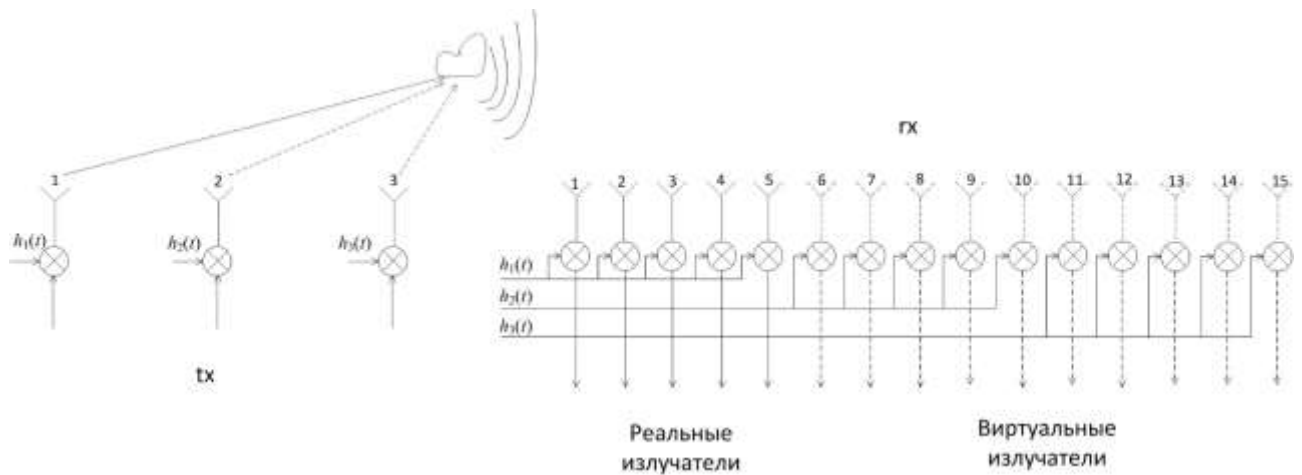


Рис. 4.14а. Логическая структура адаптивной антенной решетки в ММО радаре

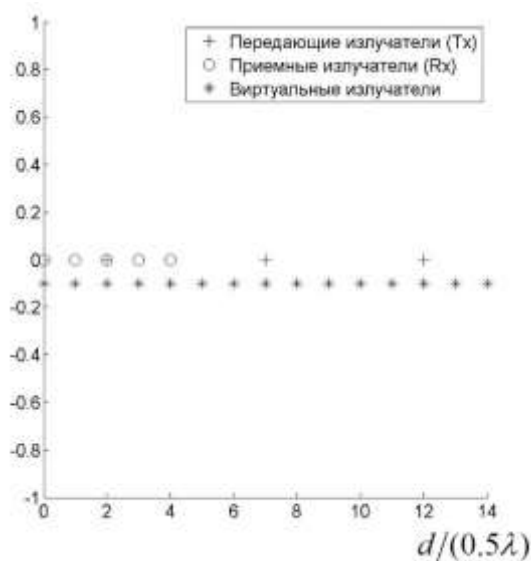


Рис. 4.14б. Взаимное расположение излучателей

В качестве ортогональной последовательности, с которой будет перемножаться зондирующий сигнал на передающей стороне, будем использовать широко распространённый код Уолша на 4 (поскольку кода Уолша на $n_{tx}=3$ не существует).

$$\mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{h}_1(t) = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{h}_2(t) = \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{h}_3(t) = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix}. \quad (4.26)$$

Как показано в [198] вектор-фазор полезного сигнала на приемной стороне виртуальной ААР равен

$$\mathbf{S} = \exp \left[i \frac{2\pi d \sin \varphi_s}{\lambda} \mathbf{K} \right], \quad \mathbf{K} = d[0, 1, \dots, (n_{tx} n_{rx} - 1)], \quad (4.27)$$

где φ_s - азимутальное направление прихода полезного сигнала.

Распишем поэлементно матрицу тепловых шумов на приемной стороне после декодирования кодом Уолша.

$$\begin{cases} n_{11} = \langle (\varsigma_1 + \varsigma_2 + \varsigma_3 + \varsigma_4)(\varsigma_1 + \varsigma_2 + \varsigma_3 + \varsigma_4)^* \rangle = \langle \varsigma_1 \varsigma_1^* \rangle + \langle \varsigma_2 \varsigma_2^* \rangle + \langle \varsigma_3 \varsigma_3^* \rangle + \langle \varsigma_4 \varsigma_4^* \rangle = 4\sigma_n^2 \\ n_{12} = \langle (\varsigma_1 + \varsigma_2 + \varsigma_3 + \varsigma_4)(\varsigma_5 + \varsigma_6 + \varsigma_7 + \varsigma_8)^* \rangle = 0 \\ \dots \\ n_{16} = \langle (\varsigma_1 + \varsigma_2 + \varsigma_3 + \varsigma_4)(\varsigma_1 - \varsigma_2 + \varsigma_3 - \varsigma_4)^* \rangle = \langle \varsigma_1 \varsigma_1^* \rangle - \langle \varsigma_2 \varsigma_2^* \rangle + \langle \varsigma_3 \varsigma_3^* \rangle - \langle \varsigma_4 \varsigma_4^* \rangle = 0 \\ \dots \\ n_{66} = \langle (\varsigma_1 - \varsigma_2 + \varsigma_3 - \varsigma_4)(\varsigma_1 - \varsigma_2 + \varsigma_3 - \varsigma_4)^* \rangle = \langle \varsigma_1 \varsigma_1^* \rangle + \langle \varsigma_2 \varsigma_2^* \rangle + \langle \varsigma_3 \varsigma_3^* \rangle + \langle \varsigma_4 \varsigma_4^* \rangle = 4\sigma_n^2 \\ \dots \end{cases} \quad (4.28)$$

где ς_i, ς_j - некоррелированные отсчеты теплового шума в разные моменты времени.

Поэтому, $\langle \varsigma_i \varsigma_j^* \rangle = 0$ если $i \neq j$ и $\langle \varsigma_i \varsigma_j^* \rangle \neq 0$, если $i = j$. Тогда получаем, что КМ тепловых шумов ММО радаров равна

$$\mathbf{N} = 4\sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}, \quad (4.29)$$

где $\mathbf{I}$ - единичная матрица размером $[n_{tx} * n_{rx} \times n_{tx} * n_{rx}]$, т.е. тепловые шумы в виртуальной АР ММО радаров также некоррелированные.

Если произвести аналогичные (4.28) вычисления относительно элементов КМ узкополосной помехи, представляющей собой коррелированный во времени

гауссов комплексный процесс, то можно прийти к выводу, что КМ узкополосной помехи на выходе виртуальной АР ММО радара не имеет особенностей. Все ее элементы имеют не нулевые значения.

4.3.2 Аналитическое решение для весового вектора и результаты численного моделирования

Рассмотрим процедуру построения решения уравнения $\mathbf{M}\mathbf{W}=\mathbf{S}$, где $\mathbf{M}$ – корреляционная матрица помехи на входе виртуальной ААР, $\mathbf{S}$ – вектор-фазор полезного сигнала, представляющий собой фазовые коэффициенты, зависящие от пространственного направления приема этого сигнала. Будем считать, что число помех $J \leq n_{tx} n_{rx}$. Введем матрицу $\mathbf{P}_q$ размерностью $n_{tx} \times n_{rx}$ комплексной огибающей q -й помехи с азимута φ_q для последовательности из n_{tx} моментов времени на входе реальных приемных излучателей:

$$\mathbf{P}_q = \mathbf{A} * \exp \left[i \frac{2\pi d \sin \varphi_q}{\lambda} \mathbf{D} \right], \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a(t_1) \\ \dots \\ a(t_{tx}) \end{bmatrix}, \mathbf{D} = d[0, 1, \dots, (n_{rx} - 1)]. \quad (4.30)$$

Тогда после умножения на код Уолша будем иметь следующий вектор-фазор помехи размерностью $n_{tx} n_{rx} \times 1$

$$\Phi_q = \left[\text{reshape} \{ \mathbf{H}^T * \mathbf{P}_q \} \right]^T, \quad (4.31)$$

где $\text{reshape} \{ \}$ -оператор формирования вектор-строки из матрицы путем последовательного расположения ее строк одну за другой, $()^T$ – оператор транспонирования. Тогда точная корреляционная матрица помехи $\mathbf{M}$ равна

$$\mathbf{M} = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sum_{q=1}^J \sigma_q^2 \Phi_q \Phi_q^H, \quad (4.32)$$

где σ_n^2 - дисперсия тепловых шумов, σ_q^2 - средняя мощность q -й помехи.

Оптимальный весовой вектор ААР принадлежит только подпространству, образованному векторами Φ_q . В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим систему степенных векторов: $\mathbf{M}$, $\mathbf{M}\mathbf{S}$, $\mathbf{M}^2\mathbf{S}, \dots, \mathbf{M}^{K-1}\mathbf{S}$ с числом линейно-независимых векторов $K \leq J_{eff}$ [78], где J_{eff} – эффективное число действующих широкополосных помех. Процедура получения

векторного $\mathbf{W}$ с помощью метода степенных векторов подробно изложена в разделе 1.1.1 и разделе 1.1.2.

Потери в ОСШП $\hat{\eta}$ на выходе фильтра при выборочной КМ помех относительно ОСШП η при точно известной КМ помех будут вычисляются по формуле (1.27).

Поскольку величины в (1.3) имеют случайный характер, поэтому необходимо применение процедуры регуляризации [148] (ограничения) размерности K степенного базиса (1.6). Исходя из физического содержания проблемы каждый i -й вектор, входящий в состав результирующего вектора $\mathbf{W}$, добавляет долю собственного шума, равную $\sigma_n^2 \cdot |c_i \mathbf{F}_i|^2 = \sigma_n^2 c_i^2$. Этот факт предлагается взять за основу процедуры регуляризации. Предлагается для регуляризации КМ применять следующую формулу $\hat{\mathbf{M}}_r = \hat{\mathbf{M}} + \frac{\sigma_0^2}{NT} (1 + \sum_{k=1}^K |c_k|) \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Это оригинальная идея. Поэтому процесс ортогонализации следует останавливать при таком k , при котором ОСШП (1.14) начинает уменьшаться, причем базисный вектор $\mathbf{F}_k$ не следует включать в разложение (1.14).

В работе [78] показано, что количество комплексных умножений, необходимое для вычисления векторного $\mathbf{W}$ для узкополосных помех пропорционально числу входов ААР, числу обучающих выборок L для оценки помехи и числу образованных степенных векторов K' . Поэтому в рассматриваемом случае ААР для ММО радаров необходимое количество комплексных умножений составляет $\sim (n_{tx} + n_{rx})LK'$. Следовательно, вычислительная сложность предложенного алгоритма, вектор $\mathbf{W}$ которого находится путем регуляризованного разложения в базисе степенных векторов, ниже вычислительной сложности традиционного метода непосредственного обращения выборочной КМ помех, которая составляет $\sim (n_{tx} + n_{rx})^3$.

Перейдем к результатам численного моделирования. В качестве полезного сигнала $\mathbf{S}$ был использован тональный сигнал с плоским фронтом, приходящий по нормали к ААР. Каждая широкополосная помеха моделировалась как комплексная экспонента со случайной мощностью σ^2 из диапазона $[10\sigma_n^2 \dots 1000\sigma_n^2]$ (σ_n^2 –

мощность тепловых шумов) и случайной начальной фазой из диапазона $[0..2\pi]$. Отношение расстояния между соседними излучателями (каналами) к длине волны равнялось 0,5. Азимутальные направления прихода широкополосных помех были случайными и равномерно распределенными в диапазоне $[-180..+180]$ градусов. При этом в азимутальный сектор главного луча диаграммы направленности виртуальной ААР помехи не вбрасывались.

Антенная решетка ММО радара состояла из $n_{tx}=3$ передающих и $n_{rx}=5$ приемных каналов. При моделировании потерь в ОСШП число степенных векторов ограничивалось тогда, когда регуляризованное ОСШП (1.17) на выходе ААР для текущей реализации входного процесса достигало максимума.

На рис. 4.15а показаны потери в ОСШП в зависимости от нормированного на $N = n_{tx} \cdot n_{rx}$ числа выборок L для традиционного метода прямого обращения матрицы (пунктирные кривые) и предлагаемого метода степенных векторов (сплошные кривые) при различном числе J помех. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 10000. На рис. 4.15б изображено образовавшееся число степенных векторов в зависимости от нормированного числа выборок L входного процесса. Из рис. 4.15а видно, что метод степенных векторов в отличие от метода прямого обращения корреляционной матрицы работает для короткой выборки $L < n_{tx} \cdot n_{rx}$ при $J=1$ и $J=3$ помехах. При длинной выборке $L > n_{tx} \cdot n_{rx}$ предложенный метод обеспечивает меньшие потери в ОСШП, чем традиционный. Когда в эфире $J=6$ помех (т.е. $J \geq n_{rx}$) оба метода работают плохо. Если проанализировать рис. 4.15б для случаев $J < n_{rx}$, тогда можно увидеть следующую экспериментальную закономерность. Число формирующийся с помощью предложенной процедуры регуляризации приблизительно равно $\sim n_{tx}J$. Причем при $L > n_{tx} \cdot n_{rx}$ число формируемых степенных векторов практически не изменяется, а соответственно не изменяется и вычислительная сложность алгоритма. Данный результат является новым и получен автором.

Для того чтобы разобраться почему подавляются помехи, были построены ДН ААР после процедуры адаптации, т.е. с учетом сформированного весового вектора. На рис. 4.16а и рис. 4.16б изображена ДН ААР при наличии $J=3$ и $J=3$

помех, соответственно. Положение помех вбрасывалось случайно, длина обучающей выборки составляла $L=2N$. Штриховыми вертикальными линиями отмечены азимуты, на которых присутствовали помехи.

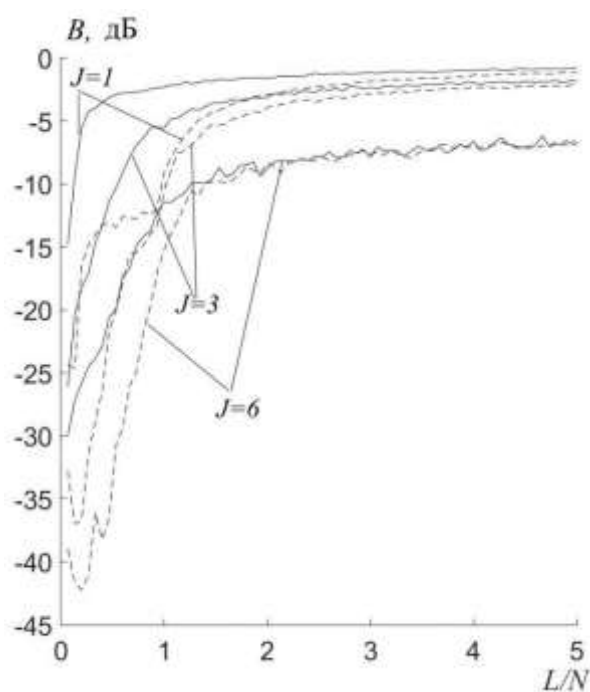


Рис. 4.15а. Потери в ОСШП

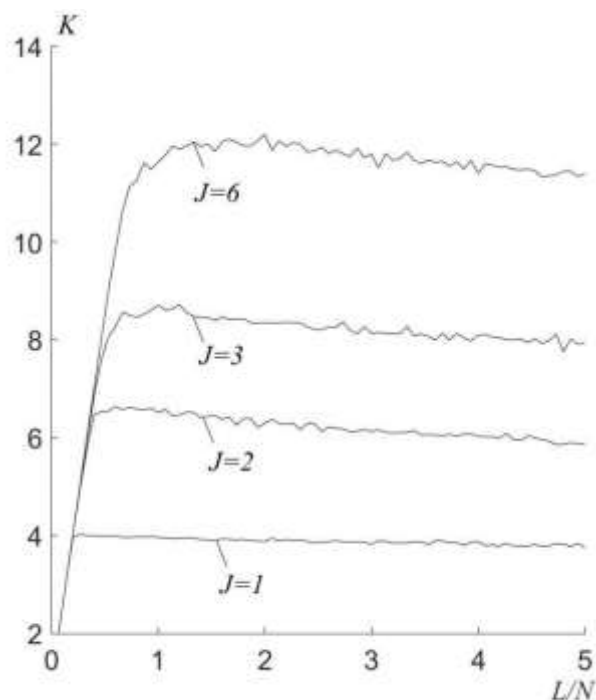


Рис. 4.15б. Число степенных векторов

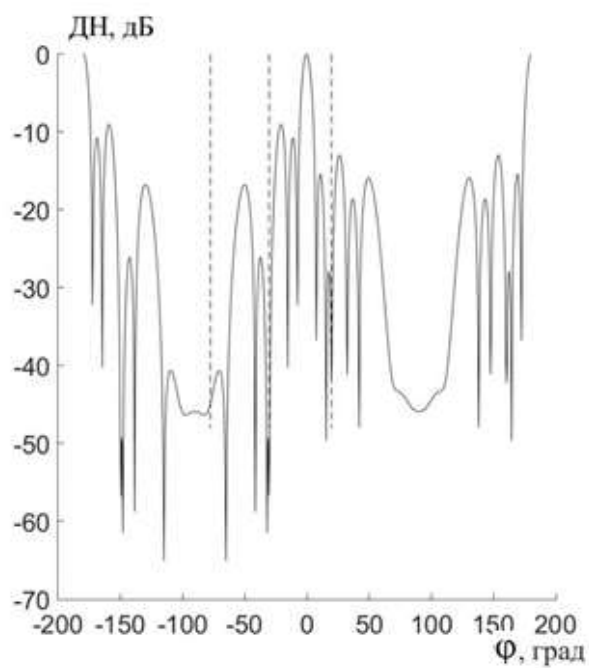


Рис. 4.16а. Диаграмма направленности

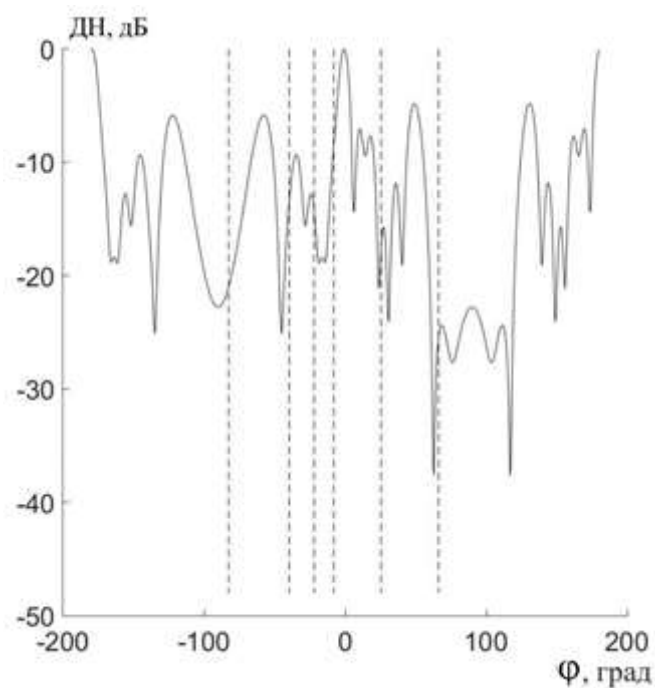


Рис. 4.16б. Диаграмма направленности

Как видно из графиков при $J < n_{rx}$ в ДН ААР формируются глубокие провалы именно на тех азимутах, где присутствовали помехи, чего нельзя сказать для случая $J \geq n_{rx}$. По этой причине увеличиваются потери в ОСШП.

4.4 Выводы по четвертой главе

В четвертой главе проведен синтез методов одномерной и двумерной пеленгации целей в ММО радаре ближнего действия с короткими зондирующими ЛЧМ-импульсами.

В результате исследований в четвертой главе получены следующие выводы.

1. Обоснован метод формирования виртуальных приемных каналов в ММО-радаре применительно к задаче одномерной пеленгации. Получены аналитические выражения для сигналов в виртуальной АР на приемной стороне в условиях доплеровского смещения частоты и коротких зондирующих ЛЧМ-импульсов.

2. Разработана структура ММО-радар с кодером на передающей стороне и не требующая применения декодера на приемной стороне. С точки зрения вычислительных ресурсов данная структура эффективна для антенных решеток с числом передающих каналов меньше или равным трем. Рассмотрено два вида кодов (Уолша и Фурье) подходящих для одномерной пеленгации.

3. Для углового разрешения двух целей предложено использовать метод минимального многочлена корреляционной матрицы, работающий в случае короткой выборки и адаптивно оценивающий число целей. Проведено численное моделирование, которое показало высокую точность углового сверхразрешения с помощью метода минимального многочлена. Представлены результаты натурного эксперимента с ММО-радаром, которые полностью соответствуют результатам предложенной теории. Эксперимент показал, что точность пеленгации составляет около 0,08 градуса, а вероятность правильной оценки числа целей близка к 1.

4. Обоснован новый метод двумерной пеленгации в ММО радаре. Предложено увеличить размерность антенной решетки по вертикали для измерения

угла места. Также предложено добавить в структуру радара декодер на приемной стороне для упрощения формирования виртуальной приёмной антенной решетки.

5. Показана процедура пространственного сглаживания корреляционной матрицы принимаемых сигналов для уменьшения корреляции сигналов между целями, которая позволяет увеличить точность измерения углов места целей. Эффективность предложенных алгоритмов подтверждена численным моделированием. Показано, что в миллиметровом диапазоне длин волн при отношении сигнал-шум более 10 дБ точность пеленгации по азимуту составляет 0,05 градуса, а по углу места – около 0,15 градуса.

6. Рассмотрена адаптивная АР, использующаяся в ММО радаре с n_{tx} – передающими и n_{rx} – приемными антеннами, для подавления узкополосных помех и выделения также узкополосного полезного сигнала. Получено точное аналитическое решение для оптимального весового вектора АР на основе разложения весового вектора АР в базисе степенных векторов и процедуры их ортогонализации. Вычислительная сложность алгоритма пропорциональна числу виртуальных входов АР, числу обучающих выборок для оценки помехи и числу образованных степенных векторов. Предложена физически обоснованная процедура регуляризации решения. Рассмотренный метод подавления активных помех способен подавить не более $(n_{rx}-1)$ помех. При этом число формируемых степенных векторов составляет около $\sim n_{tx}J$, где J -число действующих помех.

ГЛАВА 5. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ЦЕЛЕЙ НА БАЗЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДАРА БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

В пятой главе рассматриваются методы одновременного обнаружения ближних и дальних целей в активном радаре ближнего радиуса действия миллиметрового диапазона длин волн с многолучевой диаграммой направленности и длительным во времени фазоманипулированным зондирующим сигналом при отсутствии и в условиях воздействия разнородных помех, в том числе возникающих от аналогичных радаров. Предложены методы пространственно-временной обработки сигналов, которые для ближней локации позволяют в определенном диапазоне дальностей одновременно обнаруживать набор целей, обеспечивая при этом заданную вероятность ложной тревоги и пропуска цели. Показана процедура максимально-правдоподобной оценки канальной матрицы локационного канала при наличии и отсутствии помех. Основные результаты пятой главы опубликованы в работах [100], [101], [102].

5.1 Методы одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре с фазоманипулированным зондирующим сигналом в условиях отсутствия помех

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работах [100], [128].

В настоящее время большинство радаров ближнего действия используют зондирующий сигнал с ЛЧМ, а также Multiple Input Multiple Output (MIMO) технику [178], [181]. Сущность MIMO техники заключается в одновременной передаче зондирующих сигналов с набора антенных излучателей и одновременном приеме отраженного сигнала другим набором антенных излучателей. Это так называемые FMCW-радары (frequency modulated continuous wave). К преимуществам такого класса радаров можно отнести простоту технической реализации радиочастотного тракта и высокую разрешающую способности по дальности и скорости.

Однако данный класс радаров имеет ряд недостатков. При одновременном присутствии целей на малых и больших расстояниях (относительно радара) возникает проблема обнаружения слабых целей на фоне сильных. Одной из причин возникновения данной проблемы является применение в FMCW-радаров двойного БПФ. Первое БПФ выполняется для каждого отраженного от цели ЛЧМ импульса. Результат этой операции дает отклик на частоте биений и оценку дальности до цели. Выход первого БПФ используется в качестве входа для второго БПФ, которое выполняется по набору отраженных импульсов. Результат этой операции дает скорость цели [95]. Так как боковые лепестки АЧХ БПФ имеют уровни около минус 13 дБ, то при разнице ОСШ отраженных сигналов от двух целей, превышающей это значение, отраженный сигнал от более дальней цели становится не детектируемым. Применение весового «окна» не решает проблемы из-за того, что отраженный сигнал в радиолокации затухает пропорционально четвертой степени от дальности. Так если две цели находятся на дальностях 10 м и 200 м, то отношение мощностей отраженных сигналов от них составляет около 52 дБ. На практике достичь такого подавления боковых лепестков за счет весового «окна» затруднительно.

Для решения указанной проблемы одновременного обнаружения ближних и дальних целей предлагается использовать длинный во времени фазоманипулированный зондирующий сигнал (PMCW-радар). В отличие от FMCW-радаров, в нем применяется только однократное БПФ для измерения скорости, поскольку для измерения дальности используется «классический» алгоритм измерения временной задержки.

В качестве зондирующего сигнала предлагается использовать последовательность де Брейна [199]. Длина этой фазоманипулированной последовательности может изменяться и всегда является степенью числа два. При этом данный сигнал имеет боковые лепестки автокорреляционной функции (АКФ) низкого уровня. Так, при длине последовательности в 128 элементов уровень боковых лепестков составляет около минус 30 дБ. Самое главное преимущество данного сигнала при фиксированной длине – это большое количество таких

последовательностей, которое можно случайным образом генерировать. Системой внутреннего контроля радара при его включении случайно назначается такая последовательность, за счет чего уменьшается вероятность их совпадения на двух аналогичных радарах, если они оказываются в зоне действия друг друга.

В реальных условиях РМСW-радары могут находиться в зоне действия друг друга, а соответственно могут создавать взаимные помехи. При этом второй радар будет являться целью для первого. Соответственно необходим параллельный обзор пространства. Поэтому измерение азимута будем выполнять с помощью набора лучей, расположенных с одинаковым угловым шагом. Для этого нами предлагается применить горизонтальную АР из N излучателей. Общая структурная схема радара приведена на рис. 5.1.

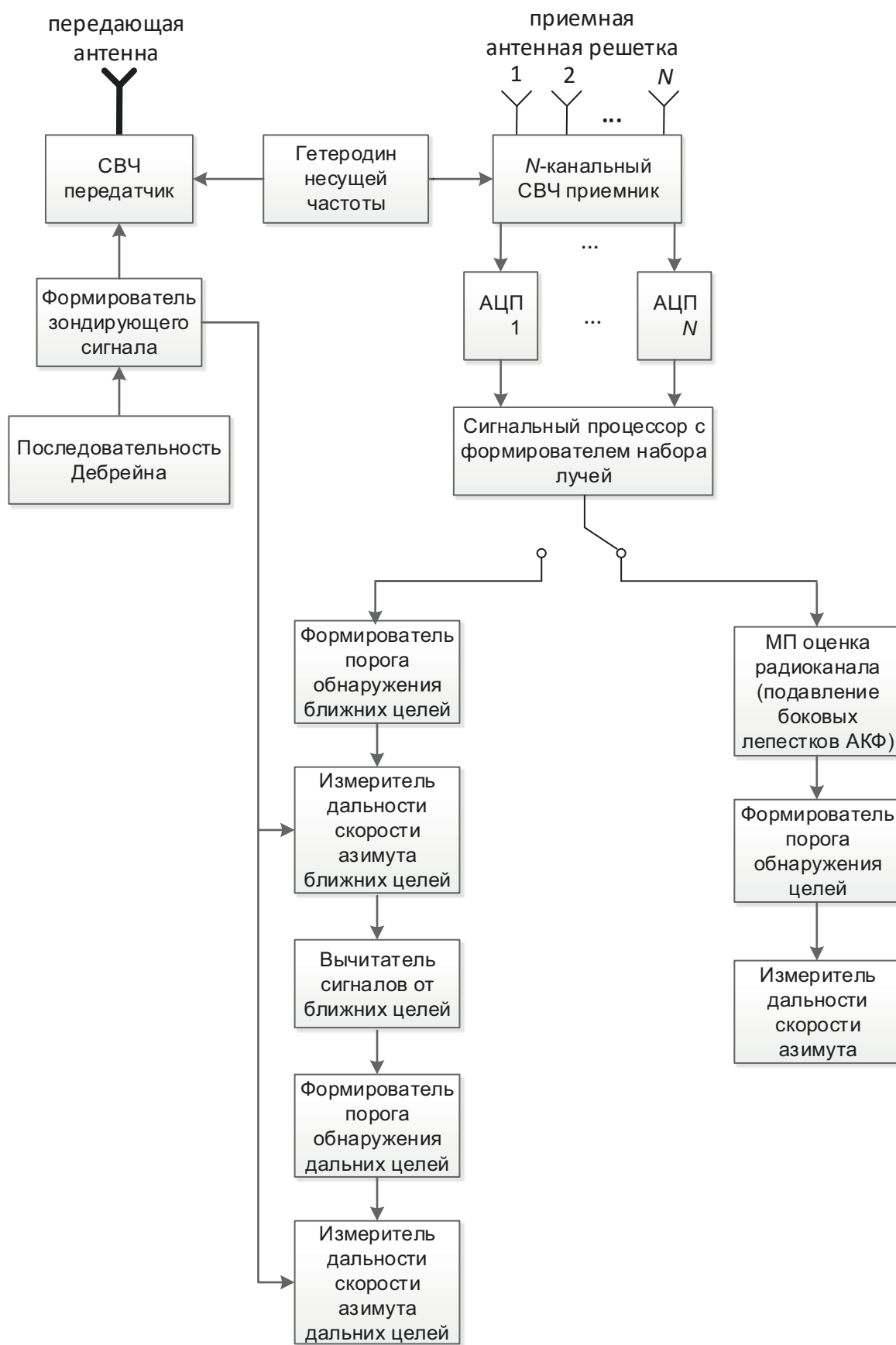


Рис. 5.1. Структурная схема PMCW-радара

Лучи формируются в сигнальном процессоре цифровом виде. Для этого в приемном радиочастотном тракте присутствует N -канальный СВЧ приемник и N АЦП. Оцифрованный сигнал с выходов АЦП поступает на вход сигнального процессора. В каждом из лучей предполагается независимое обнаружение целей, измерение их дальностей и скоростей. На этапе вторичной обработки в качестве азимута принимается центр того луча, в котором цель имеет максимальное ОСШ. Измерения дальности и скорости производятся простейшим способом по номеру дискрета в сформированной матрице дальность-скорость [156]. Матрица дальность-скорость содержит отсчеты отраженного сигнала, которые заполняют элементы матрицы сверху вниз и слева на право. Каждый столбец такой матрицы содержит отсчеты отраженного сигнала длительностью в один период зондирования. Тогда в строках матрицы дальность-скорость содержатся отсчеты отраженного сигнала с одной и той же дальности, но с разных периодов зондирования. Для измерения координат цели не применялись дополнительные алгоритмы по их уточнению координат внутри дискрета. Считалось, что цели могут находиться на дальности до 300 м.

Для одновременного правильного обнаружения ближних и дальних целей при низкой вероятности ложных тревог в работе рассматривается два подхода. Первый подход имеет невысокую вычислительную сложность, второй – повышенную, но при этом лучшие вероятностные характеристики за счет максимально-правдоподобной (МП) оценки импульсной характеристики радиоканала. Для оценки порога обнаружения в работе также применяется оригинальный алгоритм, имеющий невысокую вычислительную сложность. Для каждого из подходов выполняется численное моделирование вероятностей ложных тревог и пропуска целей [200].

5.1.1 Два подхода для обнаружения цели

Первый подход.

В реальных дорожных условиях из-за случайного расположения целей по дальности возникает проблема обнаружения слабых целей. Уровень отраженного

сигнала от цели на большой дальности может оказаться ниже уровня «остаточного фона» от цели, расположенной на близком расстоянии. Данный эффект возникает из-за того, что мощность отраженного сигнала уменьшается пропорционально четвертой степени от расстояния до цели [156].

Для дальнейших рассуждений введем следующие обозначения. Пусть r_{min} и r_{max} - минимальная и максимальная дальности цели, которые радар способен измерить (т.е. начало и конец дистанции по дальности), T_s - длительность последовательности де Брейна (зондирующего сигнала). В первом подходе для обнаружения слабых целей предлагается применить алгоритм Коттона - Шваба «clean» [201]. Он предполагает вычитание из принимаемого процесса «сильнейшего сигнала» на интервале его действия. Пусть для примера в эфире присутствует 3 цели, причем цели 2 и 3 даже после согласованной фильтрации не обнаруживаются. Суть предлагаемого алгоритма состоит в том, чтобы из суммарного принятого сигнала вычесть обнаруженный сигнал от цели 1 только на том интервале дистанции, на котором он присутствует (превышает порог).

Будем считать, что сигналы с большими амплитудами следует ожидать на дистанциях до r_b . Пусть дискретизация по дальности выполняется с шагом Δr , это соответствует числу сигнальных отсчетов равному $r_b/\Delta r$. Введем вектор наблюдений

$$\mathbf{X} = \sum_{n=1}^K a_n \mathbf{S}_n + \mathbf{Z}, \quad (5.1)$$

длиной $(L+r_b/\Delta r)$, где $L=cT_s/\Delta r$ - число дискретов по дальности. Этот вектор содержит сумму сигнальных векторов $a_n \mathbf{S}_n$ ($n=1, 2, 3, \dots, K$) и вектор шума $\mathbf{Z}$. Число K обозначает число ближних целей, у которых ОСШ велико. Максимально возможное число таких целей равно $r_b/\Delta r$. Вектор $\mathbf{S}_n$ имеет размерность $(L+r_b/\Delta r)$. Зондирующий сигнал (последовательность де Брейна) занимает здесь L ненулевых позиций в зависимости от дальности цели. Остальные $r_b/\Delta r$ позиций нулевые. Амплитуда a_n зависит от дистанции до цели и параметров радара. Сформируем матрицу $\mathbf{S}=[\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_K]$ обнаруженных целей из K векторов временных модельных сигналов. Эти цели (ближние) обнаруживаются путем сравнения отраженного

сигнала с пороговым значением. Процедура расчета порога обнаружения рассматривается далее.

Образуем проекционную матрицу [61]

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T, \quad (5.2)$$

где T – оператор транспонирования. Матрица $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$ имеет размерность $K \times K$. Приближенно векторы $\mathbf{S}_n$ можно считать ортогональными [202]. Тогда матрица $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$ становится диагональной и имеет в диагонали одинаковые числа, равные L . Умножим матрицу $\mathbf{P}$ на вектор наблюдений $\mathbf{X}$ и получим следующий результат

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{X} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{X} = \mathbf{X} - \frac{1}{L} \left[\mathbf{S}_1(\mathbf{S}_1^T \mathbf{X}) + \mathbf{S}_2(\mathbf{S}_2^T \mathbf{X}) + \dots + \mathbf{S}_K(\mathbf{S}_K^T \mathbf{X}) \right]. \quad (5.3)$$

Использование проектора (5.2) фактически даёт «вычитание принятых сигналов» из вектора наблюдений $\mathbf{X}$. Чтобы продолжить наблюдение на дистанциях более r_b , надо вместо вектора $\mathbf{X}$ поставить вектор $\mathbf{X}_1$ и выполнить согласованную обработку на всю дистанцию. Физический смысл вектора $\mathbf{X}_1$ состоит в том, что это входной сигнал с удаленными из него составляющими с выбранных дальностей.

Дополнительной проблемой при обнаружении слабых целей на фоне сильных является прохождение сигнала от сильных целей по боковым лепесткам ДН. Эта проблема возникает при расположении сильных и слабых целей на разных азимутах относительно нормали АР. Для решения указанной проблемы предлагается задействовать дополнительный приемный цифровой канал [144]. Будем называть этот приемный канал каналом подавления бокового лепестка (ПБЛ). Данный канал должен обладать диаграммой направленности (ДН) с равномерным усилением в широком азимутальном секторе, а его коэффициент усиления должен быть меньше, чем у суммарного канала. Суммарный канал – это канал, в котором присутствует суммарный сигнал со всего полотна антенной решетки, когда главный луч ДН направлен на некоторый азимут. Суммарный канал и канал ПБЛ формируются в цифровом виде в цифровом сигнальном процессоре.

Если амплитуда сигнала от цели в канале ПБЛ превышает амплитуду сигнала в суммарном луче на некоторое пороговое значение B , тогда в суммарном

луче эта цель исключается из рассмотрения (ее амплитуду приравнивают к нулю). Параметр B есть разница усиления суммарного луча и антенны канала ПБЛ. С учетом применения алгоритма (5.3) и канала ПБЛ на рис. 5.2. автором впервые предлагается следующая блок-схема первого подхода для обработки сигналов.



Рис. 5.2. Блок-схема первого алгоритма

Предлагается алгоритм (5.3) применять итерационно. Однако число таких итераций, как показали исследования, не превышает 2. Дальнейшее вычитание сигналов не приносит результатов. Это является основным недостатком данного алгоритма. Основным его достоинством является низкая вычислительная сложность.

Второй подход.

В общем случае задачу одновременного обнаружения сильных и слабых целей в радаре ближнего действия миллиметрового диапазона длин волн можно решить для произвольного расположения целей по дальности. При этом крайне желательно, чтобы в алгоритме использовалась одна матрица дальность-скорость. Это необходимо для уменьшения вычислительной сложности. Решение поставленной задачи можно получить с помощью максимально-правдоподобного подхода при оценивании импульсной характеристики радиоканала [202].

Рассмотрим задачу максимально правдоподобного оценивания дальности до цели с помощью сигнальной кодовой последовательности. Будем считать, что максимальное число элементов дальности равно $(m+1)$. Для каждого элемента дальности введем коэффициенты отражения $h(0), h(1), \dots, h(m)$. Для оценивания дальности до цели применяем последовательность сигналов $s(k)$ длительностью L . В этом случае приемник регистрирует последовательность сигналов

$$x(k) = \sum_{n=0}^m h(n)s(k-n) + z(k), \quad (5.4)$$

где k – дискретное время, $z(k)$ – отсчеты шума с нормальным распределением, нулевым средним и мощностью σ_0^2 .

Решение задачи представим более компактно в векторно-матричной форме. Введем вектор входных данных $\mathbf{X}=[x(1), x(2), \dots, x(L+m+1)]^T$, вектор шумов $\mathbf{Z}=[z(1), z(2), \dots, z(L+m+1)]^T$ и искомый вектор коэффициентов отражения $\mathbf{H}=[h(0), h(1), \dots, h(m)]^T$. Введем также набор векторов $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$ размерности $(L+m+1)$, содержащих сигнальную последовательность

$$\begin{cases} \mathbf{S}_0 = [s(1), s(2), \dots, s(L), 0, 0, \dots, 0]^T, \\ \mathbf{S}_1 = [0, s(1), s(2), \dots, s(L-1), s(L), 0, \dots, 0]^T, \\ \mathbf{S}_2 = [0, 0, s(1), \dots, s(L-1), s(L), 0, \dots, 0]^T, \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{m-1} = [0, \dots, 0, s(1), \dots, s(L-1), s(L), 0]^T, \\ \mathbf{S}_m = [0, \dots, 0, 0, s(1), \dots, s(L-1), s(L)]^T. \end{cases} \quad (5.5)$$

Векторы $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$ отличаются друг от друга тем, что сигнальная последовательность сдвигается на одну позицию при смене индекса дистанции на единицу. Объединим набор векторов $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$ в матрицу $\mathbf{S}$ следующим образом:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m). \quad (5.6)$$

Эта матрица имеет $(m+1)$ столбцов и $(L+m+1)$ строк. Если дискретность по дальности Δr , а максимальная дальность $r_{\max}$, то $(m+1)=r_{\max}/\Delta r$ и $(L+m+1)=(L+r_{\max}/\Delta r)$.

Теперь уравнение (5.4) можно записать в векторно-матричной форме

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{H} + \mathbf{Z}. \quad (5.7)$$

Функция правдоподобия имеет вид [203]

$$f(\mathbf{X}) = \frac{1}{(\pi\sigma_0^2)^{L+m}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{X} - \mathbf{S}\mathbf{H})^H (\mathbf{X} - \mathbf{S}\mathbf{H})}{\sigma_0^2}\right). \quad (5.8)$$

Максимально правдоподобная оценка для вектора $\mathbf{H}$ находится из уравнения [203], [204]:

$$\mathbf{M}\mathbf{H} = \mathbf{R}, \quad (5.9)$$

где матрица $\mathbf{M}$ и вектор $\mathbf{R}$ имеют следующий вид: $\mathbf{M} = \mathbf{S}^T \mathbf{S}$ и $\mathbf{R} = \mathbf{S}^T \mathbf{X}$. Матрица $\mathbf{M}$ размерностью $(m+1) \times (m+1)$ является эрмитовой и представляет собой матрицу Грамма, составленную из скалярных произведений векторов $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$. Компоненты вектора $\mathbf{R}$ являются скалярными произведениями векторов $\mathbf{S}_n$ и вектора $\mathbf{X}$ входных сигналов.

Решение уравнения (5.9) дает оценку коэффициентов отражения $h(n)$ ($n=0, 1, 2, \dots, m$) в виде

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{X}. \quad (5.10)$$

Если векторы $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$ взаимно ортогональны и имеют одинаковую норму, то обратная матрица $\mathbf{M}^{-1}$ имеет диагональный вид с одинаковыми диагональными элементами. Это значит, что оценка вектора $\mathbf{H}$ равна вектору $\mathbf{R}$. Такая обработка сигналов широко используется на практике даже в том случае, когда векторы $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$ являются не ортогональными. Чтобы получить более точные результаты, следует принимать во внимание обратную матрицу $\mathbf{M}^{-1}$ в формуле (5.10).

Требование ортогональности векторов $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$ имеет большое значение. Если кодовая последовательность выбрана неудачно (нет ортогональности этих векторов), то матрица $\mathbf{M}$ становится близкой к сингулярной матрице, а некоторые ее собственные числа становятся близкими к нулю. Это приводит к уменьшению точности оценивания. Чтобы обеспечить хорошую точность оценивания, необходимо выбрать кодовую последовательность таким образом, чтобы базис, построенный на векторах $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$, был максимально близок к ортогональному базису. Для этого детерминант матрицы $\mathbf{M}$ должен быть близок к максимальному значению, равному $(\det(\mathbf{M}))_{\max} = L^{m+1}$ при единичной амплитуде сигнала.

Для выяснения смысла оценки (5.10) введем систему так называемых взаимных векторов. Эти векторы являются взаимными по отношению к векторам $\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_m$. Матрица взаимных векторов имеет вид

$$\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{S}(\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1}. \quad (5.11)$$

Физический смысл взаимных векторов состоит в том, что они позволяют максимизировать прием отраженного сигнала от цели только в том дискрете по дальности, на котором она присутствует. На всех остальных дискретах по дальности уровень отраженного сигнала от нее минимизирован. Тогда оценка (5.10) будет равна [202]

$$\mathbf{X}_1 = \tilde{\mathbf{S}}^T \mathbf{X}. \quad (5.12)$$

Таким образом, сигнал X_1 есть тот сигнал, который необходимо использовать для дальнейшего измерения дальности и измерения скорости (через БПФ) вместо принятого сигнала X . На рис. 5.3 автором впервые предлагается следующая блок-схема второго подхода для цифровой обработки сигналов.

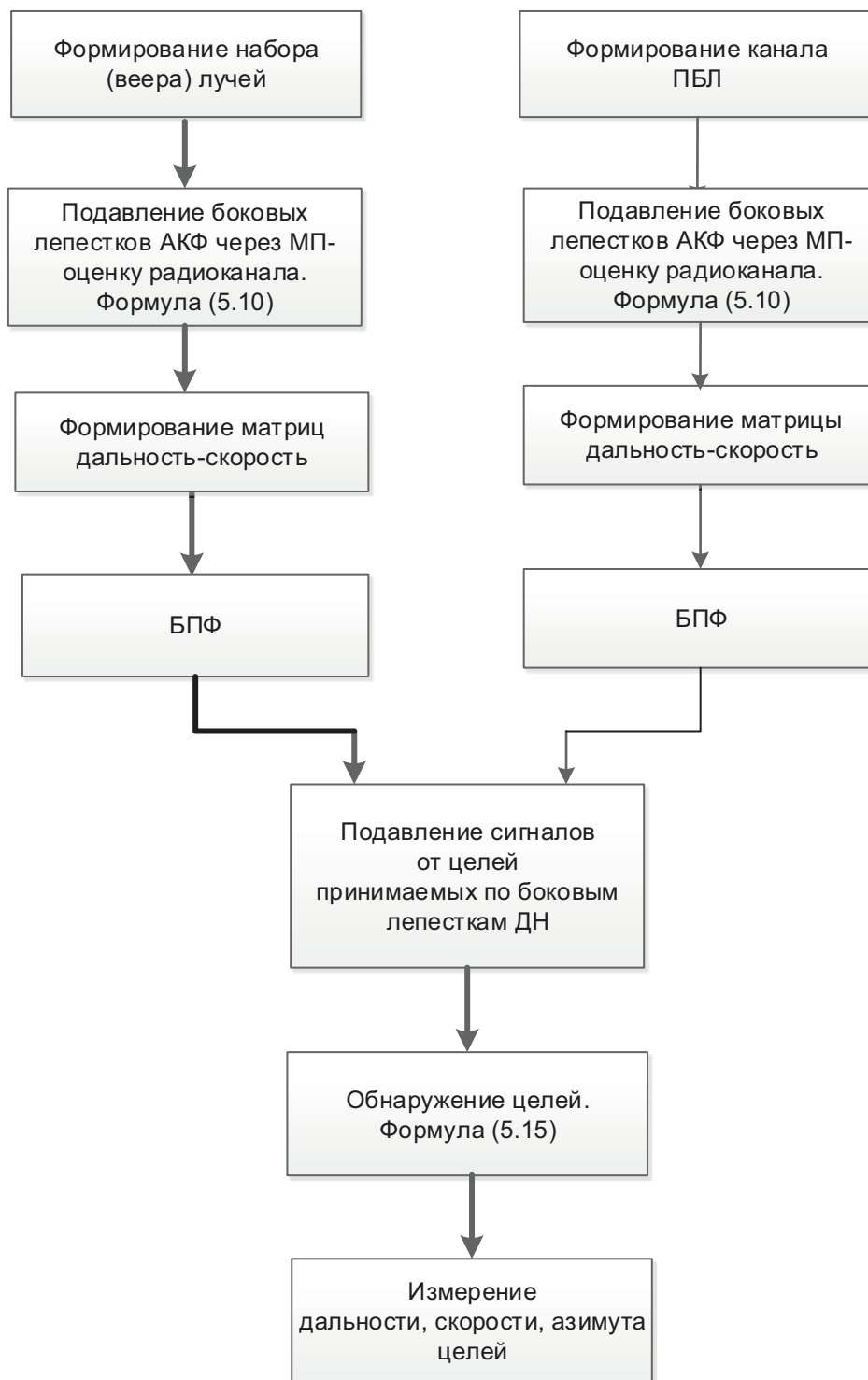


Рис. 5.3. Блок-схема второго алгоритма

Из (5.12) ясно, что процедура оценивания коэффициентов отражения $h(n)$ ($n=0, 1, 2, \dots, m$) сводится к проектированию вектора $\mathbf{X}$ принятых сигналов на систему взаимных векторов $\tilde{\mathbf{S}}$. Каждая проекция вектора $\mathbf{X}$ дает оценку одного коэффициента.

Произведем оценку вычислительной сложности второго подхода (как наиболее сложного) и сравним ее с алгоритмом согласованной фильтрации, традиционно применяемым в радиолокации. Будем измерять число сложений и число умножений в каждом из алгоритмов. В формуле (5.12) матрица $\tilde{\mathbf{S}}$ не меняется в процессе измерений, поэтому может быть заранее рассчитана и сохранена в памяти вычислителя (сигнального процессора). Поэтому для перемножения в (5.12) матрицы на вектор требуется $(m+1)(L+m+1)$ комплексных умножений и столько же сложений. Здесь $L=cT_s/\Delta r$, $m=r_b/\Delta r$. В случае согласованной фильтрации также заранее формируется матрица размерностью $[(L+m) \times (m)]$, которая перемножается с вектором входного процесса размерностью $[m \times 1]$. Поэтому для выполнения согласованной фильтрации требуется $m(L+m)$ комплексных умножений и столько же сложений. Как видно из приведенных оценок, второй подход имеет большую вычислительную сложность, чем традиционный. Разница в числе комплексных умножений и сложений составляет $(L+2m+1)$.

Взаимные векторы не являются ортогональными, так как матрица Грамма $\tilde{\mathbf{S}}^T \tilde{\mathbf{S}} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1}$ недиагональная [61]. В то же время $\tilde{\mathbf{S}}^T \mathbf{S} = \mathbf{I}$. Это значит, что взаимный вектор с индексом k является ортогональным всем исходным векторам, кроме вектора с индексом k . Благодаря этому возможно независимое оценивание величины отраженного сигнала от объекта, находящегося в конкретном кванте по дальности.

Физический смысл предлагаемого второго подхода состоит в подавлении сигналов, проходящих через боковые лепестки АКФ за счет максимально правдоподобной оценки коэффициентов импульсной характеристики радиоканала с их последующей ортогонализацией. Таким образом, в принятом сигнале подавляются компоненты со всех дальностей, кроме рассматриваемой.

Помимо блока МП-оценки радиоканала для подавления отраженного сигнала от целей, находящихся на одном азимуте, но на разных дальностях, через боковые лепестки автокорреляционной функции (в процедуре согласованной фильтрации) в схему алгоритма включено использование канала ПБЛ. Как и в первом подходе, канал ПБЛ необходим для подавления сигнала от целей находящихся на разных азимутах, принимаемых боковыми лепестками ДН в текущем луче.

5.1.2 Алгоритм формирования порога обнаружения

Заключительным этапом первого и второго подходов является измерение дальности и скорости цели. Для того чтобы сделать это корректно, необходимо правильно обнаружить цели. Под правильным обнаружением целей понимается одновременное обеспечение необходимой вероятности ложной тревоги p_{fa} и вероятности пропуска целей p_{md} на дальности до 300 м.

На последнем шаге каждого из подходов имеется матрица дальность-скорость $\mathbf{F}$ размерностью $[N_r \times N_v]$, где N_r – число дискретов по дальности, N_v – число дискретов по скорости.

Для обнаружения целей рассчитывается порог обнаружения T_h . Сигналы, которые в матрице $\mathbf{F}$ превышают этот порог, считаются целями. Вычислим алгебраическое среднее по абсолютным значениям всех элементов матрицы $\mathbf{F}$ (включая сами цели)

$$T_{h1} = \frac{1}{N_r * N_v} \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_v} |F(i, j)|. \quad (5.13)$$

Далее вычисляется СКО по всем элементам этой матрицы

$$\sigma_2 = \sqrt{\frac{1}{N_r * N_v} \sum_i \sum_j (|F(i, j)| - T_{h1})^2}. \quad (5.14)$$

Порог рассчитывается следующим образом

$$T_h = T_{h1} + n * \sigma_2, \quad (5.15)$$

где параметр n адаптируется (подбирается) для достижения требуемой вероятности ложной тревоги p_{fa} и вероятности пропуска целей p_{md} . Расчет выражений (5.13) и

(5.14) предполагается делать в режиме реального времени. А адаптация параметра n осуществляется однократно на этапе регулировки радара в безэховой камере с помощью имитаторов отраженных сигналов. Это оригинальная идея, предлагаемая автором.

Основными преимуществами данного алгоритма оценивания порога обнаружения являются его низкая вычислительная сложность и адаптивность подстройки под текущую сигнально-помеховую ситуацию.

5.1.3 Результаты численного моделирования

Для проверки предложенных подходов по одновременному обнаружению сильных и слабых целей было проведено численное моделирование. Горизонтальная линейная антенная решетка радиолокатора состояла из $N=20$ излучателей. В азимутальной плоскости формировалось Q лучей ($Q=21$) с шагом $\theta=1^\circ$ в секторе $[-10^\circ..+10^\circ]$. Несущая частота $f_0=77$ ГГц, а межэлементное расстояние в решетке, нормированное на длину волны $d_\lambda=0,7$. Период зондирования составлял $T=2$ мкс, в качестве зондирующего сигнала использовалась последовательность де Брейна с числом элементов $L=128$, частота дискретизации сигнала составляла $F_s=100$ МГц (соответственно длительность последовательности де Брейна была равна $T_s = 1,28$ мкс). Основные параметры радиочастотной части: мощность передатчика $P_{tx} = 50$ дБм, эффективная поверхность рассеивания (ЭПР) цели $\sigma = 10$ м², усиление передающей антенны $G_{tx} = 5$ дБ, усиление приемной антенны $G_{rx} = 3$ дБ, шум-фактор приемника $N_f = 5$. Число дискретов по дальности при формировании матрицы дальность-скорость $N_r = 200$, число дискретов по скорости (размерность БПФ) $N_v = 512$. Порог B между амплитудой сигнала в текущем луче и канале ПБЛ равнялось 6 дБ.

Рассмотрим два сценария. В первом сценарии присутствует 5 целей, во втором – 8 целей. Для проверки возможности обнаружения слабых целей в первом сценарии расположим все цели на одинаковом азимуте (0 градусов). Дальности до целей и их азимуты и скорости представлены на рис. 5.4а. На данном рисунке квадратными маркерами обозначены координаты каждой из целей в пространстве азимут-дальность. Рядом с каждым маркером указана скорость v_i цели. На рис. 5.4б

приведена осциллограмма выхода согласованного с зондирующим сигналом фильтра, когда не применяется ни один из алгоритмов. Как видно из графика, на фоне шумов выделяется только ближайшая цель №1.

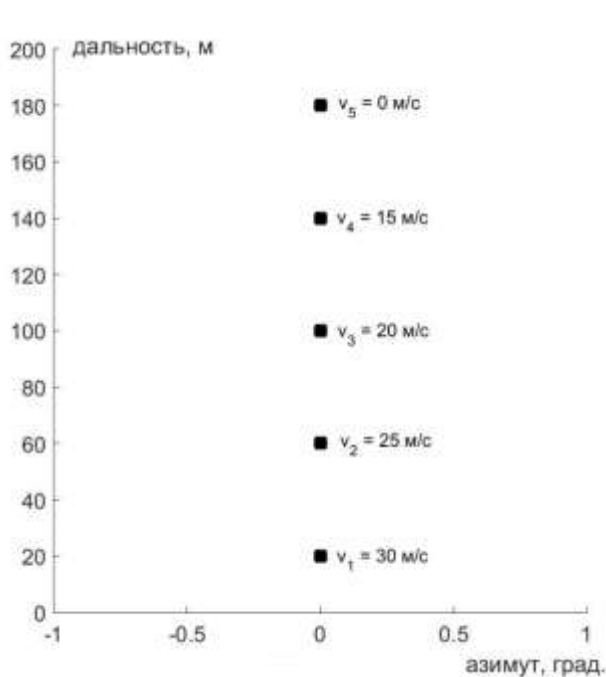


Рис. 5.4а. Расположение 5-ти целей на одном азимуте

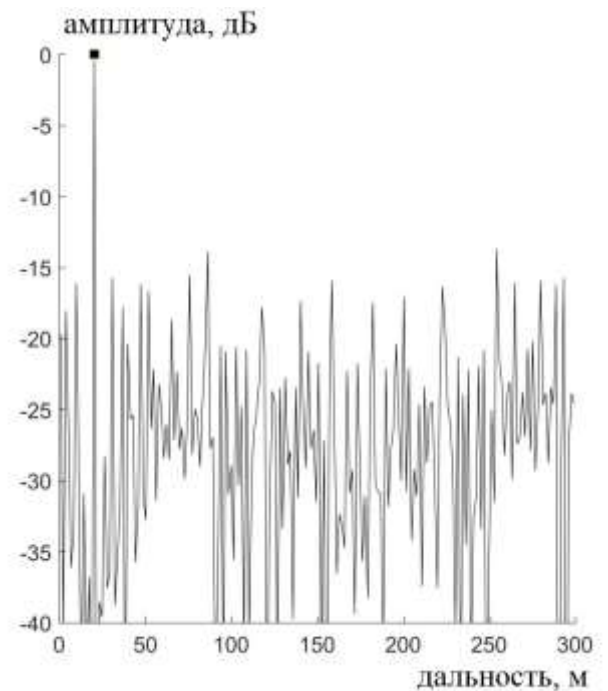


Рис. 5.4б. Выходной сигнал согласованного фильтра без использования алгоритмов для 5-ти целей на одном азимуте и разных дальностях

Осциллограмма сигнала после однократного применения первого алгоритма изображена на рис. 5.4в. Как видно из графиков на фоне шумов выделяются следующие по дальности цели №2 и №3.

Осциллограмма сигнала после применения второго алгоритма изображена на рис. 5.4г. Видно, что все цели отчетливо выделяются на фоне шумов. При этом сам уровень шума после второго алгоритма приблизительно на 20 дБ ниже, чем после первого.

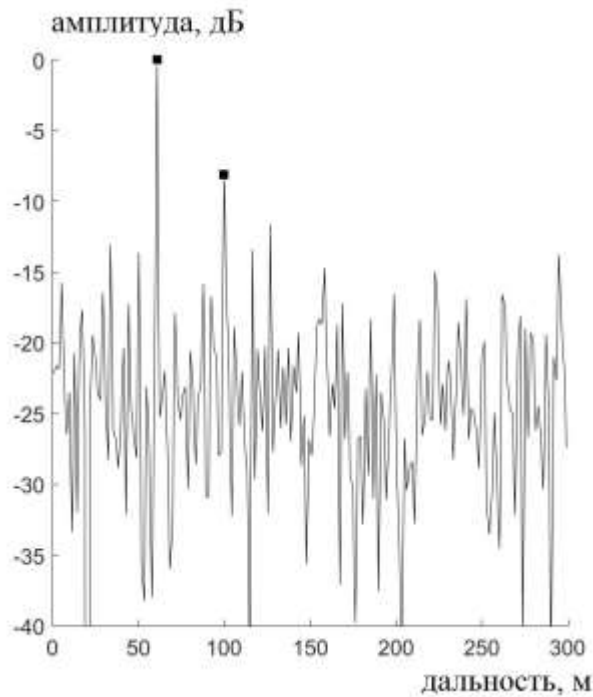


Рис. 5.4в. Выходной сигнал согласованного фильтра после применения алгоритма №1 для 5-ти целей на одном азимуте и разных дальностях

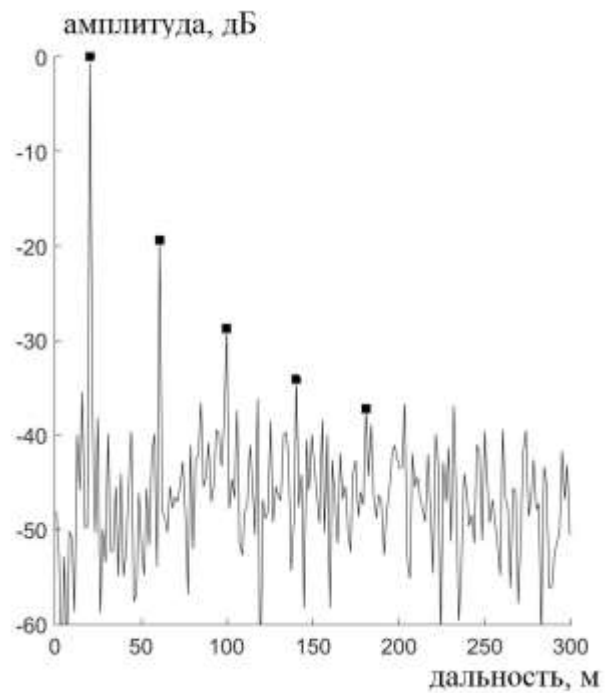


Рис. 5.4г. Выходной сигнал согласованного фильтра после применения алгоритма №2 для 5-ти целей на одном азимуте и разных дальностях

В реальной ситуации цели могут располагаться на различных азимутах. Для оценки вероятности ложной тревоги и пропуска целей был использован второй сценарий (с восемью целями). Выбранные дальности, скорости и азимуты целей для него изображены на рис. 5.5а.

Для вычисления этих вероятностей было проведено Монте-Карло моделирование. Дальности до целей выбирались случайным образом по гауссову распределению со средним значением, изображенным на рис. 5.5а и дисперсией 20 м. Скорости и азимуты целей были постоянными. Для каждой из 1000 реализаций определялось, была ли ложная тревога или пропуск целей исходя из вычисленного порога в каждом из предложенных подходов.

Считалось, что произошла ложная тревога, если хотя бы 1 раз в любом из лучей был превышен порог за исключением тех ячеек, где находятся сами цели. Считалось, что цель пропущена, если хотя бы одна цель не превысила порог ни в одном из лучей.

На рис. 5.5б отображены вероятности ложной тревоги для обоих предлагаемых алгоритмов и вероятности пропуска целей. Как видно из графиков для обоих алгоритмов имеются возможности достичь низкую вероятность ложной тревоги и при этом не пропустить ни одной цели.

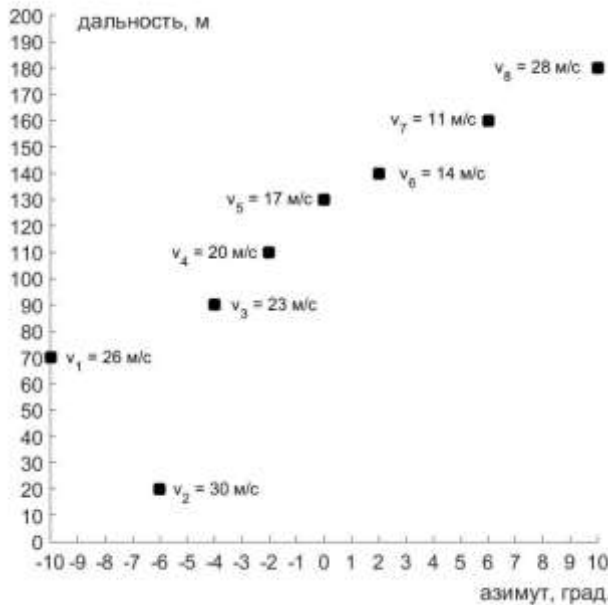


Рис. 5.5а. Расположение 8-ми целей на разных азимутах

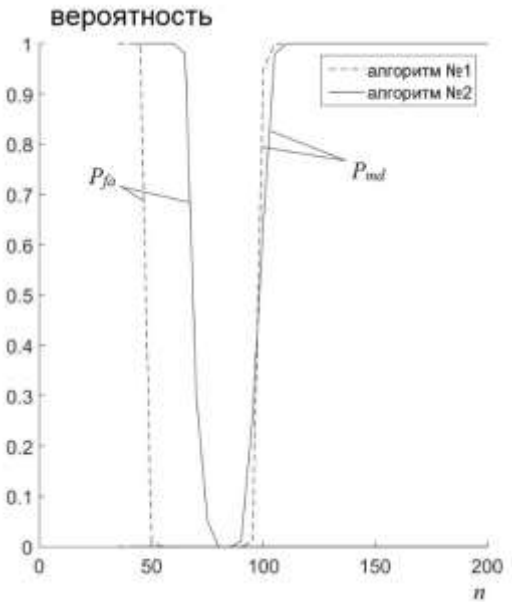


Рис. 5.5б. Вероятность ложной тревоги и пропуска целей для обоих алгоритмов при 8 целях

Далее для второго сценария (с восемью целями) было проведено аналогичное моделирование для оценки средней ошибки измерения дальности r_e , скорости v_e и азимута θ_e целей (J -номер цели) после правильного их обнаружения. Результаты представлены на рис. 5.5в. Как видно из графиков средняя ошибка не превышает размера дискрета в матрице дальность-скорость по каждому из параметров (дискрет по дальности 1,5 м, по скорости 1,16 м/с, по азимуту 1 градус).

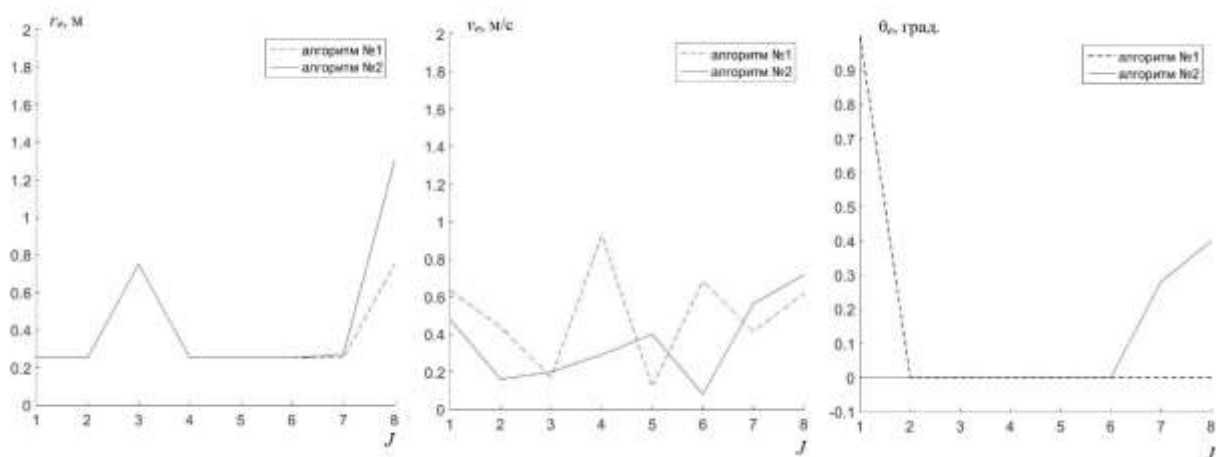


Рис. 5.5в. Ошибка измерения расстояния, скорости и азимута для обоих алгоритмов для каждой из 8 целей

Таким образом, оба предложенных подхода по обнаружению слабых целей с последующим измерением их параметров являются эффективными применимыми на практике в зависимости от имеющихся вычислительных ресурсов. При этом второй подход является более универсальным, но и более вычислительно сложным.

5.2 Методы одновременного обнаружения ближних и дальних целей в условиях воздействия однотипных помех

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работе [101].

Из-за увеличения количества используемых радаров ближнего действия по причине их компактных размеров возникла проблема помехозащищенности [55], [56], [205], [206]. Каждый радар для измерения расстояния, скорости и угловых координат цели излучает в пространство зондирующий сигнал. Для встречной цели с аналогичным радаром этот сигнал будет являться активной помехой. Особенностью такой помехи является пространственное совпадение источника помехи и полезного эхо-сигнала, что приводит к плохой эффективности известных методов адаптивного подавления помехи [207], [208].

В настоящем разделе исследуется проблема одновременного обнаружения ближних и дальних целей в PMCW-радаре миллиметрового диапазона длин волн при воздействии активных помех. Предложены два метода, первый из которых

основан на подавлении помех в частотной области, а второй – на максимально правдоподобной оценке радиоканала и подавлении помех во временной области. Разработан также оригинальный алгоритм измерения порога обнаружения помеховых и непомеховых целей. Помеховыми целями считаются встречные или сопутствующие подвижные объекты, на которых работают активные аналогичные радары, непомеховыми целями – подвижные объекты, на которых аналогичные радары не включены.

5.2.1 Структура радара

Для решения указанной проблемы в качестве тестового устройства предлагается использовать РМСW-радар, структурная схема которого приведена на рис. 5.6, в котором используются следующие сокращения: СВЧ – сверхвысокочастотный, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, КМ – корреляционная матрица, МП – максимально правдоподобный, ПБЛ – подавление бокового лепестка. Радар построен по классической схеме с супергетеродинным приемником для переноса сигнала на промежуточную частоту. Зондирующий сигнал излучается в пространство с одиночного излучателя с широкой в азимутальной плоскости ДН. Отраженный сигнал принимается плоской горизонтальной АР. Подавление помех от встречных целей с последующим измерением их дальности, скорости и азимута происходит в цифровом виде на базе цифрового сигнального процессора.

Процесс измерений в радаре можно разделить на три этапа. На первом этапе выполняются оценки корреляционной матрицы (КМ) помех $\mathbf{M}$ в элементах АР и азимутов помеховых целей. Второй этап посвящен измерению координат непомеховых целей, а третий – заключается в измерении координат помеховых целей. Данное разделение обусловлено необходимостью отдельного измерения координат (дальность, скорость, азимут) помеховых целей и непомеховых целей.

Этап 1. Измерение КМ $\mathbf{M}$ помех и азимутов помеховых целей происходит в специально отведенные интервалы времени между соседними периодами зондирования в конце дистанции по дальности. Максимально правдоподобная оценка КМ имеет вид [101]

$$\mathbf{M} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_1(l) \mathbf{X}_1^H(l), \quad (5.16)$$

где $\mathbf{X}_1(l)$ – l -ая выборка вектора-столбца суммы принятых АР помех и тепловых шумов размерностью $[N \times 1]$, N – число излучателей в АР, L – число выборок входного процесса.

Измерение азимутов помех будем производить с помощью известного метода MUSIC [60], в соответствии с которым азимутальные координаты φ_i помех соответствуют пикам сверхразрешающей функции

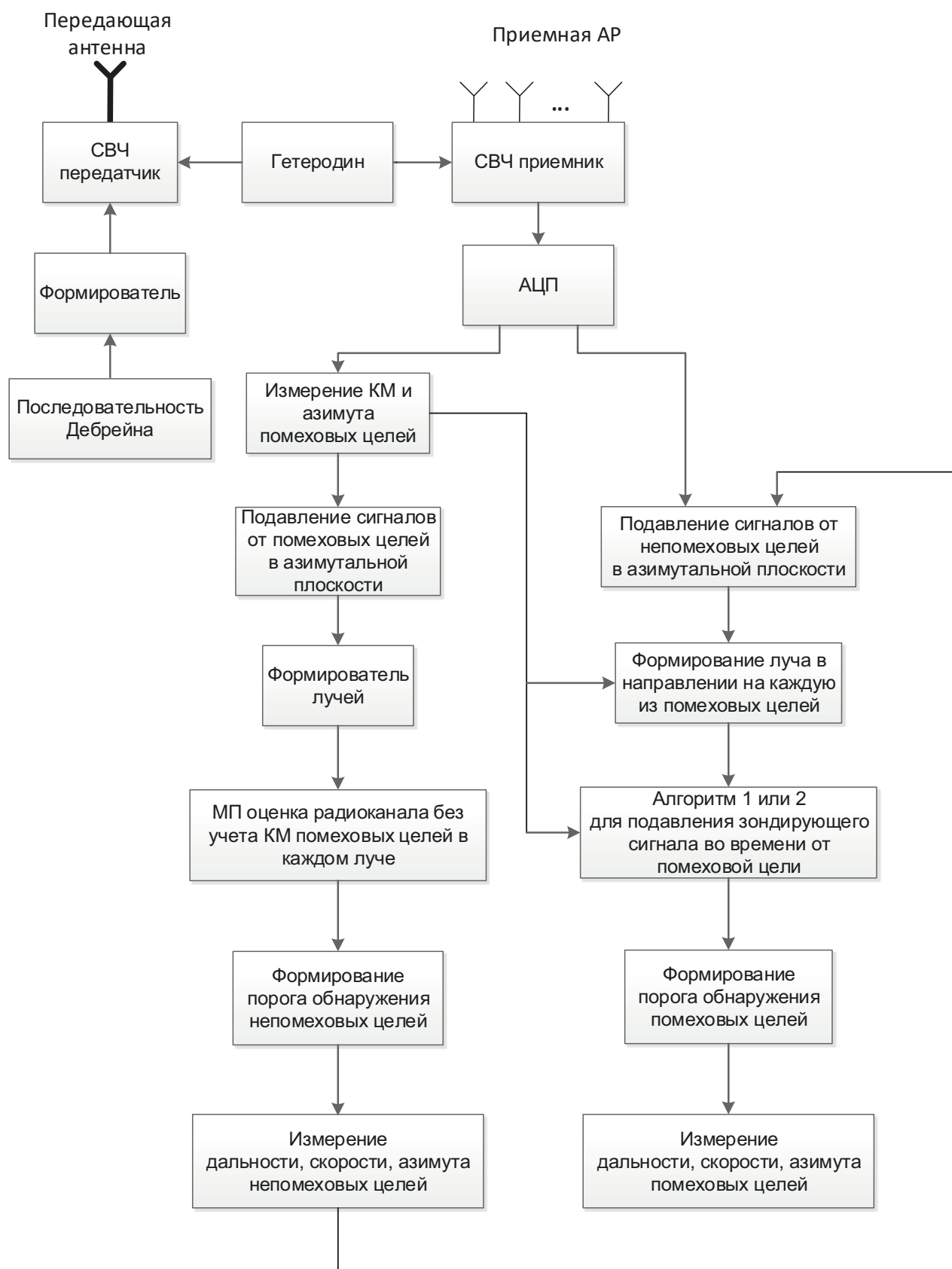


Рис. 5.6. Структурная схема PMCW-радара

$$g(\varphi) = \frac{1}{\sum_{n=B+1}^N |\mu_j^H(\varphi) \mathbf{v}_n|^2}, \quad \mu_j = \left\| \exp(i2\pi n d_\lambda \sin(\varphi)) \right\|_{n=1, \overline{N}}, \quad (5.17)$$

где $\mathbf{v}_n$ – собственный вектор КМ $\mathbf{M}$, d_λ – межэлементное расстояние в длинах волн, φ – азимутальный угол, B – параметр метода MUSIC, физический смысл которого заключается в эффективном числе помеховых целей, присутствующих в эфире. Измеренные азимуты помеховых целей $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_K$ запоминаются, K – измеренное число помеховых целей.

Этап 2 посвящен измерению координат непомеховых целей. Для этого из суммарного принятого сигнала $\mathbf{X}$ вычитаются сигналы от помеховых целей, за счет формирования провалов в ДН на азимутах $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_K$ помеховых целей. Эту процедуру можно выполнить с помощью проекционного метода [59], [202]. В результате получим выходной сигнал y равный

$$y = \mathbf{P}\mathbf{X}, \quad \mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{S}[\mathbf{S}^H \mathbf{S}]^{-1} \mathbf{S}^H, \quad \mathbf{S} = \{\mathbf{S}(\varphi_1), \mathbf{S}(\varphi_2), \dots, \mathbf{S}(\varphi_K)\},$$

$$\mathbf{S}(\varphi_k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(i2\pi n d_\lambda \sin(\varphi_k)), \quad n = 1 \dots N, \quad k = 1 \dots K. \quad (5.18)$$

где $\mathbf{P}$ – проекционная матрица на помеховое подпространство, $\mathbf{S}$ – матрица, сформированная из векторов-столбцов $\mathbf{s}(\varphi_k)$ размерностью $[N \times 1]$.

Этап 3 заключается в измерении координат помеховых целей (подвижных объектов, на которых работают активные радары). По очереди по аналогии с (5.18) выполняется выделение по пространству сигнала от каждой помеховой цели, с учетом того, что азимуты непомеховых целей были измерены на этапе 2. В результате этого в оставшемся сигнале остается только сумма отражённого от k -ой помеховой цели зондирующего сигнала, помехи от передатчика K -й помеховой цели и тепловых шумов.

Все дальнейшие сложности связаны с вычитанием этой помехи. Поскольку и отраженный зондирующий сигнал, и помеха приходят из одного и того же азимута, то вычесть ее с помощью известных методов адаптивного подавления помехи становится невозможным [101]. Рассмотрим два метода для решения данной проблемы и алгоритм измерения порога обнаружения помеховых и непомеховых целей.

5.2.2 Два подхода к обнаружению целей в условиях воздействия однотипных помех

Первый метод для обнаружения цели (частотный)

На втором этапе (после пространственного вычитания помеховых целей) в общем случае возникает задача одновременного обнаружения сильных и слабых непомеховых целей при их произвольном расположении по дальности. Решение этой задачи можно получить с помощью максимально-правдоподобного метода при оценивании импульсной характеристики радиоканала [58]. На рис. 5.7. автором впервые предлагается следующая блок-схема первого подхода для обработки сигналов в условиях воздействия однотипных помех.

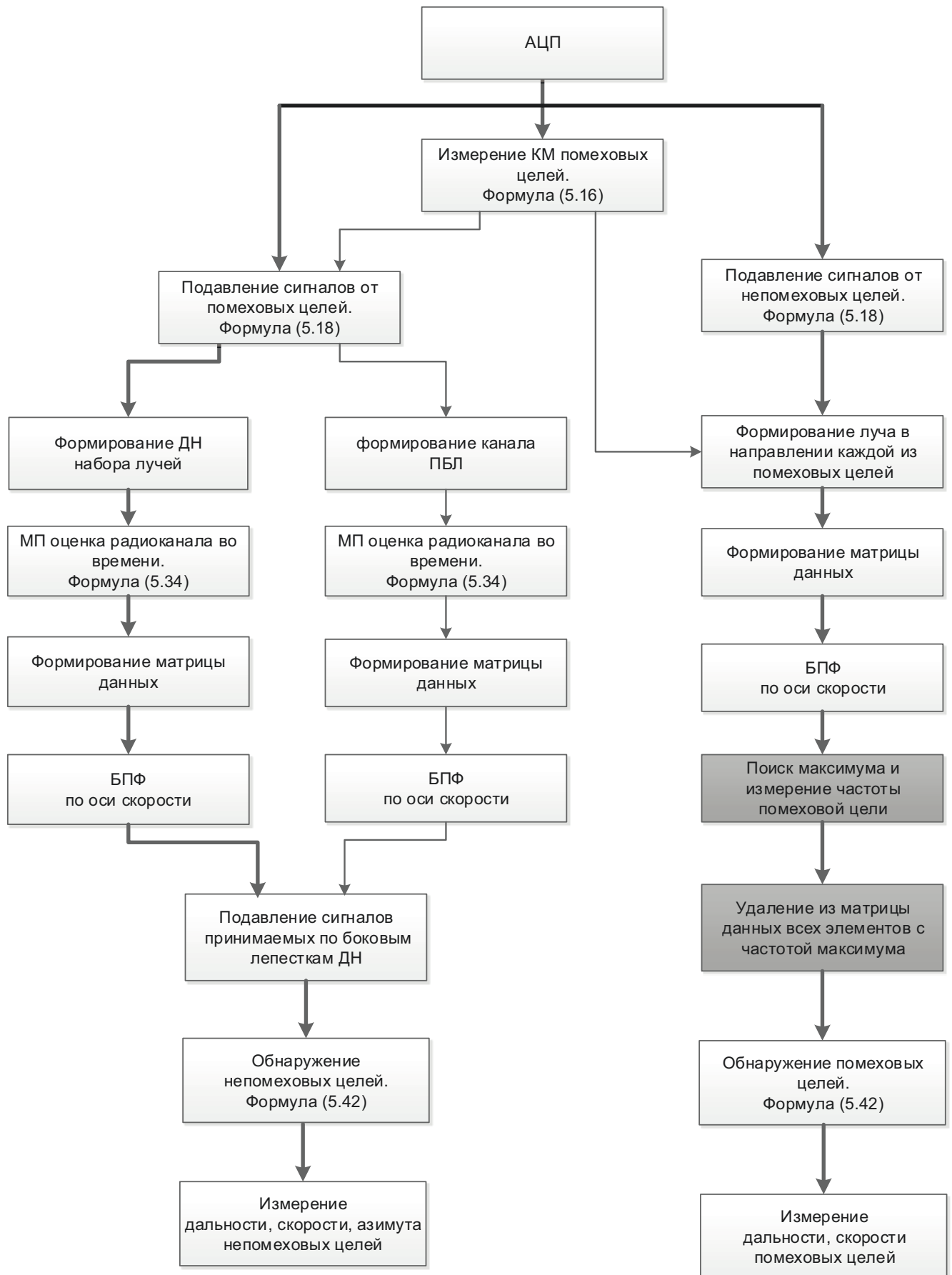


Рис. 5.7. Блок-схема первого алгоритма

Рассмотрим максимально правдоподобное оценивание дальности до цели с помощью сигнальной кодовой последовательности. Будем считать, что максимальное число элементов дальности равно $(m+1)$, и введем соответствующие коэффициенты отражения $h(0), h(1), \dots, h(m)$. Для оценивания дальности до цели применим последовательность сигналов $s(t)$ длительностью Q . В этом случае приемник регистрирует последовательность сигналов

$$x(t) = \sum_{q=0}^m h(q)s(t-q) + z(t) \quad (5.19)$$

где t – дискретное время, $z(t)$ – отсчеты гауссова шума с нулевым средним и мощностью σ_0^2 .

Физический смысл первого слагаемого в формуле (5.19) поясняется на рис. 5.8. В зависимости от дальности до цели прием отраженного от нее сигнала начинается и заканчивается в разные моменты времени t . Так если цель находится на дальности $r_{\max}$, прием отраженного сигнала начинается в момент времени $\tau_{\max}$ и заканчивается в момент $(\tau_{\max} + Q)$.

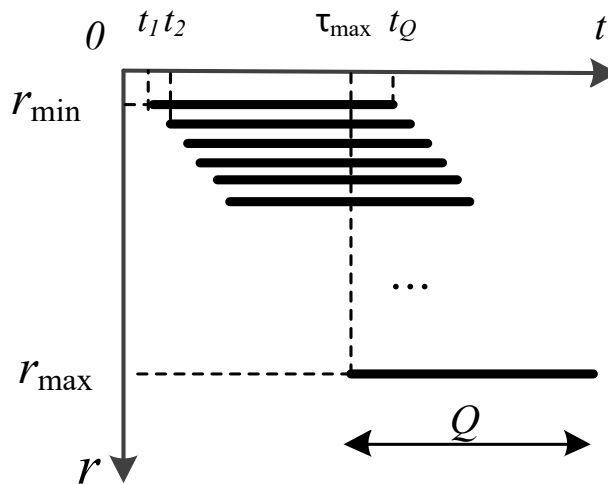


Рис. 5.8. Схема МП-оценивания радиоканала

Решение задачи представим более компактно в векторно-матричной форме. Введем вектор входных данных $\mathbf{X}=[x(1), x(2), \dots, x(Q+m+1)]$, вектор шумов $\mathbf{Z}=[z(1), z(2), \dots, z(Q+m+1)]$ и искомый вектор коэффициентов отражения

$\mathbf{H}=[h(0),h(1),\dots,h(m)]$. Введем также набор векторов $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_m$ размерности $(Q+m+1)$, содержащих сигнальную последовательность

$$\begin{cases} \mathbf{D}_0 = [s(1), s(2), \dots, s(Q), 0, 0, \dots, 0]^T, \\ \mathbf{D}_1 = [0, s(1), s(2), \dots, s(Q-1), s(Q), 0, \dots, 0]^T, \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{m-1} = [0, \dots, 0, s(1), \dots, s(Q-1), s(Q), 0]^T, \\ \mathbf{D}_m = [0, \dots, 0, 0, s(1), \dots, s(Q-1), s(Q)]^T. \end{cases} \quad (5.20)$$

Векторы $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_m$ отличаются друг от друга тем, что сигнальная последовательность сдвигается на одну позицию при смене индекса дистанции на единицу. Объединим набор векторов $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_m$ в матрицу $\mathbf{D}$ следующим образом:

$$\mathbf{D} = (\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_m). \quad (5.21)$$

Эта матрица имеет $(m+1)$ столбцов и $(Q+m+1)$ строк. Если дискретность по дальности составляет Δr , а максимальная дальность равна $r_{\max}$, то $(m+1)=r_{\max}/\Delta r$ и $(L+m+1)=(L+r_{\max}/\Delta r)$.

Теперь уравнение (5.19) можно записать в векторно-матричной форме

$$\mathbf{X} = \mathbf{D}\mathbf{H} + \mathbf{Z}, \quad (5.22)$$

Функция правдоподобия относительно $\mathbf{H}$ имеет вид [58]

$$f(\mathbf{X}) = \frac{1}{(\pi\sigma_0^2)^{Q+m}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{X} - \mathbf{D}\mathbf{H})^H (\mathbf{X} - \mathbf{D}\mathbf{H})}{\sigma_0^2}\right). \quad (5.23)$$

Максимально правдоподобная оценка для вектора $\mathbf{H}$ находится из уравнения:

$$\mathbf{M}\mathbf{H} = \mathbf{R}, \quad (5.24)$$

где матрица $\mathbf{M}$ и вектор $\mathbf{R}$ имеют следующий вид: $\mathbf{M} = \mathbf{D}^H \mathbf{D}$ и $\mathbf{R} = \mathbf{D}^H \mathbf{X}$.

Матрица $\mathbf{M}$ является эрмитовой и представляет собой матрицу Грамма, составленную из скалярных произведений векторов $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_m$:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_0^H \mathbf{D}_0 & \mathbf{D}_0^H \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_0^H \mathbf{D}_2 & \dots & \mathbf{D}_0^H \mathbf{D}_m \\ \mathbf{D}_1^H \mathbf{D}_0 & \mathbf{D}_1^H \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_1^H \mathbf{D}_2 & \dots & \mathbf{D}_1^H \mathbf{D}_m \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{D}_m^H \mathbf{D}_0 & \mathbf{D}_m^H \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_m^H \mathbf{D}_2 & \dots & \mathbf{D}_m^H \mathbf{D}_m \end{pmatrix}. \quad (5.25)$$

Это квадратная матрица размерности $(m+1) \times (m+1)$.

Элементами главной диагонали матрицы $\mathbf{M}$ являются квадраты модулей векторов $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_m$. Будем предполагать, что сигналы кодовой последовательности имеют одинаковые амплитуды $|s|$. Тогда диагональные элементы $M(q,q)$ равны между собой:

$$M(q,q) = \mathbf{D}_q^H \mathbf{D}_q = |s|^2 Q, \quad (q = 0, 1, \dots, m). \quad (5.26)$$

Компоненты вектора $\mathbf{R}$ являются скалярными произведениями векторов $\mathbf{D}_q$ и вектора $\mathbf{X}$ входных сигналов.

Решение (5.24) дает оценку коэффициентов отражения $h(q)$ ($q=0, 1, 2, \dots, m$) в виде

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R} = (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{X}. \quad (5.27)$$

Подставим вектор принятых сигналов (5.22) в (5.27) и найдем, что

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{Z}. \quad (5.28)$$

Оценка $\hat{\mathbf{H}}$ – случайная величина. Так как $\langle \mathbf{Z} \rangle = 0$, то среднее значение оценки $\langle \hat{\mathbf{H}} \rangle = \mathbf{H}$, то есть оценка $\hat{\mathbf{H}}$ является несмещенной.

Точность оценивания определяется матрицей ошибок, которая равна

$$\mathbf{\Lambda} = \langle (\hat{\mathbf{H}} - \langle \hat{\mathbf{H}} \rangle) (\hat{\mathbf{H}} - \langle \hat{\mathbf{H}} \rangle)^H \rangle. \quad (5.29)$$

Используя (5.28), преобразуем это выражение к виду

$$\mathbf{\Lambda} = (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^H \langle \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \rangle \mathbf{D} (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1}. \quad (5.30)$$

Учтем, что корреляционная матрица шума $\langle \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \rangle = \sigma_0^2 \mathbf{I}$. Тогда

$$\mathbf{\Lambda} = \sigma_0^2 (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} = \sigma_0^2 \mathbf{M}^{-1}. \quad (5.31)$$

Если векторы $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_m$ являются ортогональными, а сигналы имеют одинаковую амплитуду, то матрица $\mathbf{M}$ имеет диагональный вид с элементами

(5.26). Тогда матрица ошибок Δ также является диагональной и имеет одинаковые элементы равные

$$\Delta(n, n) = \frac{\sigma_0^2}{|s|^2 Q}. \quad (5.32)$$

В этом случае оценки коэффициентов отражения $h(q)$ ($q=0, 1, 2, \dots, m$) будут статистически независимы между собой, а точность их оценивания будет одинаковой.

Для выяснения смысла оценки (5.27) введем систему так называемых взаимных векторов [61]. Эти векторы являются взаимными по отношению к векторам $\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_m$. Матрица взаимных векторов имеет вид

$$\tilde{\mathbf{D}} = \mathbf{D}(\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1}. \quad (5.33)$$

Тогда оценка (5.27) будет равна

$$\mathbf{X}_2 = \tilde{\mathbf{D}}^H \mathbf{X}. \quad (5.34)$$

Таким образом, сигнал $\mathbf{X}_2$ есть тот сигнал, который необходимо использовать для дальнейшего измерения дальности и вычисления БПФ (для измерения скорости) вместо принятого сигнала $\mathbf{X}$.

Из (5.34) ясно, что процедура оценивания коэффициентов отражения $h(q)$ ($q=0, 1, \dots, m$) сводится к проектированию вектора $\mathbf{X}$ принятых сигналов на систему взаимных векторов $\tilde{\mathbf{D}}$. Каждая проекция вектора $\mathbf{X}$ дает оценку одного коэффициента. На практике взаимные векторы могут быть подготовлены заранее и храниться в памяти вычислителя. Поэтому для оценки коэффициентов отражения $h(q)$ ($q=0, 1, \dots, m$) требуется $(m+1)(Q+m+1)$ комплексных умножений и столько же сложений.

Взаимные векторы не являются ортогональными, так как матрица Грамма $\tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{D}} = (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1}$ недиагональная [202]. В то же время $\tilde{\mathbf{D}}^H \mathbf{D} = \mathbf{I}$. Это значит, что взаимный вектор с индексом k является ортогональным всем исходным векторам, кроме вектора с индексом k . Благодаря этому возможно независимое оценивание коэффициентов отражения.

Физический смысл правдоподобного оценивания дальности состоит в подавлении сигналов, проходящих через боковые лепестки АКФ за счет максимально правдоподобной оценки коэффициентов импульсной характеристики радиоканала с их последующей ортогонализацией. Таким образом, в принятом сигнале подавляются компоненты со всех дальностей, кроме рассматриваемой дальности.

На третьем этапе при измерении координат помеховых целей этот подход также предлагается использовать (см. правый столбец на рис. 5.7). Здесь на входе имеется сигнал, в котором присутствует только отраженный зондирующий сигнал от одной помеховой цели и сигнал от передатчика этой помеховой цели (с другой последовательностью Дебрейна). Для вычитания сигнала от передатчика помеховой цели предлагается воспользоваться следующей априорной информацией. Во-первых, доплеровская частота отраженного зондирующего сигнала в два раза больше, чем доплеровская частота сигнала от передатчика помеховой цели. Во-вторых, мощность этих двух сигналов разная. Дело в том, что мощность сигнала от помеховой цели уменьшается пропорционально квадрату расстояния ($\sim 1/r^2$), а мощность отраженного зондирующего сигнала уменьшается пропорционально четвертой степени расстояния ($\sim 1/r^4$). Поэтому предлагается найти частоту максимума амплитудного спектра сигнала X , далее применить максимально правдоподобную обработку (5.34) и обнулить все дискреты по дальности на частоте максимума уже в сигнале X_2 .

Второй подход для обнаружения цели (временной)

Первый подход, описанный в предыдущем разделе, позволяет подавить сигнал от передатчика помеховой цели в частотной области. Однако он не является универсальным решением указанной задачи. В частности, он не будет работать для дальних целей. Поэтому этот алгоритм можно назвать «инженерным» решением для ближних и средних целей.

Второй подход лишен указанных недостатков. При этом подавление сигнала от передатчика помеховой цели происходит во временной области. На рис. 5.9 автором впервые предлагается следующая блок-схема второго подхода для

обработки сигналов в условиях воздействия однотипных помех. Новое сокращение ПБЛ обозначает подавление боковых лепестков.

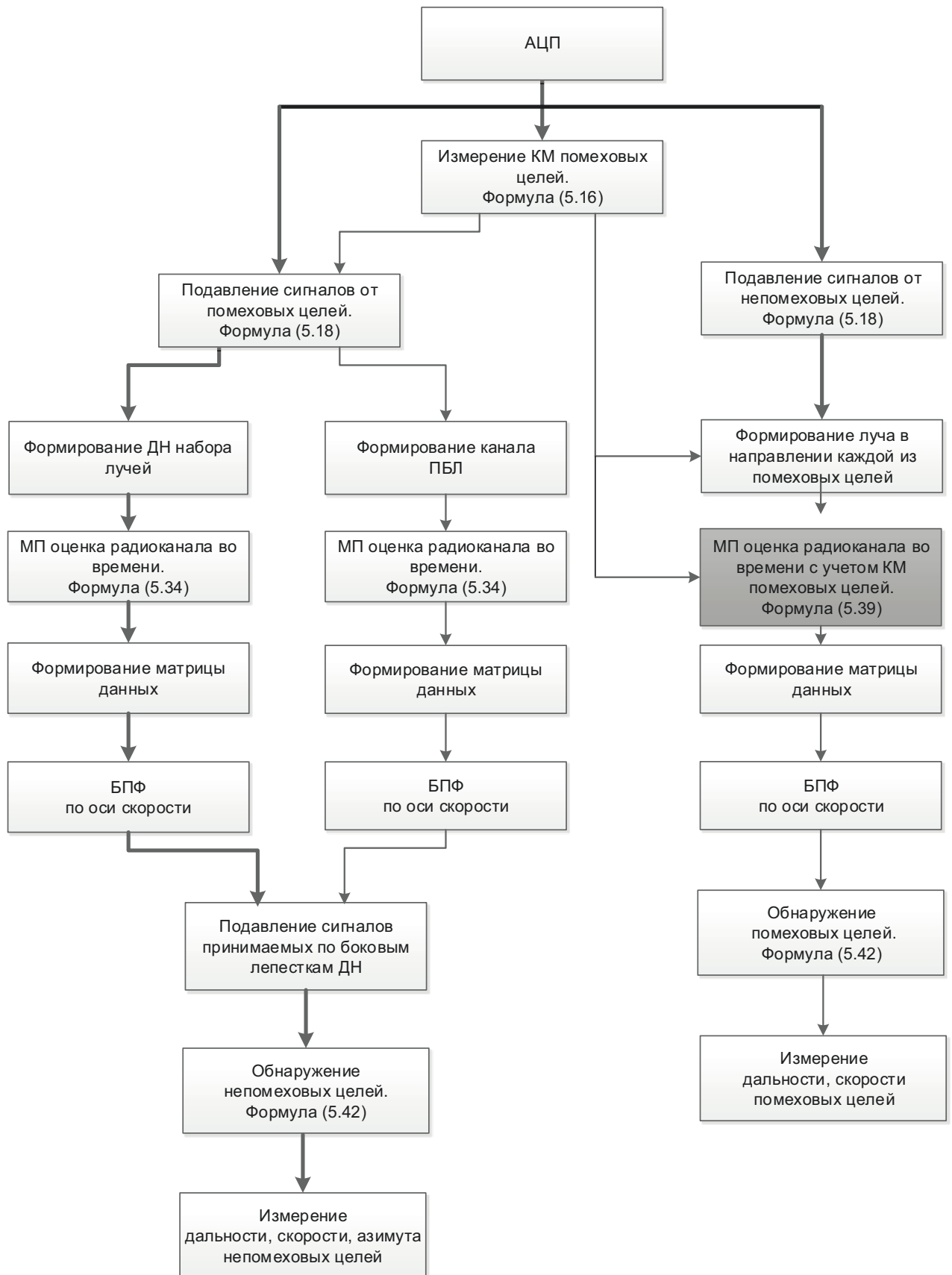


Рис. 5.9. Блок-схема второго алгоритма

Функция правдоподобия (5.23) при наличии помех относительно $\mathbf{H}$ имеет вид

$$f(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = \alpha \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{X} - \mathbf{D}\mathbf{H})^H \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{X} - \mathbf{D}\mathbf{H})\right). \quad (5.35)$$

где $\mathbf{M}$ – корреляционная матрица шума и помехи, α – постоянное число.

Максимум функции (5.35) соответствует минимуму выражения в скобках. Чтобы найти оценку вектора $\mathbf{H}$, вычислим градиент этой функции и приравняем его к нулю. В результате получим следующее выражение

$$-\mathbf{D}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{X} + \mathbf{D}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{D}\mathbf{H} = 0. \quad (5.36)$$

Отсюда находим оценку максимального правдоподобия для вектора $\mathbf{H}$ и соответственно оценки коэффициентов отражения $h(q)$ ($q=0, 1, 2, \dots, m$) в виде

$$\mathbf{H}_{est} = \mathbf{X}_2 = [\mathbf{D}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{D}]^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{X}. \quad (5.37)$$

Если помеха отсутствует и есть только собственный шум, то выражение (5.37) упрощается и принимает вид

$$\mathbf{X}_2 = [\mathbf{D}^H \mathbf{D}]^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{X}. \quad (5.38)$$

Численно моделирование показало, что вместо (5.37) без больших потерь в качестве подавления можно использовать следующее выражение

$$\mathbf{X}_2 = [\mathbf{D}^H \mathbf{D}]^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{X}. \quad (5.39)$$

Необходимо отметить, что для реализации второго подхода (5.37) необходимо измерить корреляционную матрицу каждой из помеховых целей независимо. Это возможно сделать на первом этапе измерений в предлагаемом радаре. Для этого, измерив, азимуты помеховых целей, необходимо в принятом входном сигнале по очереди подавить по пространству все помехи кроме одной с помощью (5.18). Далее с помощью (5.16) измеряется КМ этой выделенной помеховой цели и т.д.

5.2.3 Алгоритм формирования порога обнаружения

Под правильным распознаванием целей будем считать их обнаружение с заданной вероятностью ложной тревоги p_{fa} и вероятностью пропуска целей p_{md} .

На последнем шаге каждого из подходов имеется матрица $\mathbf{F}$ принятого сигнала в осях дальность-скорость размерностью $[N_r \times N_v]$, где $N_r = (m+1)$ – число дискретов по дальности, N_v – число дискретов по скорости. Данная матрица образуется путем однократного БПФ от сигнала, прошедшего согласованную фильтрацию с зондирующим сигналом (последовательностью Дебрейна).

Для обнаружения целей рассчитывается порог обнаружения T_h . Сигналы, которые в матрице $\mathbf{F}$ превышают этот порог, считаются целями. Вычислим алгебраическое среднее по абсолютным значениям всех элементов матрицы $\mathbf{F}$ (включая сами цели). Получим, что

$$T_{h_1} = \frac{1}{N_r * N_v} \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_v} |F(i, j)| \quad (5.40)$$

Далее вычислим СКО по всем элементам этой матрицы

$$\sigma_2 = \sqrt{\frac{1}{N_r * N_v} \sum_i \sum_j (|F(i, j)| - T_{h_1})^2} \quad (5.41)$$

Порог рассчитывается следующим образом

$$T_h = T_{h_1} + n * \sigma_2 \quad T_h = T_{h_1} + n \cdot \sigma_2 \quad (5.42)$$

где параметр n подбирается путем численного моделирования для достижения требуемой вероятности p_{fa} ложной тревоги и вероятности p_{md} пропуска целей.

Основными преимуществами данного алгоритма являются его низкая вычислительная сложность и адаптивная подстройка под текущую сигнально-помеховую ситуацию.

5.2.4 Результаты численного моделирования

Для проверки предложенных методов по одновременному обнаружению сильных и слабых целей было проведено численное моделирование. Линейная антенная решетка радиолокатора состояла из $N=20$ излучателей с нормированным периодом $d_\lambda=0,7$. В азимутальной плоскости формировался $Q=21$ луч с шагом $\Delta\varphi=1^\circ$ в секторе $[-10^\circ \dots +10^\circ]$. Несущая частота $f_0=77$ Гц. Период зондирования составлял $T=2$ мкс, в качестве зондирующего сигнала использовалась последовательность Дебрейна с числом элементов $L=128$, частота дискретизации

сигнала составляла $F_s=100$ МГц (соответственно длительность последовательности Дебрейна $T_s=1,28$ мкс). Основные параметры радиочастотной части: мощность передатчика $P_{tx} = 50$ дБм, ЭПР цели $\sigma = 10$ м², усиление передающей антенны $G_{tx} = 5$ дБ, усиление каждой приемной антенны $G_{rx} = 3$ дБ, шум-фактор приемника $N_f=5$. Число дискретов по дальности при формировании матрицы дальность-скорость $N_r = 200$, число дискретов по скорости (размерность БПФ) $N_v = 512$. Порог между амплитудой сигнала в текущем луче и канале ПБЛ был равен 6 дБ.

Вначале были рассмотрены два простейших сценария с одной ближней помеховой целью и одной дальней помеховой целью. В сценарии №1 цель находилась на дальности $r_\delta=20$ м и имела скорость $v_\delta=30$ м/с, в сценарии №2 – на дальности $r_\delta=180$ м и имела скорость $v_\delta=10$ м/с. При этом в обоих сценариях цель была одновременно активной помехой для радара, а азимут цели был равен $\varphi=6$ градусов.

На рис. 5.10а и рис.5.11а приведены матрицы отраженного сигнала в осях дальность-скорость $F(r,v)$ без использования предложенных подходов для ближней и дальней целей соответственно. Как видно из рис. 5.10а, для ближней цели формируются два максимума по скорости: максимум с меньшей амплитудой соответствует отраженному зондирующему сигналу, а максимум с большей амплитудой соответствует самой помехе (ее смещение частоты в 2 раза меньше).

Из рис. 5.11а видно, что при отсутствии всяческой обработки принимаемого сигнала дальняя цель на фоне помехи обнаружить невозможно.

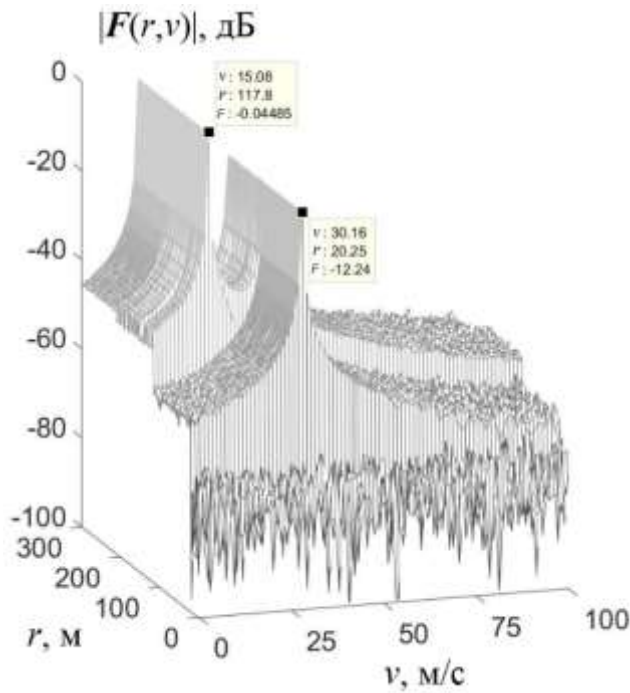


Рис. 5.10а. Матрица дальность-скорость для 1-й ближней помеховой цели без применения алгоритмов

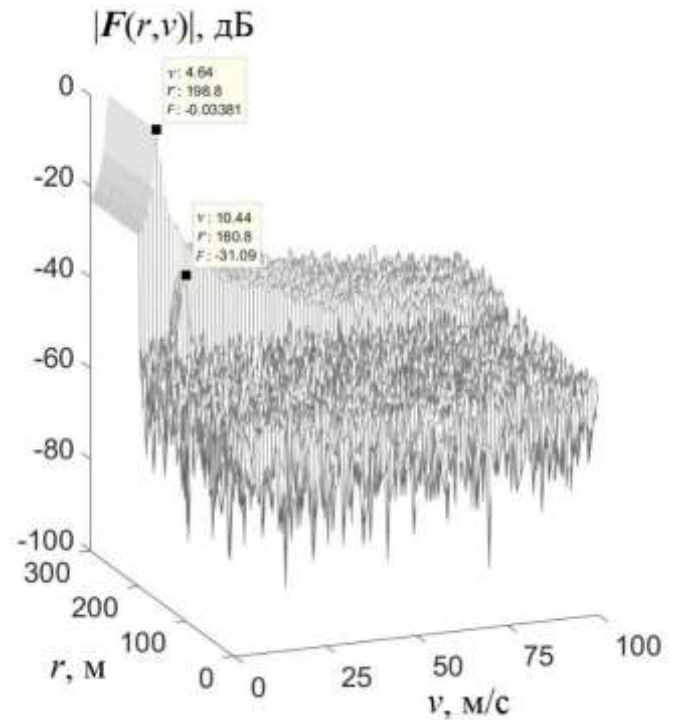


Рис. 5.11а. Матрица дальность-скорость для 1-й дальней помеховой цели без применения алгоритмов

На рис. 5.10б и рис.5.10в приведены матрицы отраженного сигнала в осях дальность-скорость $F(r,v)$ при использовании первого подхода для ближней цели до подавления помехи (с помощью (5.34)) и после соответственно. На рис. 5.11б и рис.5.11в приведены аналогичные матрицы для дальней цели. Как видно из графиков, первый подход эффективен для ближних целей, а для дальних целей применим не всегда.

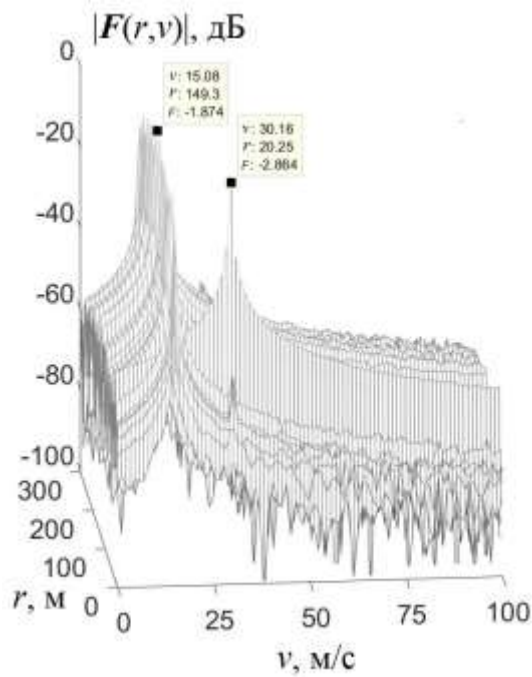


Рис. 5.10б. Матрица дальность скорость для 1-й ближней помеховой цели при использовании алгоритма №1 (до подавления)

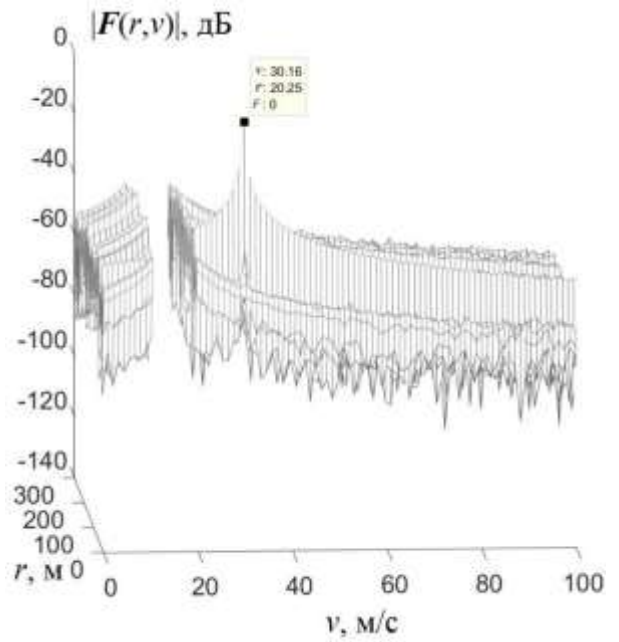


Рис. 5.10в. Матрица дальность скорость для 1-й ближней помеховой цели при использовании алгоритма №1 (после подавления)

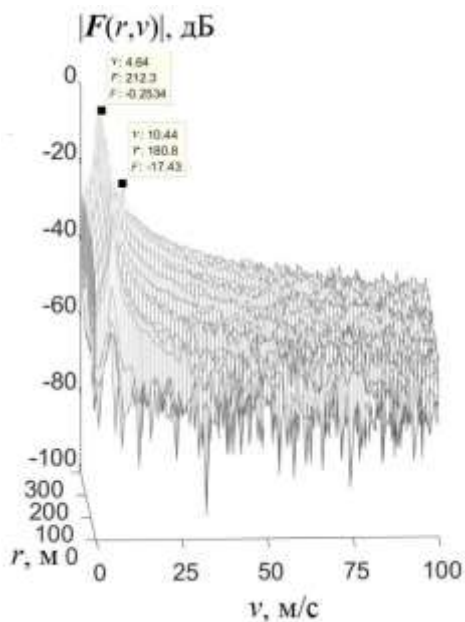


Рис. 5.11б. Матрица дальность скорость для 1-й дальней помеховой цели при использовании алгоритма №1 (до подавления)

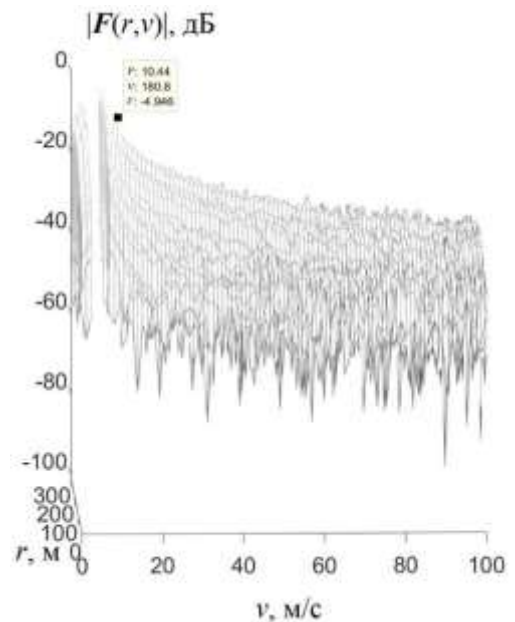


Рис. 5.11в. Матрица дальность скорость для 1-й дальней помеховой цели при использовании алгоритма №1 (после подавления)

На рис. 5.10г и рис. 5.11г приведены матрицы отраженного сигнала в осях дальность-скорость $F(r,v)$ при использовании второго подхода для ближней и дальней целей соответственно. Как видно из графиков, второй подход является универсальным, поскольку позволяет подавить именно помеховую цель во всех дискретах по дальности.

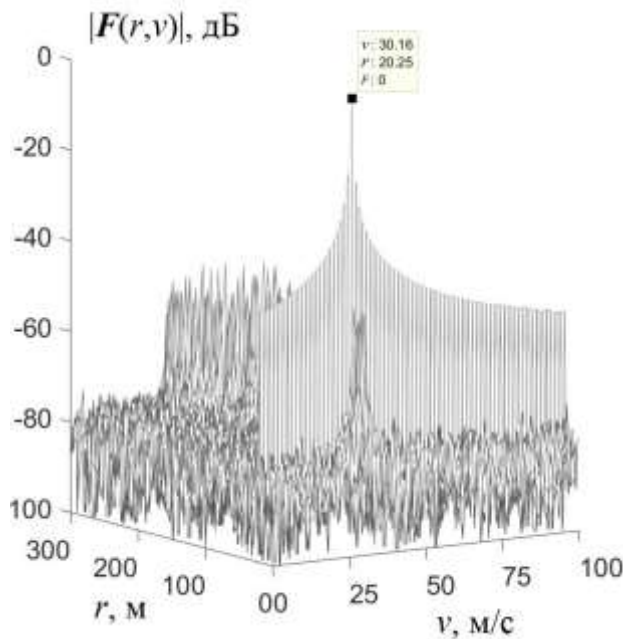


Рис. 5.10г. Матрица дальность-скорость для 1-й ближней помеховой цели при использовании алгоритма №2

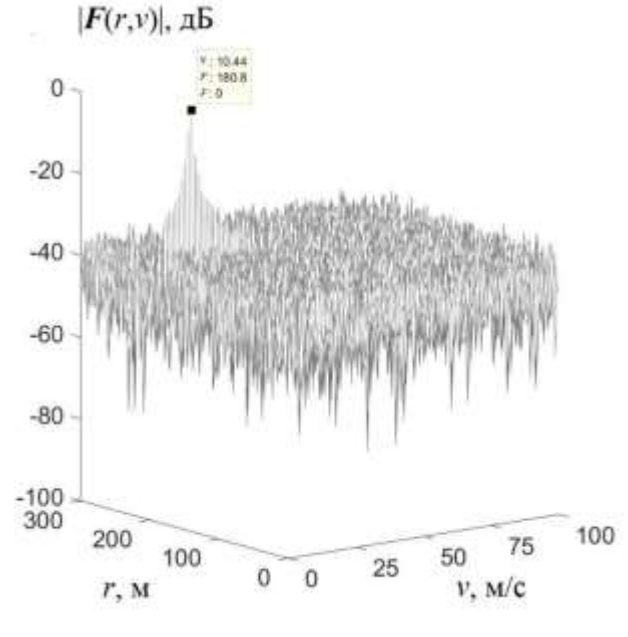


Рис. 5.11г. Матрица дальность-скорость для 1-й дальней помеховой цели при использовании алгоритма №2

В реальной дорожной ситуации часть встречных или попутных целей могут использовать аналогичные активные радары (и будут являться помеховыми целями), а часть могут не использовать активные радары (и будут являться непомеховыми целями). При этом все цели, как правило, располагаются на различных азимутах. Для анализа указанных ситуаций было рассмотрено еще два сценария.

В сценарий №3 присутствовало 5 целей. Их расположение приведено на рис. 5.12а. Причем цель №1 являлась помеховой, а остальные цели №2-№5 – непомеховыми. В сценарий №4 присутствовало 7 целей. Их расположение приведено на рис. 5.13а. Причем цели №1-№4 являлись помеховыми, а остальные цели №5-№7 – непомеховыми.

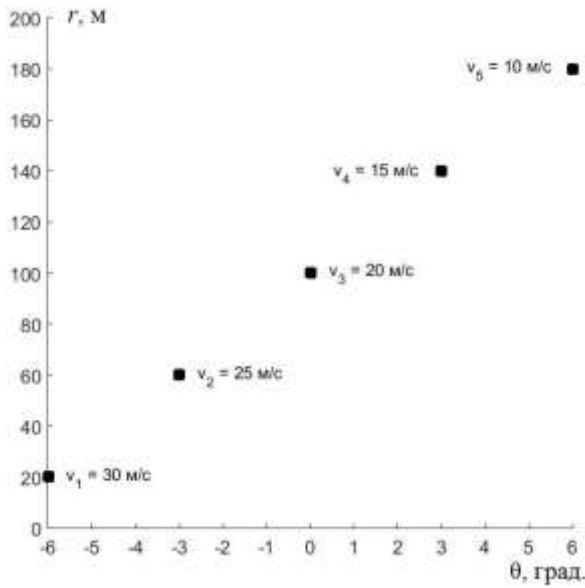


Рис. 5.12а. Расположение 5-ти целей на разных азимутах

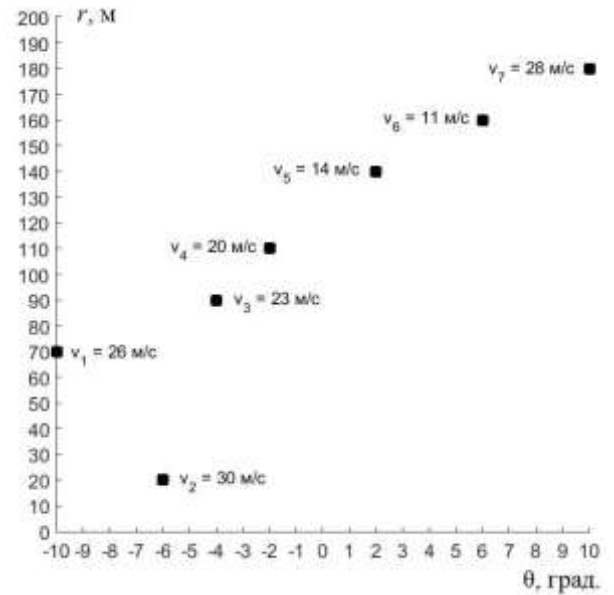


Рис. 5.13а. Расположение 7-ми целей на разных азимутах

Для сценариев №3 и №4 было проведено Монте-Карло моделирование по измерению вероятности ложной тревоги и среднего числа пропущенных целей. Порог обнаружения рассчитывался согласно (5.42). Случайно вбрасывались дальности до целей по гауссовому распределению со средним значением, изображенным на рис. 5.12а и рис. 5.13а и дисперсией 20 м. Скорости и азимуты целей были фиксированными. Для каждой из 1000 реализаций определялось, есть ли ложная тревога, пропуск целей и сколько их пропущено. Считалось, что произошла ложная тревога, если хотя бы 1 раз в любом из лучей был превышен порог за исключением тех ячеек, где находятся сами цели. Считалось, что цель пропущена, если хотя бы одна цель не превысила порог ни в одном из лучей.

На рис. 5.12б и 5.13б отображены получение вероятности ложной тревоги для обоих сценариев и обоих алгоритмов. На рис. 5.12в и рис. 5.13в построено количество пропущенных целей от величины порога.

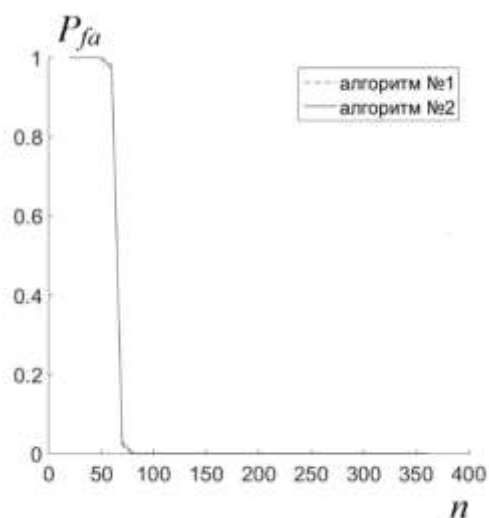


Рис. 5.12б. Вероятность ложной тревоги для обоих алгоритмов при 5 целях

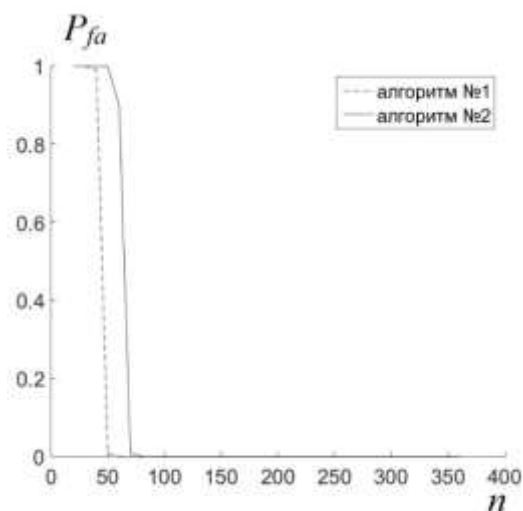


Рис. 5.13б. Вероятность ложной тревоги для обоих алгоритмов при 7 целях

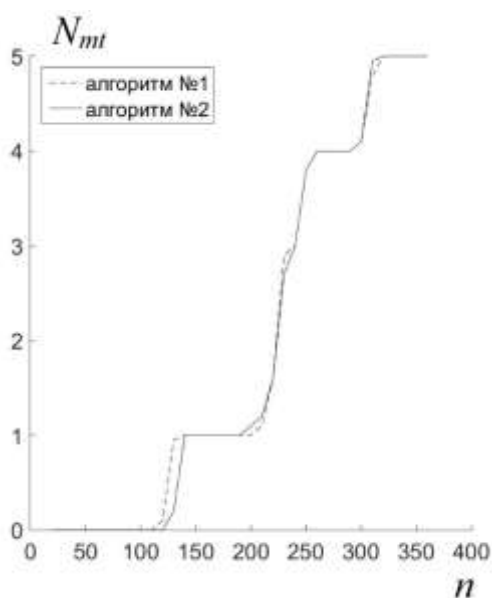


Рис. 5.12в. Число пропущенных целей для обоих алгоритмов при 5 целях

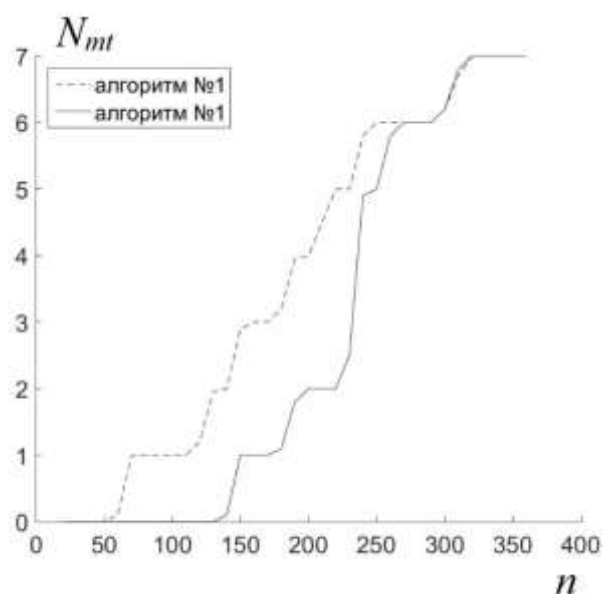


Рис. 5.13в. Число пропущенных целей для обоих алгоритмов при 7 целях

Как видно из графиков, для обоих сценариев и обоих алгоритмов имеется возможность достичь низкую вероятность ложной тревоги и при этом не пропустить ни одной цели. При этом алгоритм №2 имеет больший диапазон изменения порога обнаружения, что весьма ценно на практике.

5.3 Алгоритм адаптации CFAR-обнаружителя целей в условиях одновременного воздействия ФМ и ЛЧМ помех

Основные результаты, представленные в настоящем разделе, опубликованы в работе [102], [122].

Предлагается трехэтапный метод пространственно-временной обработки сигналов в РМСW радаре в условиях разнородных помеховых и безпомеховых целей, расположенных на разных дальностях. Рассматриваются частотно-модулированные помехи и фазомодулированные помехи. [209] ,[210]. На первом этапе выполняется оценка пеленгов помеховых целей и подавление помех, создаваемых такими целями. На втором этапе реализуется обнаружение и оценка дальности, скорости и азимутальных углов безпомеховых целей. Для этого предлагается реализация максимально правдоподобной (МП) оценки импульсной характеристики радиоканала для всех элементов дальности без учета помех, так как эти помехи должны быть подавлены на первом этапе. Такая МП оценка рассматривалась в [101]. Наконец, на третьем этапе выполняется обнаружение и оценка дальности, скорости и азимутальных углов помеховых целей на основе МП оценки импульсной характеристики радиоканала с учетом влияния помех.

5.3.1 Метод пространственно-временной обработки сигналов

Будем считать, что фазоманипулированный зондирующий сигнал излучается в пространство с антенны, имеющей достаточно широкую в азимутальной плоскости ДН. В качестве такого сигнала рассмотрим последовательности Дебрейна [199], которые обладают рядом свойств, полезных для решения задачи подавления помех. Во-первых, последовательности Дебрейна могут иметь различную длину, во-вторых их автокорреляционные функции имеют низкие боковые лепестки, в-третьих, чем длиннее последовательность, тем больше ее реализаций можно сформировать. Последнее важно из-за того, что разные РМСW-радары должны использовать разные последовательности. Особенности использования последовательностей Дебрейна исследовались в [211].

Отраженный сигнал принимается горизонтальной линейной АР. Обработка полезных сигналов и подавление помех с последующим измерением дальности,

скорости и азимутов происходит на базе N -элементной приемной АР и цифрового сигнального процессора, структурная схема которого приведена на рис. 5.14.

Предлагаемый впервые автором [101] метод пространственно-временной обработки сигналов удобно разделить на три этапа. Данное разделение связано с тем, что цели могут быть двух типов: с включенным радаром (помеховая цель) или с выключенным радаром (безпомеховая цель). Необходимо отдельно выполнять обнаружение и измерение параметров (дальности, скорости и азимута) таких целей. На первом этапе выполняется подавление помех, второй этап обработки посвящен измерению параметров безпомеховых целей, а третий – измерению параметров помеховых целей (см. рис. 5.14).

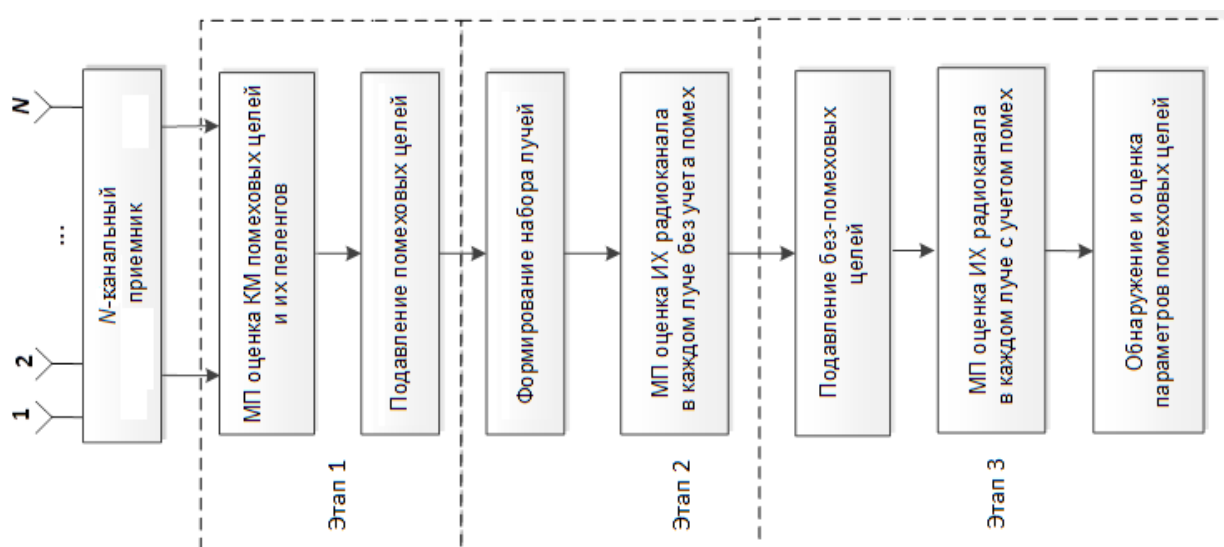


Рис. 5.14. Структурная схема цифрового сигнального процессора

Первый этап.

Пусть $\mathbf{X}(j) = \mathbf{A}(j) + \mathbf{X}_1(j)$ – j -ая выборка вектора суммарного принятого сигнала в элементах приемной АР, который состоит из полезного сигнала (вектор $\mathbf{A}(j)$), помех и тепловых шумов приемных устройств (вектор $\mathbf{X}_1(j)$). Для измерения азимутов помеховых целей необходимо выполнить максимально правдоподобную (МП) оценку корреляционной матрицы $\mathbf{M}_1$ помех и собственных шумов (без полезного сигнала), которая должна быть реализована в специально отведенные интервалы времени между соседними периодами зондирования в конце дистанции по дальности. В результате имеем, что

$$\mathbf{M}_1 = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_1(j) \mathbf{X}_1^H(j), \quad (5.43)$$

где L – число выборок входного процесса.

Различные цели могут быть расположены на достаточно близких азимутах. Поэтому для измерения азимутов помех целесообразно использовать известные сверхразрешающие методы [59], [204], [212], [213], [214]. В настоящей работе для конкретности будем применять метод MUSIC, в соответствие с которым следует найти максимумы псевдоспектральной функции

$$g(\varphi) = |\mathbf{P}_1 \mathbf{S}(\varphi)|^{-2}, \quad \mathbf{P}_1 = \mathbf{I} - \sum_{k=1}^K \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H, \quad (5.44)$$

где $\mathbf{S}(\varphi)$ – азимутальный сканирующий вектор АР, $\mathbf{P}_1$ – проекционная матрица на подпространство помех и шума, $\mathbf{V}_k$ – k -ый собственный вектор помеховой корреляционной матрицы $\mathbf{M}_1$ в (5.43), K – число источников помех. Измеренные азимуты помеховых целей $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_K$ запоминаются.

Для оценки координат безпомеховых целей из суммарного принятого сигнала $\mathbf{X}$ будем вычитать сигналы от помеховых целей за счет формирования провалов в ДН на азимутах $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_K$. Обозначим через $\mathbf{S}(\varphi_k)$ вектор направления на k -ый источник помех, нормированная p -ая компонента которого равна $\mathbf{S}(\varphi_k)_p = N^{-0.5} \exp[i2\pi n(d/\lambda) \sin \varphi_k]$, d – период АР, λ – длина волны. Сформируем $[N \times K]$ -размерную матрицу $\mathbf{S} = \{\mathbf{S}(\varphi_1), \mathbf{S}(\varphi_2), \dots, \mathbf{S}(\varphi_K)\}$ из векторов направлений на источники помех. В результате вычитания получим вектор $\mathbf{Y}$ равный

$$\mathbf{Y} = \mathbf{P}\mathbf{X}, \quad \mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{S}[\mathbf{S}^H \mathbf{S}]^{-1} \mathbf{S}^H, \quad (5.45)$$

где $\mathbf{P}$ – проекционная матрица на подпространство помеховых целей.

Второй этап.

Дальнейшие преобразования второго этапа производятся с сигналом, определяемым вектором $\mathbf{Y}$ и заключаются в решении проблемы одновременного обнаружения и измерения параметров сильных и слабых безпомеховых целей. Сформируем набор азимутальных лучей, диаграммы направленности каждого из них имеет провалы в направлениях $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_K$ помеховых целей. Далее будем

использовать алгоритм МП оценки импульсной характеристики радиоканала без влияния помех [58].

Будем считать, что максимальное число элементов дальности равно $(m+1)$. Для каждого элемента дальности введем коэффициенты отражения $h(0), h(1), \dots, h(m)$. Для МП оценивания импульсной характеристики сформируем последовательность сигналов $c(k)$ длительностью D . В этом случае приемник регистрирует последовательность сигналов

$$y(k) = \sum_{n=0}^m h(n)c(k-n) + z(k), \quad (5.46)$$

где $z(k)$ – отсчеты гауссова шума с нулевым средним и мощностью σ_0^2 .

Решение задачи МП оценки в PMCW радаре рассматривалось и обсуждалось в [101], где показано, что МП оценка искомого вектора коэффициентов отражения $\mathbf{H} = [h(0), h(1), \dots, h(m)]$ имеет вид

$$\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{Y}, \quad (5.47)$$

где $\mathbf{Y}$ – вектор входных данных размерностью $[(D+m+1) \times 1]$, $\mathbf{C} = (\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_m)$ – матрица размерности $(m+1) \times (D+m+1)$, состоящая векторов $\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_m$. Вектор $\mathbf{C}_0 = [c(1), c(2), \dots, c(D), 0, 0, \dots, 0]^T$ (где $(\cdot)^T$ – обозначает транспонирование) содержит несдвинутую сигнальную последовательность и $(m+1)$ нулей (по числу элементов дальности). Векторы $\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_m$ отличаются друг от друга тем, что сигнальная последовательность сдвигается на одну позицию при увеличении индекса дистанции на единицу. Если дискретность по дальности равна Δr , а максимальная дальность составляет $r_{\max}$, то число элементов дальности $(m+1) = r_{\max}/\Delta r$ и $(D+m+1) = (D+r_{\max}/\Delta r)$.

Для выяснения смысла оценки (5.47)) введем систему взаимных векторов по отношению к векторам $\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_m$ [202]. Матрица взаимных векторов равна $\tilde{\mathbf{C}} = \mathbf{C}(\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1}$. Тогда МП оценка (5.47)) будет иметь вид $\hat{\mathbf{H}}_2 = \tilde{\mathbf{C}}^H \mathbf{Y}$, а сигнал $\mathbf{X}_2$ на выходе второго этапа будет равен

$$\mathbf{X}_2 = \mathbf{C}^H \hat{\mathbf{H}}_2. \quad (5.48)$$

Таким образом, сигнал X_2 представляет собой принятый сигнал X , «вычищенный» от помех (в том числе помеховых целей), который необходимо использовать для дальнейшего обнаружения без помеховых целей и оценки их скоростей и пеленгов.

Третий этап

Этап заключается в обнаружении помеховых целей и измерении их параметров. По очереди по аналогии со вторым этапом (выражение (5.45)) происходит выделение каждой помеховой цели, с учетом того, что азимуты беспомеховых целей были измерены на втором этапе. В результате чего в оставшемся сигнале остается только сумма отражённого от k -ой помеховой цели зондирующего сигнала, помехи от передатчика k -ой помеховой цели и собственных шумов.

Все дальнейшие сложности связаны с вычитанием этой помехи. Поскольку и отраженный зондирующий сигнал, и помеха приходят с одного и того же азимута, то невозможно вычесть помеху за счет пространственной обработки. Предлагается следующее оригинальное решение указанной проблемы.

Физический смысл МП оценивания дальности состоит в подавлении сигналов, проходящих через боковые лепестки автокорреляционной функции за счет МП оценки коэффициентов импульсной характеристики радиоканала с их последующей ортогонализацией. Таким образом, в принятом сигнале подавляются компоненты со всех элементов дальностей, кроме рассматриваемого элемента. Входными данными третьего этапа является смесь сигналов (обозначим ее через вектор $\tilde{X}$), в которой имеются отраженный зондирующий сигнал от одной помеховой цели и помеха от передатчика этой цели (с фазомодулированным (ФМ) или ЛЧМ сигналом). Подавление этой помехи будем производить во временной области.

Функция правдоподобия при наличии помех имеет вид [204], [58]

$$f(\tilde{X}/N) = k \exp\left(-0.5(\tilde{X} - CN)^H \tilde{M}^{-1}(\tilde{X} - CN)\right), \quad (5.49)$$

где $\tilde{M}$ – корреляционная матрица смеси шума и помех, k – постоянное число.

Максимум функции (5.49) соответствует минимуму выражения в скобках. Чтобы найти оценку вектора $\mathbf{H}$, вычислим градиент этой функции и приравняем его к нулю. В результате получим, что $-\mathbf{C}\tilde{\mathbf{M}}^{-1}\tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{C}^H\tilde{\mathbf{M}}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{H} = 0$. Отсюда находим МП оценку вектора $\mathbf{H}$ в виде

$$\mathbf{H}_3 = [\mathbf{C}^H\tilde{\mathbf{M}}^{-1}\mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^H\tilde{\mathbf{M}}^{-1}\tilde{\mathbf{X}}. \quad (5.50)$$

Тогда сигнал $\mathbf{X}_3$ на выходе третьего этапа будет равен $\mathbf{X}_3 = \mathbf{C}^H\mathbf{H}_3$. Таким образом сигнал x_3 - это тот сигнал, который необходимо использовать для дальнейшего обнаружения помеховых целей и оценки их скоростей и дальностей. Если помеха отсутствует и имеется только собственный шум, то выражение (5.50) принимает вид $\mathbf{H}_3 = (\mathbf{C}^H\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\tilde{\mathbf{X}}$.

Заметим, численное моделирование показало, что можно упростить формулу (5.50), если вместо нее использовать следующее выражение

$$\mathbf{H}_3 = [\mathbf{C}^H\mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^H\tilde{\mathbf{M}}^{-1}\tilde{\mathbf{X}}. \quad (5.51)$$

В формуле (5.51) на одну операцию обращения матрицы меньше. Однако на вероятностные характеристики обнаружения целей это влияет незначительно.

Необходимо отметить, что для реализации (5.50) необходимо измерить корреляционную матрицу каждой из помеховых целей независимо. Это возможно сделать на первом этапе измерений в предлагаемом методе. Для этого, измерив, азимуты помеховых целей, необходимо в принятом входном сигнале по очереди подавить по пространству все помехи кроме одной с помощью (5.45). Далее с помощью (5.43) аналогичным образом вычисляется корреляционная матрица этой выделенной помеховой цели и т.д.

5.3.2 Формирование порога обнаружения

Заключительной операцией второго и третьего этапов является обнаружение целей. Для этого зададим вероятность ложной тревоги p_{fa} и вероятность пропуска целей p_{mt} .

На входе формирователей порога обнаружения в каждом из лучей имеется матрица $\mathbf{F}_k$ (k – номер луча) для дальности и скорости размерностью $[N_r \times N_v]$, где N_r

и N_v – число дискретов по дальности и скорости, соответственно. Данная матрица образуется путем однократного быстрого преобразования Фурье от сигнала, прошедшего согласованную фильтрацию с зондирующим сигналом (последовательностью Дебрейна). Именно в ней необходимо отобрать те дискреты (ячейки по дальности и скорости), где присутствуют сигналы от целей.

Сигналы, которые в матрице F_k превышают этот порог, считаются целями. Для расчета порога обнаружения будем использовать традиционную процедуру CFAR (constant false alarm rate) [154]. Для каждой ячейки в матрице F_k формируется защитный и оценочный контуры. Защитный контур состоит из ячеек, окружающих выбранную ячейку, и не учитывается при вычислении порога обнаружения. Оценочный контур используется для определения этого порога. Размер этих контуров может быть различным в зависимости от ширины соответствующей функции неопределенности и от вычислительной способности используемого сигнального процессора.

Вычислим алгебраическое среднее $G(i_0, j_0)$ по абсолютным значениям элементов матрицы $F_k(i, j)$ относящихся к оценочному контуру, окружающих некоторую ячейку с номером (i_0, j_0) . Имеем, что

$$G_k(i_0, j_0) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1} \sum_{j=1} |F_k(i, j)|, \quad (5.52)$$

где N_s - число ячеек, попавших в оценочный контур. Сам порог вычисляется по формуле

$$Th_k(i_0, j_0) = a \cdot G_k(i_0, j_0), \quad (5.53)$$

где множитель a рассчитывается, исходя из заданной вероятности ложных тревог P_{fa} и равен [154]

$$a = N_s \cdot (P_{fa}^{-1/N_s} - 1). \quad (5.54)$$

Будем считать, что произошла ложная тревога, если был превышен порог за исключением тех ячеек, где действительно находятся безпомеховые цели и в любой из матриц F_k для помеховых целей. Считается, что цель пропущена, если хотя бы одна безпомеховая или одна помеховая цель не превысила порог ни в одном из лучей.

5.3.3 Результаты численного моделирования

Для проверки эффективности предложенного метода обработки сигналов было проведено численное моделирование. Линейная эквидистантная АР радиолокатора состояла из $N = 20$ излучателей, расположенных с периодом $d = 0,7\lambda$. В азимутальной плоскости формировался $Q = 21$ луч с шагом $\Delta\varphi = 1^\circ$ в секторе $[-10^\circ..+10^\circ]$. В качестве зондирующего сигнала задавалась последовательность Дебрейна с числом элементов $D = 128$ и средним уровнем боковых лепестков функции автокорреляции около -30 дБ. Период зондирования составлял $T = 2$ мкс, частота дискретизации сигнала равна $F_s = 100$ МГц (соответственно длительность последовательности Дебрейна 1,28 мкс). Основные параметры радиочастотной части радара: мощность передатчика $P_{tx} = 50$ дБм, усиление передающей антенны $G_{tx} = 5$ дБ, усиление каждой приемной антенны $G_{rx} = 3$ дБ, шум-фактор приемника $N_f = 5$. Число дискретов по дальности при формировании матрицы дальность-скорость $N_r = 200$, число дискретов по скорости $N_v = 512$. ЭПР цели $\sigma = 10$ м². Число ячеек использовавшихся в оценочном контуре $N_s = 16$, таким образом защитный контур состоял из одного слоя ячеек..

Так как в радарх ближнего действия, как правило, применяют ФМ и ЧМ зондирующие сигналы, то были выбраны эти два класса помех. Причем параметры ФМ-помех (полоса частот, длительность) совпадали с параметрами зондирующего сигнала. Это эквивалентно случаю, когда на всех подвижных объектах установлены одни и те же радары. Частотно-временные параметры ЛЧМ-помех были следующие. Период зондирования 34 мкс, длительность ЛЧМ-импульса 30 мкс, девиация частоты 300 МГц. Необходимо отметить, что длительность и занимаемая полоса частот ЛЧМ-помехи больше, чем у ФМ-помехи. Считалось, что помехи являются несинхронными во времени. Более того на длительности одного периода зондирования для ЛЧМ помехи могло укладываться несколько периодов зондирования ФМ помехи. Размер занимаемой помехами полосы частот также мог не совпадать.

Зададим два сценария сигнально-помеховой обстановки. В сценарий №1 задавалось 5 целей, в сценарий № 2 – 7 целей. Тип целей (помеховая или

безпомеховая) и параметры (средняя дальность, скорость, азимут) приведены в таблице 5.1. Моделировалось 1000 реализаций для каждого сценария. В отдельных реализациях дальности целей задавались случайными по гауссову распределению величинами с дисперсией 20 м. Скорости и азимуты целей были фиксированными. Отметим, что угловое расстояние между некоторыми целями было меньше ширины луча АР по уровню половинной мощности ($3,6^\circ$).

Таблица 5.1. Параметры сценариев сигнально-помеховой обстановки

Сценарий	1					2						
Номер цели	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	6	7
Тип цели	Помеховая	Безпомеховая				Помеховая				Безпомеховая		
Средняя дальность, м	20	60	100	140	180	68	10	85	115	140	160	180
Азимут, град	−6	−3	0	3	6	−10	−6	−4	−2	2	6	10
Скорость, м/с	30	25	20	15	10	26	30	23	20	14	11	28

Для одной реализации сценария №1 рассмотрим матрицу $F(r, v)$ отраженного сигнала в осях дальность r и скорость v (дальностно-скоростной портрет) на разных этапах предлагаемого метода пространственно-временной обработки. Пусть помеховая цель, расположенная на азимуте -6 градусов и дальности 20 м, излучает ФМ сигнал. Будем рассматривать для конкретности луч АР с максимумом в направлении $+3^\circ$, т.е. в направлении на четвертую цель (см. таблицу 1). На рис. 5.15а изображен дальностно-скоростной портрет принимаемого входного процесса (т.е. на входе первого этапа обработки). Как видно из рис. 5.15а кроме помеховой цели с «неопределенной» дальностью остальные безпомеховые цели не видны. Рис. 5.15б соответствует выходу второго этапа. Видно, что в дальностно-скоростном портрете отчетливо видны все четыре безпомеховых цели. Параметры этих целей определяются с достаточно высокой точностью. Оценки дальности и скорости составляют 60,8; 99,8; 140,3; 180,8 м и 25,5; 19,7; 15,1; 10,4 м/с, то есть ошибки не превышают 0,8 м и 0,5 м/с, соответственно. Рис. 5.15в показан выходной сигнал третьего этапа. В дальностно-скоростном портрете

становится отчетливо видна помеховая цель на дальности 20.3 м и скорости 30.2 м/с, то есть параметры этой цели оцениваются также с высокой точностью.

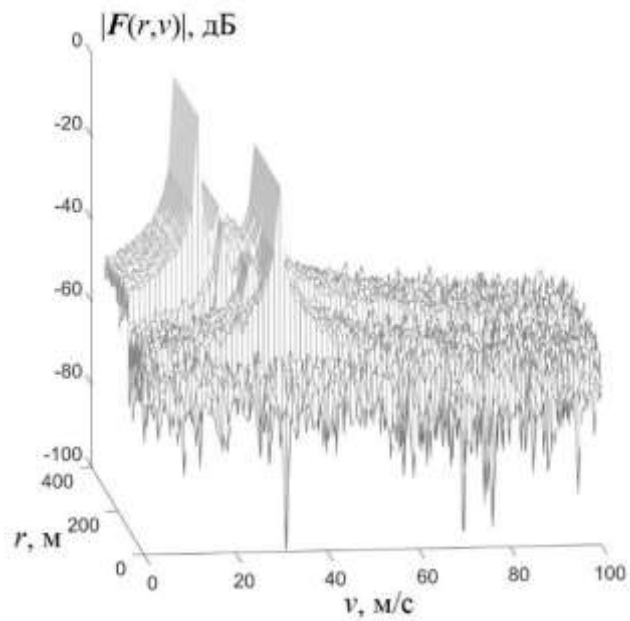


Рис. 5.15а

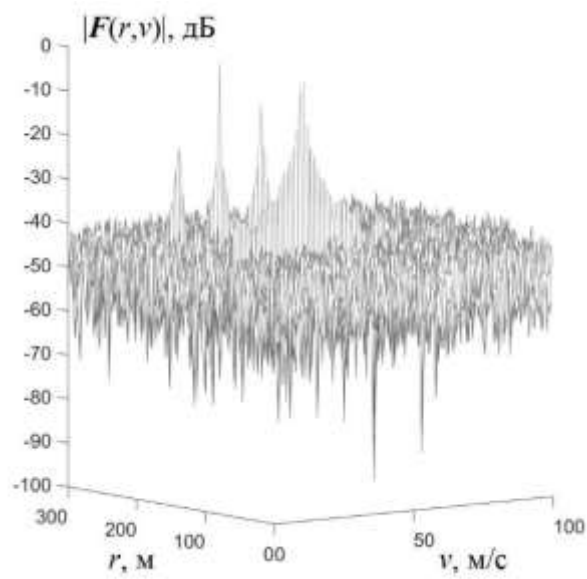


Рис. 5.15б

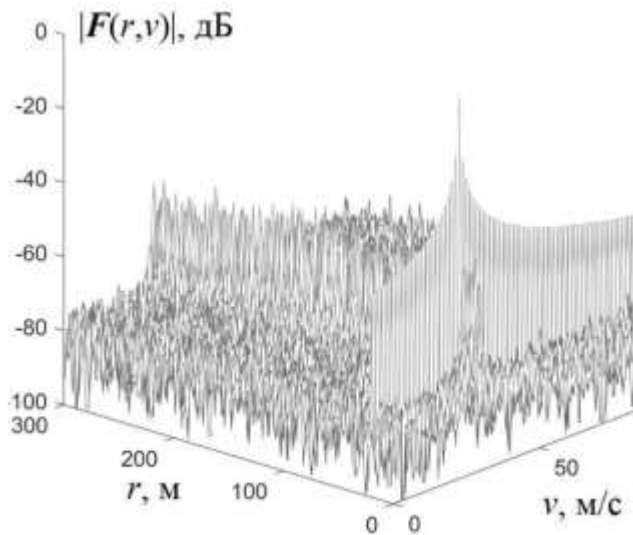


Рис. 5.15в

Рис. 5.3.2. Дальностно-скоростной портрет при ФМ-помехе (сценарий 1)

На рис. 5.16а, рис. 5.16б и рис. 5.16в приведены аналогичные рис. 5.15а результаты моделирования для того же сценария 1, однако у помеховой цели задавался ФМ сигнал вместо ЛЧМ сигнала. Как видно из этих рисунков, предложенный метод также позволяет детектировать помеховую и все безпомеховые цели и в этом случае, а также эффективно оценивать их параметры.

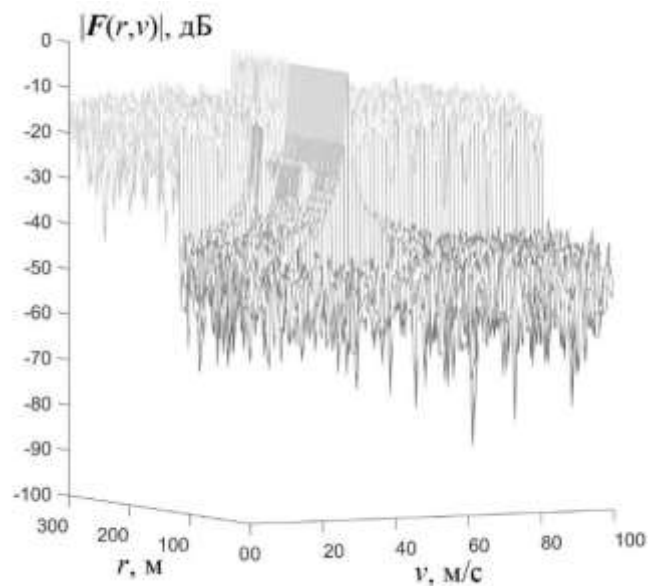


Рис. 5.16а

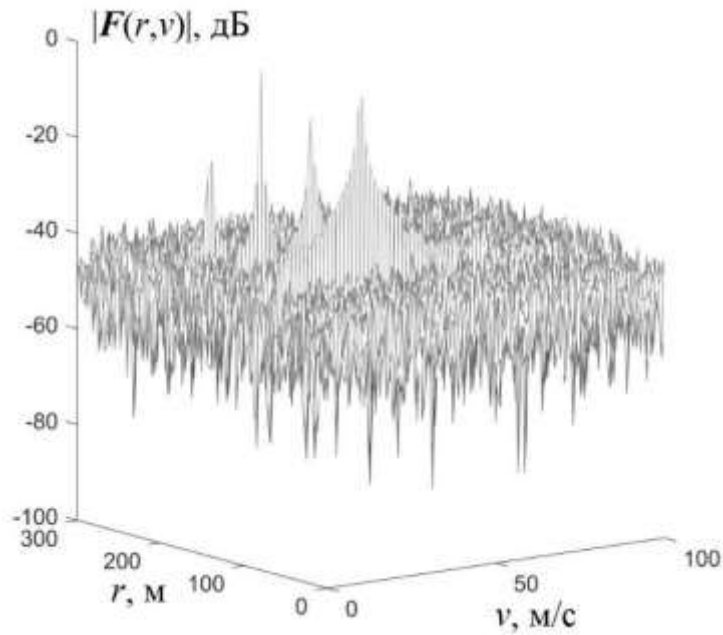


Рис. 5.16б

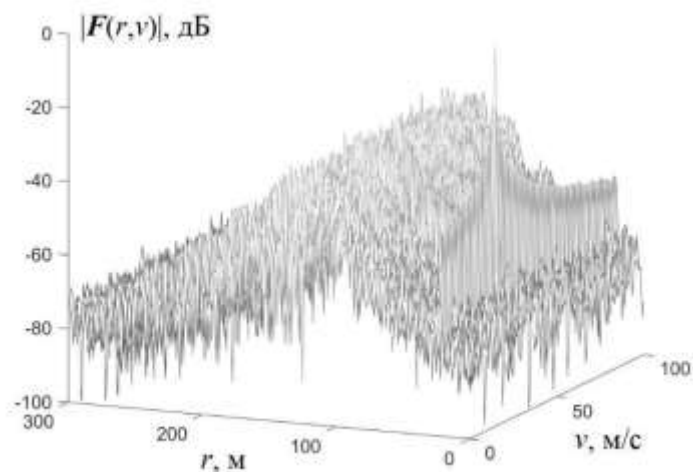


Рис. 5.16в

Рис. 5.3.3. Дальностно-скоростной портрет при ЛЧМ-помехе (сценарий 1)

Для сценариев №1 и №2 было проведено Монте-Карло моделирование для оценки вероятностей ложной тревоги и пропуска целей. Порог обнаружения рассчитывался согласно (5.53) и (5.54). Для каждой реализации определялось, формируется ложная тревога или пропуск цели. Считалось, что произошла ложная тревога, если хотя бы 1 раз в любом из лучей был превышен порог за исключением

тех ячеек на плоскости дальность-скорость, где находятся сами цели. Пропуск цели регистрировался, если хотя бы одна цель не превысила порог ни в одном из лучей.

На рис. 5.17 отображены полученные вероятности ложной тревоги и пропуска цели для сценария №1. Сплошные кривые соответствуют ЛЧМ-помехам, пунктирные – ФМ-помехам.

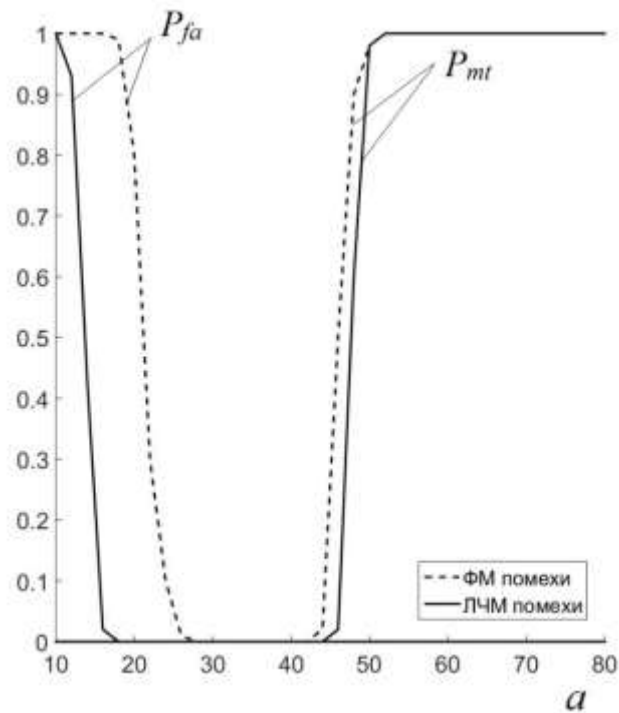


Рис. 5.17. Вероятность ложной тревоги и пропуска цели (сценарий 1)

Аналогичные кривые для сценария №2 показаны на рис. 5.18. По оси абсцисс отложен параметр, a из формулы (5.54). Из этих графиков видно, что для обоих типов помех существует интервал параметра a , в котором и вероятность ложной помехи и вероятность пропуска целей равны нулю. При этом диапазон изменения данного параметра достаточно большой, что крайне важно на практике.

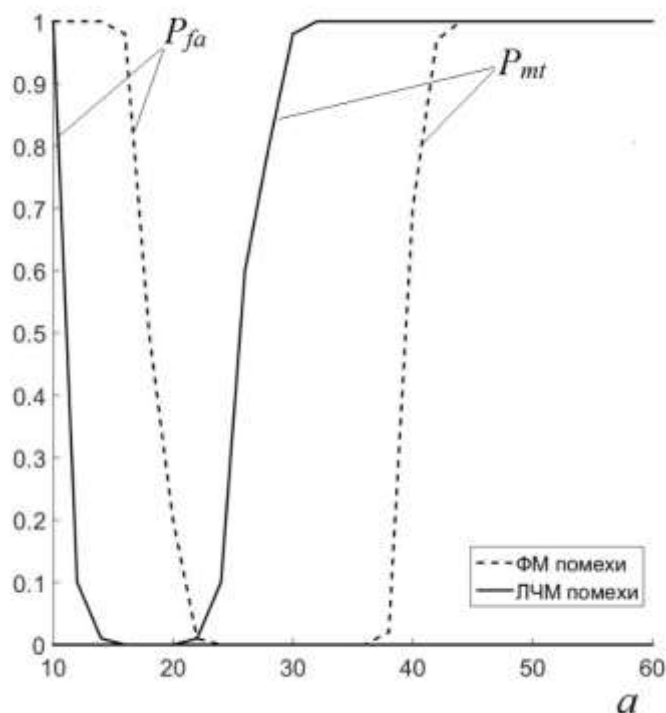


Рис. 5.18. Вероятность ложной тревоги и пропуска цели (сценарий 2)

Таким образом, результаты моделирования показывают высокую эффективность и универсальность предложенного метода в условиях воздействия разнородных помех.

5.4 Выводы по пятой главе

В пятой главе проведен синтез методов одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре ближнего радиуса действия с фазоманипулированным зондирующим сигналом при отсутствии и в условиях воздействия разнородных помех.

В результате исследований в пятой главе получены следующие выводы.

1. Предложен алгоритм одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре ближнего действия миллиметрового диапазона длин волн с фазоманипулированным зондирующим сигналом на фоне собственного шума. Предложены два подхода для решения указанной проблемы. Первый подход основывается на проекционной технике вычитания во временной области сигналов от ближних целей для возможности обнаружения сигналов от дальних целей. Он обладает невысокой вычислительной сложностью. Второй подход базируется на

технике максимально-правдоподобной оценки импульсной характеристики радиоканала. Данный подход обладает повышенной вычислительной сложностью.

2. Предложен оригинальный алгоритм оценки порога обнаружения до 8 целей на дальности до 300 метров с невысокой вычислительной сложностью, который позволяет снизить вероятность ложных тревог и пропуска целей до 0,01. При этом точность измерения дальности, скорости и азимута целей не превышает половины соответствующего дискрета по дальности, скорости и азимуту.

3. Решена задача одновременного обнаружения ближних и дальних целей в радаре миллиметрового диапазона при воздействии активных помех. На приемной стороне предлагаемого радара используется плоская антенная решетка с цифровыми каналами. В качестве зондирующего сигнала используется фазоманипулированная последовательность Дебрейна большой длительности. Решение задачи основано на применении алгоритмов подавления помех, как по пространству, так и во времени.

4. Предложено два метода для решения указанной в предыдущем пункте проблемы. Первый подход выполняет подавление помех в частотной области, а второй – основан на максимально правдоподобной оценке радиоканала и выполняет подавление помех во временной области. Предложен алгоритм измерения порога обнаружения как помеховых, так и непомеховых целей, обладающий невысокой вычислительной сложностью. Проведенное численное моделирование показало более высокую эффективность и универсальность второго подхода.

5. Предложен трехэтапный метод пространственно-временной обработки сигналов в радаре ближнего действия с фазоманипулированными зондирующими сигналами в условиях влияния активных разнородных помех (частотно-модулированных и фаза-модулированных). Пеленги источников помех могут совпадать (помеховая цель) или не совпадать (безпомеховая цель) с пеленгами обнаруживаемых целей. В качестве помех могут выступать как ЛЧМ-сигналы, так и ФМ-сигналы. Порог обнаружения оценивается за счет упрощенного CFAR-метода. Результаты численного моделирования показали, что при наличии до 4

помеховых и до 3 безпомеховых целей на дальности до 300 метров удастся достичь вероятности ложных тревог и пропуска целей около 0,01.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований, посвященных синтезу методов пространственно-временной обработки сигналов в цифровых антенных решетках активных и пассивных локационных систем. Синтезированные методы и структуры устройств цифровой обработки сигналов предназначены для улучшения точностных характеристик и для уменьшения вычислительной сложности.

Основные результаты, полученные в диссертации, следующие:

1. Теоретически обоснован и экспериментально подтвержден метод формирования регуляризованного в автоматическом режиме весового вектора адаптивной однолучевой антенной решетки для подавления узкополосных помех. Показано, что в дециметровом диапазоне длин волн при его использовании потери в отношении сигнал-шум не превышают 3 дБ при нормированной длине выборки на число антенных каналов равной 0,25.

2. Теоретически обоснован и подтвержден численным моделированием метод формирования регуляризованных весовых векторов многолучевой антенной решетки. Показано, что для обеспечения потерь в отношении сигнал-шум, не превышающих 3 дБ, достаточно использовать число выборок входного процесса только в два раза больше числа источников помех. Вычислительная сложность метода будет составлять $2N^2LJ + QN^2$ комплексных умножений, где N – число антенных каналов, L – число выборок, J – число помех, Q – число лучей.

3. Развита теория многоканальных автокомпенсаторов широкополосных стационарных и не стационарных помех при коротких выборках сигнала. Их структура содержит многоотводную линию задержки в каждом канале кроме основного, длина которой определяется корреляционными свойствами широкополосных помех. Алгоритм имеет вычислительную сложность около $\sim N(T+1)LK$, где N – число антенных каналов, L – число выборок, T – число отводов в каждом канале линии задержки, K – число сформированных степенных векторов при разложении корреляционной матрицы. Показано, что при использовании

короткой выборки $L < (NT+1)$ достигаемый коэффициент подавления помехи не более чем на 3 дБ хуже, чем теоретический.

4. Расширена теория многоканальных адаптивных антенных решеток при коротких выборках сигнала для подавления широкополосных стационарных и не стационарных помех и выделения широкополосного полезного сигнала. Их структура содержит многоотводную линию задержки в каждом канале, число отводов в которой совпадает с числом элементов полезного сигнала. Показано, что при использовании короткой выборки $L < N(T+1)$ потери в отношении сигнал-шум не превышают 3 дБ.

5. Теоретически обоснован и экспериментально подтвержден метод двумерной пеленгации подвижных объектов со сверхразрешением для приема телеметрической информации в пассивной локационной системе с автоматическим сопровождением цели. Эксперимент показал, что в дециметровом диапазоне длин волн при отношении сигнал-шум более 20 дБ вероятность правильной оценки числа источников и в азимутальной и в угломестной плоскости (с помощью метода минимального многочлена) составляет не менее 0,9. Эксперимент показал, что два источника телеметрической информации стабильно пеленгуются (разрешаются) при угловом разнесении равном 0,5 ширины главного луча диаграммы направленности и более. Эксперимент показал, что ошибка измерения азимута или угла места одного источника с помощью метода минимального многочлена при отклонении от нормали АР не превышающим ширину ДН составляет не более 0,5 градуса. Однако при приближении к зоне однозначного измерения угла ошибка может возрастать до 2 градусов.

6. Синтезирована система автоматического подавления мешающих помех, отождествления полезного источника телеметрической информации и его пеленгации в составе пассивной локационной системы. Эксперимент показал, что в дециметровом диапазоне длин волн точность пеленгации помехи составляет около 0,9 градуса, точность пеленгации полезного источника составляет около 2,6 градуса. Эксперимент показал, что достижимый коэффициент подавления помехи составляет около 26 дБ. Эксперимент показал, что вероятность правильной оценки

числа помех составляет 0,8, а что вероятность правильной оценки числа полезных источников составляет около 0,9.

7. Теоретически обоснован и экспериментально подтвержден метод формирования виртуальных приемных каналов в ММО-радаре ближнего действия при отсутствии декодера на приемной стороне применительно к задаче одномерной пеленгации. Получены аналитические выражения для сигналов в виртуальной АР на приемной стороне в условиях доплеровского смещения частоты и коротких зондирующих ЛЧМ-импульсов. Эксперимент показал, что точность пеленгации составляет около 0,08 градуса, а вероятность правильной оценки числа целей близка к 1.

8. Теоретически решена и подтверждена численным моделированием задача двумерной пеленгации в ММО радаре ближнего действия за счет добавления в структуру радара декодера на приемной стороне для упрощения формирования виртуальной приёмной антенной решетки. Показано, что в миллиметровом диапазоне длин волн при отношении сигнал-шум более 10 дБ точность пеленгации по азимуту составляет 0,05 градуса, а по углу места – около 0,15 градуса.

9. Синтезирована система одновременного обнаружения ближних и дальних целей в РМСW-радаре ближнего действия миллиметрового диапазона длин волн с фазоманипулированным зондирующим сигналом на фоне собственного шума. Первый режим работы основывается на проекционной технике вычитания во временной области сигналов от ближних целей для возможности обнаружения сигналов от дальних целей. Он обладает невысокой вычислительной сложностью. Второй подход базируется на технике максимально-правдоподобной оценки импульсной характеристики радиоканала. Данный подход обладает повышенной вычислительной сложностью. Предложен оригинальный алгоритм оценки порога обнаружения до 8 целей на дальности до 300 метров с невысокой вычислительной сложностью, который позволяет достичь вероятности ложных тревог и пропуска целей около 0,01.

10. Синтезирована система пространственно-временной обработки сигналов в РМСW-радаре ближнего действия миллиметрового диапазона длин

волн с фазоманипулированными зондирующими сигналами в условиях влияния активных помех. Пеленги источников помех могут совпадать (помеховая цель) или не совпадать (безпомеховая цель) с пеленгами обнаруживаемых целей. В качестве помех могут выступать как ЛЧМ-сигналы, так и ФМ-сигналы. Предложено два режима работы системы. Первый - выполняется подавление помех в частотной области, а второй основан на максимально правдоподобной оценке радиоканала и выполняет подавление помех во временной области. Порог обнаружения оценивается за счет упрощенного CFAR-метода. Результаты численного моделирования показали, что при наличии до 4 помеховых и до 3 безпомеховых целей на дальности до 300 метров удастся достичь вероятности ложных тревог и пропуска целей около 0,01.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АР	– антенная решетка
ААР	– адаптивная антенная решетка
АКП	– автокомпенсатор помехи
АКШП	– адаптивный компенсатор широкополосной помехи
АТФ	– адаптивный трансверсальный фильтр
АКФ	– авто-корреляционная функция
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АШАР	– адаптивная широкополосная антенная решетка
БПЛА	– беспилотный летательный аппарат
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
ДН	– диаграмма направленности
ДОС	– диаграмма-образующая схема
КВИМ	– кодо-временная импульсная модуляция
КМ –	– корреляционная матрица
ЛЗ	– линия задержки
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция
МКП	– многоканальный компенсатор помехи
ММ	– минимальный многочлен
МММ	– метод минимального многочлена
МП	– максимальное правдоподобие
ОСШ	– отношение сигнал-шум
ОПШ	– отношение помеха-шум
ОСШП	– отношение сигнал-шум плюс помеха
ОФМ	– относительная фазовая модуляция
ПБЛ	– подавление бокового лепестка
ПЛИС	– программируемая логическая схема
РЛС	– радиолокационная станция

СКО	– средне-квадратическая ошибка
ФМ	– фазовая модуляция
ЧМ	– частотная модуляция
ЭПР	– эффективная поверхность рассеивания
ADAS	– Advanced Driver Assistance System
CS-FMCW	– Chirp Sequence Frequency Modulated Continuous Wave
DSP	– digital signal processor
MIMO	– multiple-input and multiple-output
MUSIC	– multiple signal classification
PMCW	– Phase Modulated Continuous Wave
SST	– Spatial Smoothing Technique

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Бобров, Д.Ю. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 1 / Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев, Ю.В. Маликов, И.Б. Цыпин // Цифровая обработка сигналов. – 2001. – № 4. – С. 1-11.
- [2] Бобров, Д.Ю. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 2 / Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев, Ю.В. Маликов, И.Б. Цыпин // Цифровая обработка сигналов. – 2002. – № 1. – С. 28-39.
- [3] Бобров, Д.Ю. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 3 / Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев, Ю.В. Маликов, И.Б. Цыпин // Цифровая обработка сигналов. – 2002. – № 2. – С. 42-50.
- [4] Малеханов, А.И. Пространственная обработка частично когерентных сигналов в больших антенных решётках: анализ, моделирование и оценки возможностей оптимизации / А.И. Малеханов, А.В. Смирнов // Известия вузов. Радиофизика. – 2023. – Т. 66, № 12. – С. 1094-1121.
- [5] Слюсар, В.И. Цифровые антенные решетки — будущее радиолокации / В.И. Слюсар // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2001. – № 3 (33). С. 42-47.
- [6] Isobe, Y. A Polyphase Decimation Filter for Time-Interleaved ADCs in Direct-RF Sampling Receivers / Y. Isobe, T. Kihara, T. Yoshimura // 2018 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS). – 2018. – С. 163-166.
- [7] Dahnoun, N. Multicore DSP: From Algorithms to Real-time Implementation on the TMS320C66x / N. Dahnoun. – UK, Bristol : Wiley, 2018. – 646 с.
- [8] Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов. – Москва: МАИ, 2013. – 160 с.
- [9] Тихонов, Р.С. Влияние неоднородности обучающей выборки на характеристики многоканальных бортовых радиолокационных станций с пространственно-временной обработкой / Р.С. Тихонов // Электронный журнал «Труды МАИ». – 2015. – № 79. – С. 1-13.

- [10] Gentilho, Jr.E. Direction-of-arrival estimation methods: A performance-complexity tradeoff perspective / Jr.E. Gentilho, P.R. Scalassara, T. Abrão // Journal of Signal Processing Systems. – 2020. – V. 92. №. 2. – P. 239-256.
- [11] Barton, D.K. Radar equations for modern radar. / D.K. Barton. – Boston Artech House, 2013. – 448 c.
- [12] Richards, M.A. Fundamentals of radar signal processing / M.A. Richards. – New York : McGraw-Hill, 2005. – 539 p.
- [13] Huang, F. Robust adaptive beamforming for large-scale arrays / F. Huang, W. Sheng, X. Ma, W. Wang // Signal Processing. – 2010. – V. 90. №. 1. – P. 165-172.
- [14] Yang, P. Robust adaptive beamformer using interpolation technique for conformal antenna array / P. Yang, F. Yang, Z.P. Nie, B. Li, X.Tang // Progress In Electromagnetics Research B. – 2010. – V. 23. – P. 215-228.
- [15] Swathi, S. A novel adaptive beamforming for radar systems / S. Swathi, S. Sujatha // International Journal of Research and Innovation in Applied Science (IJRIAS). – 2016. – V. I, Issue IX, – P. 27- 32.
- [16] Tocca, V. Adaptive beamforming algorithms performance evaluation for active array radars / V. Tocca, D. Vigilante, L. Timmoneri, A. Farina // IEEE Radar Conference (RadarConf18). – 2018. P. 0043-0048.
- [17] Быстраков, С.Г. Экспериментальные исследования цифрового антенного компенсатора помех для приемника СРНС / С.Г. Быстраков, П.М.Головин, В.С. Ефименко, А.В. Пастухов, В.Н. Харисов // Радиотехника. – 2008. – №7. С. 51-55.
- [18] Agapov, O.A. Adaptive compensation for interference-source signals in the radar system with a phased array antenna under completely polarized reception / O.A. Agapov // J Journal of Communications Technology and Electronics. – 2016. – V. 61. – P. 409-413.
- [19] Ghazi-Moghadam, V. Interference cancellation using antenna arrays / V. Ghazi-Moghadam, M. Kaveh // Paper presented at Proceedings of the 1995 6th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'95. –1995. Part 3. –P. 936-939.

- [20] Lim, J. ELM(extreme learning machine) based correlated interference canceller for small aperture array antenna / J.Lim, H. Pang, W. Hong // Radioengineering. – 2014. – V. 23, №.1. – P. 181-194.
- [21] Khabbazibasmenj, A. Robust adaptive beamforming based on steering vector estimation with as little as possible prior information / A. Khabbazibasmenj, S.A. Vorobyov, A. Hassanien // IEEE transactions on signal processing. – 2012. – V. 60. №. 6. – P. 2974-2987.
- [22] Nishio, T. A high-speed adaptive antenna array with simultaneous multibeam-forming capability / T. Nishio, H. Tsai, Y. Wang, T. Itoh // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – V. 51. №. 12. – P. 2483-2494.
- [23] Zhu, H. Wideband dual-polarized multiple beam-forming antenna arrays / H. Zhu, H. Sun, B. Jones, C. Ding, Y.J. Guo // IEEE transactions on antennas and propagation. – 2018. – V. 67. №. 3. – P. 1590-1604.
- [24] Mallioras, I. An adaptive beamforming approach applied to planar antenna arrays using neural networks / I. Mallioras, Z. D. Zaharis, P.I. Lazaridis, V. Poulkov, N.V. Kantartzis, T.V. Yioultsis // IEEE international black sea conference on communications and networking (BlackSeaCom). – 2022. – P. 293-297.
- [25] Mathai, B.K. A recursive algorithm for robust wideband adaptive beamforming / B.K. Mathai, S. Gopi, R. Pradeepa // Proceedings of the 2nd International Conference on Communication and Signal Processing. – 2013. – P. 1043-1047.
- [26] Liu, Y. Robust adaptive wideband beamforming based on time frequency distribution / Y. Liu, C. Liu, , D. Hu, Y. Zhao, // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2019. – V. 67. №. 16. – P. 4370-4382.
- [27] Mwachaka, S.M. A review of mud pulse telemetry signal impairments modeling and suppression methods / S.M. Mwachaka, A. Wu, Q. Fu // Journal of Petroleum Exploration and Production Technology. – 2019. – V. 9. №. 1. – P. 779-792.
- [28] Ahmad, Z. Adaptive wideband beamforming based on digital delay filter / Z. Ahmad, S. Yaoliang, Q. Du // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2016. – V. 15. №. 3. – P. 261-274.

- [29] Wei, L. Adaptive broadband beamforming with spatial-only information / L. Wei // 15th International Conference on Digital Signal Processing. – 2007. – P. 575-578.
- [30] Tao, D. Broadband Frost Adaptive Array Antenna with a Farrow Delay Filter / D. Tao, W. Qiushi, Z. Yunxiao, J Lixia, Z. Hao, // International Journal of Antennas and Propagation. 2018. V. – 2018. – P. 7.
- [31] Zuo, M. A novel DOA estimation method for an antenna array under strong interference / M. Zuo, S. Xie // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2022. – V. 2022. №. 1. – P. 111.
- [32] Zheng, Z. Direction-of-arrival estimation of coherent signals via coprime array interpolation / Z. Zheng, Y. Huang, W.-Q. Wang, H. C. So // IEEE Signal Processing Letters. – 2020. – V. 27. – P. 585-589.
- [33] An, J. Stacked intelligent metasurface performs a 2D DFT in the wave domain for DOA estimation / J. An, C. Yuen, Y. Guan, M. Renzo, M. Debbah, H.V. Poor, L. Hanzo // ICC 2024 IEEE international conference on communications. – 2024. – P. 3445-3451.
- [34] Hu, W. 2D direction of arrival estimation for cross array in the presence of mutual coupling / W. Hu, A. Zhang, C. Wang // International Journal of Antennas and Propagation. – 2014. – V. 2014. №. 1. – P. 547540.
- [35] Fu, G. Research on soft demodulation of telemetry signal in reentry telemetry environment / G. Fu, D. X. Zhu, W.J. Geng // Applied Mechanics and Materials. – 2014. – V. 543. – P. 2555-2558.
- [36] Назаров, А.В. и/ А. В. Назаров, Г. И. Козырев, И. В. Шитов [и др.] – Санкт-Петербург: Наука и Техника, 2007. – 673 с.
- [37] Lagovsky, B.A. Methods for achieving super-resolution by digital antenna arrays / B.A. Lagovsky, E.Y. Rubinovich // Mathematics. – 2023. – V. 11. №. 4. – P. 1056.
- [38] Мищенко, С.Е. Метод углового сверхразрешения в цифровых антенных решетках на основе аппроксимации исходного пеленгационного рельефа веером узких лучей / С.Е. Мищенко, В.В. Шацкий, Л.В. Винник // Радиотехника. – 2022. – Т. 86. № 3. С. 104-114.

- [39] Shejbal, T. Angular resolution of an antenna array with two incoming coherent signals / T. Shejbal, P. Bezousek // 26th International conference radioelektronika (Radioelektronika). IEEE. – 2016. – P. 300-303.
- [40] Shi, W. 2D angle and doppler frequency estimation in MIMO radar / W. Shi, J. Huang, C. He, Y. Hou, // Proc. World Congress on Engineering and Computer Science WCECS. – 2011. – V. 1.
- [41] Chen, A. A novel angle measuring method for 2d digital array radars / A. Chen, Y. Zhu, H. Zhang, S. Wu, X. Liu // International Conference in Communications, Signal Processing, and Systems. – Singapore : Springer Nature Singapore, 2022. – C. 183-189.
- [42] Huan, S. Low elevation angle estimation with range super-resolution in wideband radar / S. Huan, M. Zhang, G. Dai, H. Gan // Sensors. – 2020. – V. 20. №. 11. – P. 3104.
- [43] Hasch, J. Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band / J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, Ch. Waldschmidt // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2012. – V. 60. №. 3. – P. 845-860.
- [44] Kim, S. Low-complexity joint extrapolation-music-based 2-D parameter estimator for vital FMCW radar / S. Kim, K. Lee // IEEE sensors journal. – 2018. – V. 19. №. 6. – P. 2205-2216.
- [45] Du, X. DOA estimation based on intelligent FMCW radar with triangle array antenna / X. Du, G. Jiang, C. Han, C. Wang, Y. Zhou // Communications and Networking: 15th EAI International Conference. –2021. – P. 3-16.
- [46] Sang, T. DoA estimation for FMCW radar by 3D-CNN / T. Sang, F. Chien, C. Chang, K. Tseng, B. Wang, J. Guo // Sensors. – 2021. – V. 21. №. 16. – P. 5319.
- [47] Li, J. MIMO radar signal processing / J. Li, P. Stoica. – Wiley, 2009. – 468 p.
- [48] Cemil, A. Analysis of ADAS radars with electronic warfare perspective / A. Cemil, M. Ünlü // Sensors. – 2022. – V. 22. №. 16. – P. 6142.

- [49] Meinl, F. Signal Processing Architectures for Automotive High-Resolution MIMO Radar Systems : Ph.D dissertation / F. Meinl ; Leibniz University Hannover. – 2020. – 191 p.
- [50] Heckel, R. Super-resolution MIMO radar / R. Heckel // IEEE international symposium on information theory (ISIT). – 2016. – P. 1416-1420.
- [51] Amani, N. Sparse automotive MIMO radar for super-resolution single snapshot DOA estimation with mutual coupling / N. Amani, F. Jansen, A. Filippi, M.V. Ivashina, R. Maaskant // IEEE Access. – 2021. – V. 9. – P. 146822-146829.
- [52] Dubey, A. Generative adversarial network based extended target detection for automotive MIMO radar / A. Dubey, J. Fuchs, M. Lübke, R. Weigel, F. Lurz // 2020 IEEE international radar conference (RADAR). – 2020. – P. 220-225.
- [53] Gaudio, L. Joint radar target detection and parameter estimation with MIMO OTFS / L. Gaudio, M. Kobayashi, G. Caire, G. Colavolpe // 2020 IEEE Radar conference (RadarConf20). – 2020. – P. 1-6.
- [54] Kang, S. Autoencoder-based target detection in automotive MIMO FMCW radar system / S. Kang, M. Jang, S. Lee // Sensors. – 2022. – V. 22. №. 15. – P. 5552.
- [55] Aydogdu, C. Radar interference mitigation for automated driving / C. Aydogdu, G.K. Carvajal, O. Eriksson, H. Hellsten, H. Herbertsson, M.F. Keskin, E. Nilsson, M. Rydstrom, K. Vanas, H. Wymeersch // IEEE Signal Processing Magazine. Special Issue on Autoumous Driving. – 2019. P. – 1-21.
- [56] Alland, S. Interference in automotive radar systems: characteristics, mitigation techniques, and current and future research / S. Alland, W. Stark, M. Ali, M. Hegde // IEEE Signal Processing Magazine. – 2019. – V. 36. №. 5. – P. 45-59.
- [57] Aydogdu, C. Radar interference mitigation for automated driving: exploring proactive strategies / C. Aydogdu, M. Keskin, G. Carvajal, O. Eriksson, H. Hellsten, H. Herbertsson, E. Nilsson, M. Rydstrom, K. Vanas, H. Wymeersch // IEEE Signal Processing Magazine. – 2020. – V. 37. №. 4. – P. 72-84.
- [58] Kay, S. Fundamentals of statistical signal processing, Volume.2. Detection theory / S. Kay. – Prentice Hall PTR, 1998. – 560 p.
- [59] Godara, L.C. Smart antennas / L.C. Godara. – CRC Press, 2004. – 458 p.

- [60] Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – Москва: Радио и связь, 1986. – 448 с.
- [61] Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – Москва: Наука, 1988. – 552 с.
- [62] Gentilho, E. Direction-of-arrival estimation methods: a performance-complexity tradeoff perspective / E. Gentilho, P.R. Scalassara, T. Abrao // Journal of Signal Processing Systems. – 2020. – V. 92. №. 2. – P. 239-256.
- [63] Метелев, С.А. Адаптивная пространственно-временная компенсация помех в каналах радиосвязи: дис. ...докт. физ.-мат. наук : 01.04.03 / С.А. Метелев ; Научно-производственное предприятие «Полет». – Нижний Новгород, 2004. – 239 с.
- [64] Чернояров, О.В. Статистический анализ случайных импульсных сигналов на фоне помех в условиях различной априорной неопределенности: дис. ...докт. физ.-мат. наук : 01.04.03 / О.В. Чернояров ; Московский энергетический институт. – Москва, 2010. – 366 с.
- [65] Фитасов, Е.С. Пространственно-временная обработка сигналов в малогабаритных радиолокационных системах обнаружения низколетящих воздушных объектов: дис. ...докт. тех. наук : 05.12.14 / Е.С. Фитасов ; Нижегородский гос. университет. – Москва, 2018. – 376 с.
- [66] Пешков, И.В. Адаптивные алгоритмы пространственной обработки сигналов, эффективные при случайных дестабилизирующих воздействиях: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / И.В. Пешков ; Воронежский гос. университет. – Воронеж, 2012. – 182 с.
- [67] Прилепский, А.В. Синтез и оптимизация алгоритмов подавления узкополосных помех в приемниках сложных фазоманипулированных сигналов: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / А.В. Прилепский ; Воронежский гос. университет. – Воронеж, 2005. – 142 с.
- [68] Сорокин И.С. Адаптивная пространственная обработка сигналов с формированием оптимального решения в базисе степенных векторов: дис.

- ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / И.С. Сорокин ; Нижегородский гос. университет. – Нижний Новгород, 2015. – 124 с.
- [69] Джиган, В.И. Алгоритмы адаптивной фильтрации нестационарных сигналов: дис. ...докт. тех. наук : 05.12.04 / В.И. Джиган ; Научно-производственный центр «ЭЛВИС». – Москва, 2006. – 342 с.
- [70] Королев, К.Ю. Развитие цифровых методов обработки сигналов многоканальных антенных решеток: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / К.Ю. Королев ; Российский гос. университет имени Иммануила Канта. – Калининград, 2007, 169 с.
- [71] Миронов, Н.А. Пространственная обработка речевых сигналов на фоне интенсивных распределенных помех: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.06 / Н.А. Миронов ; Нижегородский гос. университет. – Нижний Новгород, 2020. – 108 с.
- [72] Макаров, Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / Е.С. Макаров ; Воронежский гос. университет. – Воронеж, 2009. – 164 с.
- [73] Гуськов, А.Б. Излучение диполей, расположенных на поверхности многослойной феррит-диэлектрической структуры: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / А.Б. Гуськов ; Санкт-Петербургский государственный технический университет. – Санкт-Петербург, 2000. – 190 с.
- [74] Елохин А.В. Синтез методов обработки сигналов в антенных решетках на основе свойств минимального многочлена корреляционной матрицы: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / А.В. Елохин ; Нижегородский гос. университет. – Нижний Новгород, 2021. – 109 с.
- [75] Шмонин О.А. Разработка методов двумерного углового разрешения источников излучения в адаптивных антенных системах: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 1.3.4 / О.А. Шмонин ; Нижегородский гос. университет. – Нижний Новгород, 2022. – 141 с.

- [76] Болховская, О.В. Анализ характеристик обнаружения многомерных сигналов на основе обобщенного отношения максимального правдоподобия в случае коротких выборок: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 01.04.03 / О.В. Болховская ; Нижегородский гос. университет. – Нижний Новгород, 2004. – 101 с.
- [77] Артюхин И.В. Синтез алгоритмов пространственной обработки сигналов в современных системах автомобильных ММО радаров: дис. ...канд. физ.-мат. наук : 1.3.4 / И.В. Артюхин ; Нижегородский гос. университет. – Нижний Новгород, 2024. – 100 с.
- [78] Ермолаев, В.Т. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, И.С. Сорокин, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Известия вузов. Радиофизика. – 2015. – Т.58. № 3. – С. 235-243.
- [79] Ермолаев, В.Т. Экспериментальное исследование двумерного подавления помех в активном радаре на базе адаптивной антенной решетки для случая короткой выборки / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман // Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ. – 2022. – Т. 15. № 4. –С. 5-16.
- [80] Ермолаев, В.Т. Применение метода степенных векторов для адаптивной обработки сигналов в многолучевых антенных решетках / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, И.С. Сорокин, А.Г. Флакман // Известия вузов. Радиофизика. – 2016. – Т.59. № 10. – С. 948-955.
- [81] Семенов, В.Ю. Методы временной обработки сигналов в адаптивном трансверсальном фильтре / В.Ю. Семенов. – Текст : электронный // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №6. – <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.6.14> (дата обращения: 01.09.2025)
- [82] Семенов, В. Ю. Одноканальный автокомпенсатор широкополосной помехи на основе метода степенных векторов / В.Ю. Семенов, А.А. Подкопаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2020. – Т. 25. №1-2. – С. 33-42.

- [83] Ермолаев, В. Т. Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2017. – №. 4. – С. 19-26.
- [84] Семенов, В. Ю. Подавление импульсных широкополосных помех адаптивным фильтром, основанным на методе степенных векторов / В.Ю. Семенов, А.А. Подкопаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2020. – Т. 25. №4. – С. 46-55.
- [85] Ермолаев, В. Т. Подавление широкополосных помех в адаптивной антенной решетке на основе метода степенных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2018. – Т. 23. №8. – С. 4-11.
- [86] Родионов, А.А. Локализация неподвижного источника звука с использованием некогерентного апертурного синтеза с одновременным подавлением помех / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Известия вузов. Радиофизика. – 2019. – Т. 62. № 2. – С. 126-135.
- [87] Родионов, А.А. Локализация движущегося источника звука с использованием некогерентного апертурного синтеза с одновременным подавлением помех / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Известия вузов. Радиофизика. – 2020. – Т. 63, № 7. – С. 557-568.
- [88] Семенов, В. Ю. Методы пространственно-временной обработки сигналов для подавления импульсных помех в широкополосных адаптивных антенных решетках / В.Ю. Семенов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2025. – Т. 30. № 4. – С. 52-66.
- [89] Семенов, В.Ю. Подавление узкополосных стационарных помех в телеметрическом комплексе на основе автокомпенсатора с удаленными каналами / В.Ю. Семенов, А.В. Коротышев. – Текст : электронный // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – №12. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec20/index.html> (дата обращения: 01.09.2025)

- [90] Семенов, В.Ю. Метод двумерной пеленгации в телеметрическом комплексе на основе цифровой антенной решетки / В.Ю. Семенов // Радиотехника. – 2025. – Т. 89. № 2. – С. 102-113.
- [91] Семенов, В.Ю. Метод пространственной обработки сигналов для двумерной пеленгации со сверхразрешением в радиотелеметрическом комплексе с антенной решеткой / В.Ю. Семенов // Известия вузов. Радиофизика. – 2024. – Т. 67. № 8. – С. 708-718.
- [92] Семенов, В.Ю. Метод двумерного подавления помех в пассивной локационной системе с автоматической пеленгацией / В.Ю. Семенов // Радиотехника. – 2025. – Т. 89. № 3. – С. 143-156.
- [93] Родионов, А.А. Шумопеленгация акустических источников с помощью решёток микрофонов при наличии интенсивной помехи / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов // Известия вузов. Радиофизика. – 2023. – Т. 66. № 4. – С. 253-261.
- [94] Ивлев, Д.Н. Моделирование телеметрической системы передачи информации с учётом сложного характера движения объекта контроля / Д.Н. Ивлев, В.С. Васильев, В.Ю. Семенов, И.Я. Орлов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2024. – № 1 (61). – С. 6-22.
- [95] Ермолаев, В.Т. Метод формирования виртуальных приемных каналов в автомобильном ММО-радаре / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, И.В. Артюхин, О.А. Шмонин // Радиотехника. – 2021. – Т. 85. № 7. – С. 115-126.
- [96] Артюхин, И.В. Двумерная пеленгация со сверхразрешением в автомобильном ММО радаре в условиях коррелированности целей / И.В. Артюхин, В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, О.А. Шмонин // Электросвязь. – 2022. – № 8. – С. 45-52.

- [97] Семенов, В. Ю. Метод степенных векторов для подавления помех в ММО-радаре / В.Ю. Семенов, А.А. Подкопаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2019. – Т. 24. №4. – С. 5-13.
- [98] Ермолаев, В. Т. Применение технологии ММО в широкополосных системах беспроводной связи миллиметрового диапазона волн / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.Е. Рубцов, С.А. Тираспольский, В.Ю. Семенов, М.А. Соколов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54. №. 4. – С. 55-64.
- [99] Семенов, В.Ю. Пространственная обработка сигналов для измерения угловых координат в FMCW-авторадаре/ В.Ю. Семенов // Радиотехника. – 2025. – Т. 89. № 5. – С. 173-185.
- [100] Ермолаев, В.Т. Два метода обнаружения целей в автомобильном радаре на фоне собственного шума / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, И.В. Артюхин // Известия вузов. Радиофизика. – 2022. – Т. 65. № 12. – С. 1028-1042.
- [101] Ермолаев, В.Т. Методы обнаружения целей в автомобильном радаре в условиях воздействия активных помех / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман // Радиотехника. – 2023. – Т. 87. № 1. – С. 73-87.
- [102] Ермолаев, В.Т. Пространственно-временная обработка сигналов в автомобильном радаре в условиях активных помех / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман // Известия вузов. Радиофизика. – 2024. Т. 67, № 3. – С. 292-301.
- [103] Ермолаев, В.Т. Регуляризованный метод подавления помех в адаптивной антенной решетке / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Радиотехнологии обнаружения и нейтрализации диверсионных террористических угроз. Радиотехнологии в системах безопасности. – М.: Радиотехника, 2017 г. – С. 55-62.
- [104] Ермолаев, В.Т. Регуляризованный метод оценки весового вектора компенсатора помехи / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Радиотехнологии обнаружения и нейтрализации диверсионных

- террористических угроз. Радиотехнологии в системах безопасности. – М.: Радиотехника, 2017 г. – С. 63-72.
- [105] Ермолаев, В.Т. Метод подавления широкополосных помех адаптивным фильтром / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакسمан, А.В. Ястребов // Радиотехнологии обнаружения и нейтрализации диверсионных террористических угроз. Радиотехнологии в системах безопасности. – М.: Радиотехника, 2017 г. – С. 73-81.
- [106] Ермолаев, В.Т. Пространственно-временной компенсатор хаотических широкополосных помех на основе метода степенных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакسمан, А.В. Ястребов // Радиолокация. Результаты теоретических и экспериментальных исследований. – М.: Радиотехника, 2018. – С. 130-143.
- [107] Ермолаев, В.Т. Метод подавления хаотических широкополосных помех в адаптивной антенной решетке / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакسمан, А.В. Ястребов // Радиолокация. Результаты теоретических и экспериментальных исследований. – М.: Радиотехника, 2018. – С. 85-99.
- [108] Семенов, В.Ю. Экспериментальное исследование алгоритма пеленгации движущейся цели телеметрическим комплексом в условиях воздействия активной помехи / В.Ю. Семенов, А.А. Дмитричев, Е.Ю. Бобков, А.А. Подкопаев, А.А. Новиков. // Радиолокация. Теория и практика. – М.: Юнити-Дана, 2023. - С. 283-299.
- [109] Семенов, В.Ю. Пропускная способность широкополосной системы сотовой связи на основе антенной решетки с частотным сканированием в многолучевом канале / В.Ю. Семенов // Труды двенадцатой международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA'2010». – Москва, 2010. С. 265-268.
- [110] Семенов, В.Ю. Аналитические выражения для вероятности битовой ошибки и пропускной способности в системе мобильной связи с частотно-сканирующей антенной решеткой для пространственного канала с угловой

- дисперсией сигнала / В.Ю. Семенов // Труды международной научно-технической конференция по интеллектуальным системам AIS'10. (Международный конгресс по интеллектуальным системам и информационным технологиям). – Геленджик-Дивноморское, 2010 г. С. 318-324.
- [111] Ермолаев, В.Т. Эффективность подавления широкополосной помехи в автокомпенсаторе на основе метода степенных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, И.С. Сорокин, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Труды IX всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2015. – С. 100-105.
- [112] Ермолаев, В.Т. Применение метода степенных векторов для адаптивной обработки сигналов в многолучевых антенных решетках / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, И.С. Сорокин, А.Г. Флакман // Труды IX всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2015. – С. 90-95.
- [113] Ермолаев, В.Т. Применение метода степенных векторов для пространственного автокомпенсатора широкополосных помех / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Труды X всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2016. – С.108-113.
- [114] Ермолаев, В.Т. Эффективность подавления широкополосных помех в адаптивной антенной решетке на основе метода степенных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Труды X всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2016. – С. 113-118.
- [115] Родионов, А.А. Исследование адаптивных алгоритмов шумопеленгации с помощью бортовых антенных решеток при наличии помех, вызванных работой механизмов внутри корабля-носителя / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Труды XII всероссийской

научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, – С.114-118.

- [116] Родионов, А.А. Программная реализация адаптивной шумопеленгации методом MUSIC с помощью бортовых антенных решеток при наличии помех, вызванных работой механизмов внутри корабля-носителя / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Труды XII всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2018. – С.119-122.
- [117] Родионов, А.А. Исследование возможности некогерентного апертурного синтеза для шумопеленгации покоящегося источника для разных типов траекторий приемника с одновременным подавлением внешних помех / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Труды XII всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2018. – С.123-127.
- [118] Елохин, А.В. Пространственно-временной компенсатор импульсных широкополосных помех на основе метода степенных векторов / А.В. Елохин, В.Ю. Семенов, О.А. Шмонин, А.В. Ястребов // Труды XI всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2017. – С.33-37.
- [119] Елохин, А.В. Подавление импульсных широкополосных помех в адаптивной антенной решетке на основе метода степенных векторов / А.В. Елохин, В.Ю. Семенов, О.А. Шмонин, А.В. Ястребов // Труды XI всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2017. – С.38-42.
- [120] Родионов, А.А. Исследование эффективности некогерентного апертурного синтеза в зависимости от типа и длины траектории носителя антенной решетки / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов // Труды II всероссийской акустической конференции. – Нижний Новгород, 2017. С. 1041-1048.

- [121] Семенов, В.Ю. Применение метода степенных векторов для подавления помех в ММО радаре / В.Ю. Семенов, А.А. Подкопаев // Труды XII всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, 2018. – С.24-28.
- [122] Семенов, В.Ю. Пространственно-временная обработка сигналов в автомобильном радаре в условиях воздействия разнотипных активных помех / В.Ю. Семенов // Труды всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (РЭУС-ИТ 2025)». – Москва, 2025. С. 105–109.
- [123] Родионов, А.А. Шумопеленгация подвижного источника с помощью бортовых антенных решеток при наличии помех, вызванных работой механизмов внутри корабля-носителя / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Труды XXIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2019. – С. 380-383.
- [124] Родионов, А.А. Некогерентный апертурный синтез движущегося источника в зависимости от типа и длины траектории носителя антенной решетки / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Труды XXIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2019. – С. 387-390.
- [125] Родионов, А.А. Программная реализация блока адаптивной шумопеленгации гидроакустического комплекса для подвижного источника с помощью бортовых антенных решеток / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов, Н.В. Савельев, К.С. Коновалов // Труды XXIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2019. – С. 364-367.
- [126] Ермолаев, В.Т. Адаптивный согласованный фильтр для подавления широкополосной помехи, основанный на методе степенных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман // Труды XX научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2016. – С. 328-329.
- [127] Семенов, В.Ю. Метод степенных векторов для подавления помех в ММО радаре / В.Ю. Семенов, А.А. Подкопаев // Труды XXV научной

конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2021. – С. 224-227.

- [128] Пальгуев, Д.А. Матричный метод обработки массивов динамически изменяющихся данных / Д.А. Пальгуев, В.Ю. Семенов // Труды XXIV научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2021. – С. 213-217.
- [129] Патент № 2744824 Российская Федерация. Антенная система : № заявки 2020121842 : заявл. 26.06.2020 : опубл. 16.03.2021 / С.Н. Анохин, А.В. Баранов, Е.Ю. Бобков, В.С. Васильев, А.А. Дмитричев, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [130] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021664765 Российская Федерация. Программа цифровой обработки сигналов с относительной фазовой модуляцией многоканального приемного радиотелеметрического комплекса, формирующая весовой вектор адаптивной цифровой антенной решетки для подавления активных помех : № заявки 2021664015 : заявл. 06.09.2021 : опубл. 13.09.2021 / В.С. Васильев, Е.Ю. Бобков, А.А. Дмитричев, Е.А. Маврин, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [131] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022618436 Российская Федерация. Программа двумерного подавления преднамеренных и промышленных помех на основе метода степенных векторов корреляционной матрицы антенной решетки многоканального радиотелеметрического комплекса для сигналов с относительной фазовой модуляцией : № заявки 2022617526 : заявл. 25.04.2022 : опубл. 06.05.2022 / А.В. Баранов, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [132] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021614655 Российская Федерация. Программа для интерфейса пользователя телеметрического комплекса с автоматическим сопровождением цели по сигналам с двух и четырех позиционно дифференциальной фазовой модуляцией : № заявки 2021613721 : заявл.

- 22.03.2021 : опубл. 29.03.2021 / С.Н. Анохин, А.В. Баранов, Е.Ю. Бобков, А.А. Дмитричев, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [133] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021614813 Российская Федерация. Программа для плат цифровой обработки сигналов многоканального телеметрического комплекса, принимающего информацию по сигналам с двух и четырех позиционной дифференциальной фазовой модуляцией : № заявки 2021613797 : заявл. 22.03.2021 : опубл. 30.03.2021 / С.Н. Анохин, А.В. Баранов, Е.Ю. Бобков, А.А. Дмитричев, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [134] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021614923 Российская Федерация. Программа для управления опорно-поворотным устройством планарной антенной решетки радиопеленгатора, принимающего сигналы с двух и четырех позиционной дифференциальной фазовой модуляцией : № заявки 2021613848 : заявл. 22.03.2021 : опубл. 31.03.2021 / С.Н. Анохин, А.В. Баранов, Е.Ю. Бобков, А.А. Дмитричев, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [135] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021618731 Российская Федерация. Программа высокоточной фазировки радиоприемного тракта многоканального радиотелеметрического комплекса на базе цифровой ФАР по внешнему имитатору сигналов : № заявки 2021617828 : заявл. 24.05.2021 : опубл. 31.05.2021 / Е.Ю. Бобков, О.А. Истомина, Д.М. Ляшков, Е.А. Маврин, В.Ю. Семенов, М.А. Тягин. – 1 с.
- [136] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021661260 Российская Федерация. Программа высокоточной экспресс-фазировки радиоприемного тракта многоканального радиотелеметрического комплекса на базе цифровой ФАР системой встроенного контроля : № заявки 2021660379 : заявл. 30.06.2021 : опубл. 07.07.2021 / С.Н. Анохин, Е.Ю. Бобков, О.А. Истомина, Д.М. Ляшков, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.

- [137] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022618591 Российская Федерация. Программа двумерной пеленгации со сверхразрешением на основе метода минимального многочлена корреляционной матрицы антенной решетки многоканального радиотелеметрического комплекса для сигналов с относительной фазовой модуляцией : № заявки 2022616987 : заявл. 18.04.2022 : опубл. 12.05.2022 / В.С. Васильев, А.В. Коротышев, В.Ю. Семенов, А.В. Чернов. – 1 с.
- [138] Ермолаев, В.Т. О расчете статистического режима адаптивной антенной решетки на основе аналитического обращения корреляционной матрицы / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман // Известия Вузов. Радиофизика. – 1982. – Т. 25. №4. – С. 472-474.
- [139] Ермолаев, В.Т. О синтезе оптимального весового распределения в адаптивных антенных решетках / В.Т. Ермолаев, Б.А. Краснов, А.Г. Флакман // Известия Вузов. Радиофизика. – 1983. – Т. 26. №7. – С. 874-880.
- [140] Ермолаев, В.Т. Оценивание параметров минимального многочлена сигнальной корреляционной матрицы многоканальной адаптивной приемной системы / В.Т. Ермолаев // Известия вузов. Радиофизика. – 1995. – Т. 38. № 8. – С. 841-859.
- [141] Ермолаев, В.Т. Оценивание параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.А. Анулин // Известия вузов. Радиофизика. – 1996. –Т. 39 № 9. – С. 1144-1160.
- [142] Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз – Москва: Радио и связь, 1989. – 440 с.
- [143] Журавлев, А.К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках / А.К. Журавлев, А.П. Лукошкин, С.С. Поддубный. – Санкт-Петербург: Изд. Ленинградского университета, 1983. – 240 с.
- [144] Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос – Москва: Радио и связь, 1981. – 416 с.

- [145] Пистолькорс, А.А. Введение в теорию адаптивных антенн / А.А. Пистолькорс, О.С. Литвинов – Москва: Наука, 1991. – 200 с.
- [146] Ермолаев, В.Т. Анализ эффективности частичной адаптации в антенных решетках с адаптивными диаграммообразующими схемами / В.Т. Ермолаев, Б.А. Краснов, В.Я. Соломатин, А.Г. Флакسمан // Известия Вузов. Радиофизика. – 1986. – Т. 29. №5. – С. 551-556.
- [147] Ermolayev, V.T. Signal processing in adaptive arrays using power basis / V.T. Ermolayev, A.G. Flaksman // International Journal of Electronics Theoretical and Experimental. – 1993. – V. 75. №. 4. – P. 753-765.
- [148] Тихонов, А.И. Методы решения некорректных задач / А.И. Тихонов, В.Я. Арсенин. – Москва: Наука, 1979. – 288 с.
- [149] Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха / Абрамович Ю.И. // Радиотехника и электроника, – 1981. Т. 26, № 3. С. 543-551.
- [150] Ermolayev, V.T. Methods of defining the vector of adaptive processing in antenna arrays at short sample case / V.T. Ermolayev, A.G. Flaksman, Yu.L. Rodygin // International journal of electronics. – 1994. – V. 76. №. 3. – P. 497-510.
- [151] Ермолаев, В.Т. Регуляризованная оценка весового вектора адаптивной антенной решетки / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакسمан, И.С. Сорокин // Известия вузов. Радиофизика. – 2012. – Т 55. №9. – С. 641-650.
- [152] Ермолаев, В.Т. Два метода оценивания весового вектора адаптивной антенной решетки / В.Т. Ермолаев, И.С. Сорокин, А.Г. Флакسمан // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского, сер. Радиофизика. – 2014. № 4. часть 1. – С. 79-84.
- [153] Воеводин, В.В. Линейная алгебра / В.В. Воеводин – Москва: Наука, 1980. – 400 с.
- [154] Richards, M. Fundamentals of Radar Signal Processing / M. Richards. – New York: McGraw-Hill Publ., 2014. – 894 p.

- [155] Baird, C.A. Recursive estimation in array processing / C.A. Baird, J.T. Rickard // 5th Asilomar Conference on Circuits and Systems. – 1971. – P. 509-513.
- [156] Сколник, И. Справочник по радиолокации. Книга I / И. Сколник. – Москва: Техносфера, 2014. – 671 с.
- [157] Морозов, О.А. Эффективный вычислительный алгоритм реализации метода максимальной энтропии в задачах обращения свёртки / О.А. Морозов, Т.Г. Рыжкова, В.Р. Фидельман // Известия Вузов. Радиофизика. – 2002. – Т. 45. №8. – С. 772-729.
- [158] Stoica, P. Introduction to Spectral Analysis / P. Stoica, R.L. Moses. – NJ: Prentice Hall, 1997 – 447 p.
- [159] Ширман, Я.Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник / Я.Д. Ширмана – Москва: Радиотехника, 2007. – 512 с.
- [160] Fu, W. Radar wideband digital beamforming based on time delay and phase compensation / W. Fu, D. Jiang, // International journal of electronics. – 2018. – Т. 105. – №. 7. – С. 1144-1158.
- [161] Уидроу, Б.И. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения / Б.И. Уидроу // ТИИЭР. – 1975. – Т. 63. №12. – С 69-78.
- [162] Wang, G., Wideband Transmitting Adaptive Digital Beamforming Based on Sub-Band Multiple Linear Constrained Minimum Variance Method / G. Wang, M. Shen, J. Li, D. Wu, D. Zhu // Progress In Electromagnetics Research M. – 2018. – V. 75. – P. 113-120.
- [163] Bucciarelli, M. Integration of Frequency Domain Wideband Antenna Nulling and Wavenumber Domain Image Formation for Multi-Channel SAR / M. Bucciarelli, D. Pastina, D. Cristallini, M. Sedehi, P. Lombardo // International Journal of Antennas and Propagation. – 2016. – V. 2016. №. 1. – P. 2834904.
- [164] Hema, N. VLSI Architecture for Broadband MVDR Beamformer / N. Hema, J. Kidav, B. Lakshmi // Indian Journal of Science and Technology. – 2015. – V. 8. №. 19. – P. 1-10.
- [165] Максимов, М.В. Защита от радиопомех / М.В. Максимов – Москва: Советское радио, 1976. – 496 с.

- [166] Ермолаев, В.Т. О синтезе оптимального весового распределения в адаптивных антенных решетках / В.Т. Ермолаев, Б.А. Краснов, А.Г. Флакман // Известия Вузов. Радиофизика. – 1983. – Т. 26. №7. – С. 874-880.
- [167] Noori, N. Optimisation of a wideband tapped-delay lone array antenna / N. Noori // Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering. – 2014. – V. 10. №. 2. – С. 91-95.
- [168] Chen, Y. Performance evaluation of DFT beamformers for broadband antenna array processing / Y. Chen, J. Lee // Progress In Electromagnetics Research. – 2013. – V. 139. – P. 57-86.
- [169] Ермолаев, В.Т. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решётки путём ограничения числа базисных векторов / В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, И.С. Сорокин, А.Г. Флакман, А.В. Ястребов // Известия вузов. Радиофизика. – 2015. – Т. 58. №3. – С. 235-243.
- [170] Чиров, Д.С. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности / Д.С. Чиров, Е.М. Лобов // T-Comm. – 2017. – №10. – С. 21-28.
- [171] Скрыпник, О.Н. Подавление помех в широкополосных радиоканалах диапазона УВЧ / О.Н. Скрыпник, О.В. Патрикеев, Н.Г. Астраханцева // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014. – №209. – С. 129-135.
- [172] Кошкарлов, А.С. Двухэтапный алгоритм детектирования и режекции многочастотных помех в навигационной аппаратуре потребителей ГЛОНАСС / А.С. Кошкарлов, В.А. Добриков // Информационные каналы и среды. – 2017. – №2. – С. 88-95.
- [173] Грачев, В. В. Радиотехнические средства управления воздушным движением / В. В. Грачев, В. М. Кейн. – Москва: Транспорт, 1975. – 343 с.
- [174] Перевезенцев, Л.Т. Радиолокационные системы аэропортов / Л.Т. Перевезенцев, В.Н. Огарков. – Москва: Транспорт, 1991. – 360 с.
- [175] Ермолаев, В.Т. Метод минимального многочлена для оценки параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман,

- А.В. Елохин, В.В. Купцов // Акустический журнал. – 2018. – Т. 64. №1. – С. 78-85.
- [176] Tuncer, T.E. Classical and modern direction-of-arrival estimation / T.E. Tuncer, B. Friedlander. – Academic Press, 2009. – 456 p.
- [177] Mengali, U. Synchronization techniques for digital receivers / U. Mengali, A. Andrea. – Plenum Press, 1997. – 529 p.
- [178] Wang, W. Design and implementation of a FPGA and DSP based MIMO radar imaging system / W. Wang, D. Liang, Z. Wang, H. Yu // Radioengineering. – 2015. – V. 24. №. 2. – P. 518-526.
- [179] Lutz, S. On fast chirp modulations and compressed sensing for automotive radar applications / S. Lutz, D. Ellenrieder, T. Walter, R. Weigel // 2014 15th International Radar Symposium (IRS). – IEEE. – 2014. – С. 1-6.
- [180] Winkler, V. Range Doppler detection for automotive FMCW radars / V. Winkler. // 2007 European Radar Conference. IEEE. – 2007. – P. 166-169.
- [181] Feger, R. A 77-GHz FMCW MIMO radar based on an sige single-chip transceiver / R. Feger, C. Wagner, S. Schuster, S. Scheiblhofer, H. Jager, A. Stelzer // IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques. – 2009. – V. 57. №. 5. – P. 1020-1035.
- [182] Черняк, В.С. Обнаружение сигналов в ММО РЛС / В.С. Черняк // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 7. – С. 35-48.
- [183] Ермолаев, В.Т. Экспериментальное исследование углового сверхразрешения двух коррелированных сигналов методом минимального многочлена / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.В. Елохин, О.А. Шмонин // Известия вузов. Радиофизика. – 2018. – Т.61. № 11. – С. 945-957.
- [184] Кобак, В.О. Радиолокационные отражатели / В.О. Кобак. – Москва: Советское радио. 1975. – 348 с.
- [185] Ермолаев, В.Т. Угловое разрешение близкорасположенных источников сигналов с использованием двумерной антенной решётки на основе метода минимального многочлена / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, О.А. Шмонин // Известия вузов. Радиофизика. – 2021. – Т. 64. № 3. – С. 237-251.

- [186] Ермолаев, В.Т. Применение концепции виртуальной антенной решётки в ММО-радаре при наличии отражений от земной поверхности / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакسمан, О.А. Шмонин // Известия вузов. Радиофизика. – 2020. – Т. 63, № 3. – С. 240-249.
- [187] Sit, Y.L. Real-time 2d+velocity localization measurement of a simultaneous-transmit ofdm mimo radar using software defined radios / Y.L. Sit, B. Nuss, S. Basak, M. Orzol, W. Wiesbeck, T. Zwick // 2016 European Radar Conference (EuRAD). – 2016. – P. 21-24.
- [188] Guolong, C. MIMO radar waveform design with constant modulus and similarity constraints / G. Cui, H. Li, M. Rangaswamy // IEEE Transactions on signal processing. – 2013. – V. 62. №. 2. – P. 343-353.
- [189] Bergin, J. MIMO Radar. Theory and Application. / J. Bergin, J.R. Guerci. – Artech House, 2018. – 229 p.
- [190] Черный, Ф.Б. Распространение радиоволн / Ф.Б. Черный. – Москвв: Советское радио, 1972. –464с.
- [191] Гершман, А.Б. Анализ собственных чисел корреляционной матрицы входных колебаний адаптивной антенной решетки и возможности углового сверхразрешения в условиях коррелированных внешних источников / А.Б. Гершман, В.Т. Ермолаев // Известия вузов. Радиофизика. – 1988. – Т. 31. № 10. – С. 1236-1240.
- [192] Rusek, F. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays / F. Rusek, D. Persson, L.B. Kiong, E.G. Larsson, T.L. Marzetta, O. Edfors, F. Tufvesson // IEEE signal processing magazine. – 2012. – V. 30. №. 1. – P. 40-60.
- [193] Xu, H. Colocated MIMO radar waveform design for transmit beampattern formation / H. Xu, R.S. Blum, J. Wang, J. Yuan // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2015. – V. 51. №. 2. – P. 1558-1568.
- [194] Sammartino, P. F. Wireless interference effects in MIMO radars / P.F. Sammartino, D. Tarchi, G. Baldini // 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications. – 2011. – P. 702-705.

- [195] Nuss, B. A novel interference mitigation technique for MIMO OFDM radar using compressed sensing / B. Nuss, T. Zwick // 2017 European Radar Conference (EURAD), Nuremberg. – 2017. – P. 98-101.
- [196] Li, H. Unimodular waveform design for MIMO radar transmit beamforming / H. Li, C. Cheng, X. Zhu // MATEC Web of Conferences. – EDP Sciences. – 2018. – V. 208. – P. 02003.
- [197] Lilin, G. Waveform optimization for transmit beamforming with MIMO radar antenna arrays / L. Guo, H. Deng, , B. Himed, T. Ma, Z. Geng. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – V. 63. №. 2. – P. 543-552.
- [198] Черняк, В.С. О новом направлении в радиолокации / В.С. Черняк // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – Т. 8. №4. – С. 477-489.
- [199] Цацин, А.А. К вопросу о поиске последовательностей Де Брейна / А.А. Цацин, Г.А. Мурашов // Cloude of science. – 2019. – Т. 6. № 2. – С. 276-286.
- [200] Дулевич, В.Е. Теоретические основы радиолокации / В.Е. Дулевич. – Москва: Советское радио, 1964. – 732 с.
- [201] Cornwell, T. Synthesis imaging in radio astronomy II / T. Cornwell, R. Braun, D.S. Briggs, G.B. Taylor, C.L. Carilli, R.A. Perley // Astron. Soc. Pac. – 1999. – V. 180. – P. 151-170.
- [202] Ермолаев, В.Т. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман.– Нижний Новгород: Издательство Нижегородского госуниверситета, 2011. – 368 с.
- [203] Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: Том 1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / Г. Ван Трис. – Москва: Книга по Требованию, 2013. – 742 с.
- [204] Турчин, В.И. Введение в современную теорию оценки параметров сигналов / В.И. Турчин – Н. Новгород: ИПФ РАН, 2005. – 116 с.
- [205] Ristea, N. Automotive Radar Interference Mitigation with Unfolded Robust PCA based on Residual Overcomplete Auto-Encoder Blocks / N.-C. Ristea, A. Anghel, R.T. Ionescu, Y. Eldar // Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2021. – P. 3209-3214.

- [206] Aydogdu, C. Radar interference mitigation for automated driving: Exploring proactive strategies/ C. Aydogdu, M.F. Keskin, G. K. Carvajal, O. Eriksson, H. Hellsten, H. Herbertsson // IEEE Signal Processing Magazine. – 2020. – V. 37. №. 4. – P. 72-84.
- [207] Umehira, M. A novel iterative inter-radar interference reduction scheme for densely deployed auto / M. Umehira, T. Nozawa, Y. Makino, X. Wang, S. Takeda, H. Kuroda // 2018 19th International Radar Symposium (IRS). – IEEE. – 2018. – P. 1-10.
- [208] Jin, F. Automotive Radar Interference Mitigation using Adaptive Noise Canceller / F. Jin, S. Cao // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – V. 68. №. 4. – P. 3747-3754.
- [209] Levanon, N. Comparison between linear FM and phasecoded CW radars / N. Levanon, B. Getz // IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation. – 1994. – V. 141. №. 4. – P. 230-240.
- [210] Kuptsov, V.D. Features of Multi-target Detection Algorithm for Automotive FMCW Radar / V.D. Kuptsov, S.I. Ivanov, A.A. Fedotov, V.L. Badenko // International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking. – Cham : Springer International Publishing. – 2019. – C. 355-364.
- [211] Spinsante, S. Binary De Bruijn sequences for DS-CDMA systems: analysis and results / S. Spinsante, S. Andrenacci, E. Gambi // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2011. – T. 2011. – C. 1-12.
- [212] Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский. – Москва: Радио и связь, 2003. – 200 с.
- [213] Кейпон, Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением / Дж. Кейпон // ТИИЭР. –1969. –Т.57. №8. – С. 59-69.
- [214] Родионов, А.А. Обработка сигналов в антенных решетках на основе модели помехи, включающей корреляционную матрицу неполного ранга / А.А. Родионов, В.И. Турчин // Известия Вузов. Радиофизика. – 2017. – Т. 60. № 1. – С. 60-71.

- [215] Березин, Л.В. Теория и проектирование радиосистем / Л.В. Березин, В.А. Вентцель. – Москва: Советское радио, 1977. – 448с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ПАТЕНТЫ И СВИДЕТЕЛЬСТВА О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021614655

Программа для интерфейса пользователя телеметрического комплекса с автоматическим сопровождением цели по сигналам с двух и четырёх позиционной дифференциальной фазовой модуляцией

Правообладатели: Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU), Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)

Авторы: Анохин Сергей Николаевич (RU), Баранов Алексей Вячеславович (RU), Бобков Егор Юрьевич (RU), Дмитричев Алексей Анатольевич (RU), Семенов Виталий Юрьевич (RU), Чернов Анатолий Владимирович (RU)

Заявка № 2021613721

Дата поступления 22 марта 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 марта 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Изrael

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021614813

Программа для плат цифровой обработки сигналов многоканального телеметрического комплекса, принимающего информацию по сигналам с двух и четырёх позиционной дифференциальной фазовой модуляцией

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU), Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Анохин Сергей Николаевич (RU), Баранов Алексей Вячеславович (RU), Бобков Егор Юрьевич (RU), Дмитричев Алексей Анатольевич (RU), Семенов Виталий Юрьевич (RU), Чернов Анатолий Владимирович (RU)*

Заявка № 2021613797

Дата поступления 22 марта 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 30 марта 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Иалиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021614923

Программа для управления опорно-поворотным устройством планарной антенной решетки радиопеленгатора, принимающего сигналы с двух и четырёх позиционной дифференциальной фазовой модуляцией

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU), Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Анохин Сергей Николаевич (RU), Баранов Алексей Вячеславович (RU), Бобков Егор Юрьевич (RU), Дмитричев Алексей Анатольевич (RU), Семенов Виталий Юрьевич (RU), Чернов Анатолий Владимирович (RU)*

Заявка № 2021613848

Дата поступления 22 марта 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 31 марта 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021661260

**Программа высокоточной экспресс-фазировки
радиоприемного тракта многоканального
радиотелеметрического комплекса на базе цифровой
ФАР системой встроенного контроля**

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает
Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU),
Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский
федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский
институт экспериментальной физики (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Анохин Сергей Николаевич (RU), Бобков Егор Юрьевич (RU),
Истомина Ольга Анатольевна (RU), Ляшков Денис Михайлович (RU),
Семенов Виталий Юрьевич (RU), Чернов Анатолий Владимирович (RU)*

Заявка № 2021660379

Дата поступления 30 июня 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 07 июля 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Изrael

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021618731

**Программа высокоточной фазировки радиоприемного
тракта многоканального радиотелеметрического
комплекса на базе цифровой ФАР по внешнему
имитатору сигналов**

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает
Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU),
Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский
федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский
институт экспериментальной физики (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Бобков Егор Юрьевич (RU), Истомина Ольга Анатольевна (RU),
Ляшков Денис Михайлович (RU), Маврин Евгений Андреевич (RU), Семенов
Виталий Юрьевич (RU), Тягин Максим Александрович (RU)*

Заявка № 2021617828

Дата поступления 24 мая 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 31 мая 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Налиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021664765

Программа цифровой обработки сигналов с относительной фазовой модуляцией многоканального приемного радиотелеметрического комплекса, формирующая весовой вектор адаптивной цифровой антенной решетки для подавления активных помех

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU), Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Васильев Валерий Серафимович (RU), Бобков Егор Юрьевич (RU), Дмитричев Алексей Анатольевич (RU), Маврин Евгений Андреевич (RU), Семенов Виталий Юрьевич (RU), Чернов Анатолий Владимирович (RU)*

Заявка № 2021664015

Дата поступления 06 сентября 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 13 сентября 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022618591

**Программа двумерной пеленгации со сверхразрешением на
основе метода минимального многочлена корреляционной
матрицы антенной решетки многоканального
радиотелеметрического комплекса для сигналов с
относительной фазовой модуляцией**

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает
Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU),
Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский
федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский
институт экспериментальной физики» (ФГУП «РФЯЦ - ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Васильев Валерий Серафимович (RU), Коротышев Андрей
Васильевич (RU), Семенов Виталий Юрьевич (RU), Чернов Анатолий
Владимирович (RU)*

Заявка № 2022616987

Дата поступления 18 апреля 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 мая 2022 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022618436

**Программа двумерного подавления преднамеренных и
индустриальных помех на основе метода степенных
векторов корреляционной матрицы антенной решетки
многоканального радиотелетрического комплекса для
сигналов с относительной фазовой модуляцией**

Правообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает
Государственная корпорация по атомной энергии «Росатом» (RU),
Федеральное государственное унитарное предприятие «Российский
федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский
институт экспериментальной физики» (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ») (RU)*

Авторы: *Баранов Алексей Вячеславович (RU), Семенов Виталий Юрьевич
(RU), Чернов Анатолий Владимирович (RU)*

Заявка № 2022617526

Дата поступления 25 апреля 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 06 мая 2022 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ПРОТОКОЛЫ ИСПЫТАНИЙ

ПРЕДПРИЯТИЕ ГОСКОРПОРАЦИИ «РОСАТОМ»

**ФИЛИАЛ ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИТАРНОГО
ПРЕДПРИЯТИЯ «РОССИЙСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ ЯДЕРНЫЙ ЦЕНТР-
ВСЕРОССИЙСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ФИЗИКИ»
«НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ИМ. Ю.Е. СЕДАКОВА»**

СОГЛАСОВАНО

Начальник 2 ИЦ
войсковой части 09703
полковник



М.Даренский

«21» сентября 2020 года

УТВЕРЖДАЮ

Руководитель рабочей группы
филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

«НИИИС им. Ю.Е. Седатова»
помощник первого заместителя
главного конструктора

А.Чернов

«21» сентября 2020 года

Протокол №195-95-30-3642-291-2020

проведения исследований по «Программе ...» № 199-3005-48/2015

НИР «Инсценировка-ИС»

«21» сентября 2020 года

г. Феодосия

В период с 10.09.2020 года по 21.09.2020 года рабочей группой филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седатова» совместно со специалистами 2 испытательного центра войсковой части 09703 (далее по тексту 2 ИЦ) в интересах НИР «Инсценировка-ИС» проведены работы в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона» № 199-3005-48/2015 и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона...» (исх. №3155 от 09.09.2020г. войсковой части 09703).

В соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона» №199-3005-48/2015 и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3155 от 09.09.2020г., в/ч 09703) проведены подготовка и экспериментальные исследования радиосвязи.

09.09.2020 выполнены работы по разработке и согласованию «Плана подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона на период с 09.09.2020 по 21.09.2020 (тема «Инсценировка-ИС»).

В период с 10.09.2020 по 21.09.2020 рабочей группой филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» совместно со специалистами 2 ИЦ проведены следующие работы в интересах НИР «Инсценировка-ИС»:

1. Сотрудниками филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» и личным составом 2 ИЦ произведена доставка, разгрузка (погрузка) аппаратуры, необходимой для исследований, и организация рабочих мест на ИГ г. Дюрмен и ВГ № 69 мыс Илья.

2. Произведено исследование организации радиосвязи в радиоканалах РТС СК с передачей и приемом радиосигналов РТС СК в направлениях «Берег - Берег», в условиях морской отражающей поверхности (ИГ г. Дюрмен ВГ №49–ВГ №69 мыс Илья, с расстоянием по прямой между ними порядка 48 км).

3. Приемно-регистрирующая аппаратура (ПРА) с КВИМ размещалась на ИГ г. Дюрмен, на ВГ №69 мыс Илья - двухчастотная передающая имитационная аппаратура МИСП-02. Передающие антенны имитатора использовались с круговой диаграммой направленности МАФС-03. Проводились исследования радиосвязи с приемной аппаратурой ИП-АПП, установленной на автомобиле повышенной проходимости, самолетным измерительным пунктом СИП и наземным измерительным пунктом НИП.

На ВГ №69 мыс Илья был развернут один двухканальный фрагмент ПРА ОФМ цифровой антенной системы «Пеленг-ОФМ» и двухканальный приемно-регистрирующий комплекс НИП-ОФМ, имитатор сигналов располагался на ИГ г. Дюрмен и самолетном передающем пункте. Передача сигналов осуществлялась имитаторами сигналов с ОФМ на базе

передатчиков МПСК-15 на частотах F11, F14. Передающая и приемные антенны - с круговой поляризацией. Проведены исследования с аппаратурой повышения помехоустойчивости (ПУ) цифровой антенной системы «Пеленг-ОФМ» на НИП.

4. В ходе исследований за 12 рабочих дней в условиях морского полигона выполнены:

- измерения спектроанализатором FSP3 (с коэффициентом шума тракта 3 дБ, КУ антенны 10 дБ, ДНА 30 град, круговой поляризацией) и оценка помеховой обстановки (уровней помех) в диапазоне рабочих частот РТС СК;
- циклы передач имитаторами сигналов РТС СК с КВИМ (на F3, F4 с круговой и линейной - горизонтальной и вертикальной поляризациями);
- циклы передач имитаторами сигналов РТС СК с ОФМ (F11, F14 с круговой поляризацией);
- приём, измерения и регистрация принимаемых сигналов с КВИМ и ОФМ развернутыми наземными приемно-регистрирующими (измерительными) пунктами;
- исследования с аппаратурой повышения помехоустойчивости (ПУ) цифровой антенной системы «Пеленг-ОФМ» на НИП;
- исследования радиосвязи с приемной аппаратурой ИП-АПП, установленной на автомобиле повышенной проходимости и наземным измерительным пунктом НИП, и имитатором, установленным на самолете АН-26;
- отработка методик экспериментальных исследований радиосвязи с самолетным передающим пунктом РТС СК.

По данным экспресс анализа результаты исследований зачётные.

Обеспечение работ, проводимых в интересах НИР «Инсценировка-ИС», в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи...» №199-3005-48/2015, и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 1355 от 09.09.2020 в/ч 09703) 2 ИЦ войсковой части 09703 выполнено в полном объеме.

Выводы.

1. Проведён ряд работ экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах РТС СК в условиях морского полигона по «Программе ...» № 199-3005-48/2015 НИР «Инсценировка-ИС».

2. Результаты приёма и регистрации радиосигналов направлены в филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седатова» для окончательной обработки.

От 2 ИЦ войсковой части 09703



С.Донских

А.Сидоров

От филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

«НИИИС им. Ю.Е. Седатова»



А.Коротышев

Исп. капитан 2 ранга Сидоров А.В. (тел. 20-88)

ПРЕДПРИЯТИЕ ГОСКОРПОРАЦИИ «РОСАТОМ»

**ФИЛИАЛ ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИТАРНОГО
ПРЕДПРИЯТИЯ «РОССИЙСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ ЯДЕРНЫЙ ЦЕНТР-
ВСЕРОССИЙСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ФИЗИКИ»
«НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ИМ. Ю.Е. СЕДАКОВА»**

СОГЛАСОВАНО

УТВЕРЖДАЮ

Начальник 2 ЦИ

Руководитель рабочей группы

войсковой части 09703

филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»



М.Даренский

«НИИИС им. Ю.Е. Седакова»

помощник первого заместителя

главного конструктора

А.Чернов

«28» июня 2021 года

Протокол №195-95-30-3642-307-2021

проведения исследований по «Программе ...» № 199-3005-48/2015,
«Программе ...» Инсценировка №195-9530-3640/233 («Инструкция»)

«28» июня 2021 года

г. Феодосия

В период с 17.06.2021 года по 30.06.2021 года рабочей группой филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» совместно со специалистами 2 центра испытательного войсковой части 09703 (далее по тексту 2 ЦИ) в интересах НИР «Инсценировка» («Инструкция») проведены работы в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона» № 199-3005-48/2015, «Программой ...» Инсценировка №195-9530-3640/233 («Инструкция») и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона...» (исх. № 3599 от 23.06.2021г. войсковой части 09703).

В соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона» №199-3005-48/2015 и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3599 от 23.06.2021г., в/ч 09703) проведены подготовка и экспериментальные исследования радиосвязи.

17.06.2021 выполнены работы по разработке и согласованию «Плана подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона на период с 17.06.2021 по 30.06.2021 (тема «Инсценировка» («Инструкция»)).

В период с 17.06.2021 по 30.06.2021 рабочей группой филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» совместно со специалистами 2 ЦИ проведены следующие работы в интересах НИР «Инсценировка» («Инструкция»):

1. Сотрудниками филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» и личным составом 2 ЦИ произведена доставка, разгрузка (погрузка) аппаратуры, необходимой для исследований, и организация рабочих мест на ИГ г. Дюрмен и ВГ № 69 мыс Илья.

2. Произведены экспериментальные исследования организации радиосвязи в радиоканалах РТС СК с передачей с автомобильного измерительного пункта АИП и приемом радиосигналов наземным измерительным пунктом НИП РТС СК в направлениях «Берег - Берег», в условиях морской отражающей поверхности (ИГ г. Дюрмен ВГ №49-ВГ №69 мыс Илья, с расстоянием по прямой между ними порядка 48 км).

3. Приемно-регистрирующая аппаратура (ПРА) с ОФМ размещалась на ИГ г. Дюрмен, на ВГ №69 мыс Илья - двухчастотная передающая имитационная аппаратура. Передающие антенны имитатора использовались с круговой диаграммой направленности МАФС-03.

На ВГ №69 мыс Илья был развернут один двухканальный фрагмент ПРА ОФМ цифровой антенной системы «Пеленг-ОФМ» и двухканальный приемно-регистрирующий комплекс НИП-ОФМ, имитатор сигналов располагался на ИГ г. Дюрмен и автомобильном передающем пункте (АИП). Передача сигналов осуществлялась имитаторами сигналов с ОФМ на базе передатчиков МПСК-15 на частотах F4, F12. Передающая и приемные антенны - с круговой поляризацией. Проведены исследования с

аппаратурой повышения помехоустойчивости (ПУ) цифровой антенной системы «Пеленг-ОФМ» на НИП.

4. В ходе исследований в условиях морского полигона выполнены:

- измерения спектроанализатором FSP3 (с коэффициентом шума тракта 3 дБ, КУ антенны 10 дБ, ДНА 30 град, круговой поляризацией) и оценка помеховой обстановки (уровней помех) в диапазоне рабочих частот РТС СК;

- циклы передач имитаторами сигналов РТС СК с ОФМ (F4, F12 с круговой поляризацией);

- приём, измерения и регистрация принимаемых сигналов с ОФМ развернутыми наземными приемно-регистрирующими (измерительными) пунктами;

- исследования с аппаратурой повышения помехоустойчивости (ПУ) цифровой антенной системы «Пеленг-ОФМ» на НИП;

- исследования приема радиосигналов с помощью малогабаритной антенны для самолета-регистратора сигналов РТС СК;

- исследования приема с помощью малогабаритной приемно-регистрирующей антенны с круговой диаграммой направленности для беспилотных летательных аппаратов (БПЛА);

- отработка методик экспериментальных исследований радиосвязи с автомобильным передающим пунктом РТС СК.

По данным экспресс анализа результаты исследований зачётные.

Обеспечение работ, проводимых в интересах НИР «Инсценировка» («Инструкция»), в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи...» №199-3005-48/2015, «Программой ...» Инсценировка №195-9530-3640/233 («Инструкция») и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3599 от 23.06.2021г. в/ч 09703) 2 ЦИ войсковой части 09703 выполнено в полном объеме.

Выводы.

1. Проведён ряд работ экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах РТС СК в условиях морского полигона по «Программе ...» № 199-3005-48/2015, «Программе ...» Инсценировка №195-9530-3640/233 НИР «Инсценировка» («Инструкция»).

2. Результаты приёма и регистрации радиосигналов направлены в филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седатова» для окончательной обработки.

От 2 ЦИ войсковой части 09703


С. Донских
А. Сидоров

От филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

«НИИИС им. Ю.Е. Седатова»


А. Коротышев

Исп. капитан 2 ранга Сидоров А.В. (тел. 20-88)

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. АКТЫ

СОГЛАСОВАНО
 Начальник 2 ИЦ войсковой части 09703
 полковник М. Даренский
 «24» сентября 2020 года

УТВЕРЖДАЮ
 Руководитель рабочей группы филиала
 ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
 «НИИИС им. Ю.Е. Седакова»
 помощник заместителя главного
 конструктора А. Чернов
 «21» сентября 2020 года

АКТ № 195-95-30-3642-292-2020

выполненных работ

«24» сентября 2020 года

г. Феодосия

Настоящий акт составлен в том, что в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона» №199-3005-48/2015, «Программой и методики...» Инсценировка-ИС-АСМ №195-95-30-3640/281-20 и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3155 от 09.09.2020г. в/ч 09703) проведена подготовка и экспериментальные исследования радиосвязи и работоспособности аппаратуры.

В период с 10.09.2020 года по 21.09.2020 года рабочей группой филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» совместно со специалистами 2 ИЦ проведены следующие работы в интересах НИР «Инсценировка-ИС»:

1. Сотрудниками филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» и личным составом 2 ИЦ произведены доставка, разгрузка (погрузка) аппаратуры, необходимой для исследований, и организация рабочих мест на ИГ г. Дюрмен и ВГ № 69 мыс Илья.

2. Произведено исследование организации радиосвязи в радиоканалах РТС СК с передачей и приемом радиосигналов РТС СК в направлениях «Берег - Берег», в условиях морской отражающей поверхности (ИГ г. Дюрмен ВГ №49–ВГ №69 мыс Илья, с расстоянием по прямой между ними порядка 48 км).

В ходе исследований за 12 рабочих дней выполнены в условиях морского полигона измерения и оценка помеховой обстановки в диапазоне рабочих частот РТС СК, циклы передачи имитаторами сигналов РТС СК с КВИМ и ОФМ, приём, измерения и регистрация принимаемых сигналов наземными приемно-регистрирующими (измерительных) пунктами. Проведена отработка методик экспериментальных исследований радиосвязи с авиационным передающим пунктом РТС СК.

Работы выполнены в полном объёме. По данным экспресс анализа результаты исследований зачётные.

Обеспечение работ, проводимых в интересах НИР «Инсценировка-ИС», в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи...» №199-3005-48/2015, «Программой и методики» Инсценировка-ИС-АСМ №195-95-30-3640/281-20 и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3155 от 09.09.2020г. в/ч 09703) 2 ИЦ войсковой части 09703 выполнено в полном объеме.

От 2 ИЦ войсковой части 09703



С.Донских
А.Сидоров

От филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

«НИИИС им. Ю.Е. Седатова»



А.Чернов
А.Коротышев

Исп. капитан 2 ранга Сидоров А.В. (тел. 20-88)

СОГЛАСОВАНО
Начальник 2 ЦИ войсковой части 09703
поисковый
«28» июня 2021 года
М. Даренский

УТВЕРЖДАЮ
Руководитель рабочей группы филиала
ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
«НИИИС им. Ю.Е. Седатова»
помощник заместителя главного
конструктора
«28» июня 2021 года
А. Чернов

АКТ № 195-95-30-3642-308-2021

выполненных работ

«28» июня 2021 года

г. Феодосия

Настоящий акт составлен в том, что в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля в условиях морского полигона» №199-3005-48/2015, «Программой и методики...» Инсценировка №195-9530-3640/233 («Инструкция») и «Планом подготовки и обеспечения проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3599 от 23.06.2021г. в/ч 09703) проведена подготовка и экспериментальные исследования радиосвязи и работоспособности аппаратуры.

В период с 17.06.2021 года по 30.06.2021 года рабочей группой филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седатова» совместно со специалистами 2 ЦИ проведены следующие работы в интересах НИР «Инсценировка» («Инструкция»):

1. Сотрудниками филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седатова» и личным составом 2 ЦИ произведены доставка, разгрузка (погрузка) аппаратуры, необходимой для исследований, и организация рабочих мест на ИГ г. Дюрмен ВГ №49 и ВГ № 69 мыс Илья.

2. Произведены экспериментальные исследования организации радиосвязи в радиоканалах РТС СК с передачей с автомобильного измерительного пункта АИП и приемом радиосигналов наземным измерительным пунктом НИП РТС СК в направлениях «Берег - Берег», в условиях морской отражающей поверхности (ИГ г. Дюрмен ВГ №49—ВГ №69 мыс Илья, с расстоянием по прямой между ними порядка 48 км).

В ходе исследований в условиях морского полигона выполнены измерения и оценка помеховой обстановки в диапазоне рабочих частот РТС СК, циклы передачи имитаторами сигналов РТС СК ОФМ, приём, измерения и регистрация принимаемых сигналов наземными приемно-регистрирующими (измерительных) пунктами.

Проведена отработка методик экспериментальных исследований радиосвязи с аппаратурой повышения помехоустойчивости цифровой антенной системы РТС СК.

Работы выполнены в полном объеме. По данным экспресс анализа результаты исследований зачётные.

Обеспечение работ, проводимых в интересах НИР «Инсценировка» («Инструкция»), в соответствии с «Программой и методикой экспериментальных исследований радиосвязи...» №199-3005-48/2015, «Программой и методикой...» Инсценировка №195-9530-3640/233 («Инструкция») и «Планом подготовки и проведения экспериментальных исследований радиосвязи в радиоканалах радиотелеметрической системы специального контроля...» (исх. № 3599 от 23.06.2021г. в/ч 09703) 2 ЦИ войсковой части 09703 выполнено в полном объеме.

От 2 ЦИ войсковой части 09703


С. Донских

А. Сидоров

От филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»

«НИИИС им. Ю.Е. Седакова»


А. Чернов
А. Коротышев

Исп. капитан 2 ранга Сидоров А.В. (тел. 20-88)