Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический университет»

На правах рукописи

Сафонова Анастасия Владимировна

ЭФФЕКТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»,
05.12.14 «Радиолокация и радионавигация»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Кошелев Виталий Иванович

Рязань 2016 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ 4
Глава 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ УГЛОВОГО СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ 15
1.1 Постановка задачи 15
1.2 Методы и алгоритмы оценки угловых координат источников излучения 16
1.2.1 Общие сведения о методах и алгоритмах пеленгации источников излучения. 16
1.2.2 Классификация методов и алгоритмов пеленгации со сверхразрешением. 19
1.2.3 Сравнительный анализ алгоритмов со сверхразрешением источников излучений 28
1.3 Выводы 35
Глава 2 . АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА РАДИОСИГНАЛА 37
2.1 Алгоритм оценивания направления прихода радиосигнала 38
2.1.1 Постановка задачи и разработка алгоритма оценивания угловых координат источников радиоизлучения 38
2.1.2 Результаты моделирования предложенного алгоритма и его сравнительный анализ с известными алгоритмами 43
2.1.3 Выводы 51
2.2 Эффективность оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций. .. 52
2.2.1 Алгоритм оценки угловых координат применительно к антенной решетке L-формы 53
2.2.2 Алгоритм оценки угловых координат применительно к антенной решетке 2DL-формы 56

2.2.3 Сравнительный анализ результатов, полученных при использовании АР различной формы 59
2.2.4 Выводы 62
Глава 3. АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ КОРРЕЛИРОВАННЫХ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ШУМА 64
3.1 Алгоритм оценивания угловых координат источника излучения при воздействии различных видов шума 64
3.2 Результаты моделирования 68
3.3 Выводы 73
Глава 4. СИНГУЛЯРНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ МАТРИЦ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ 75
4.1 Алгоритмы, обеспечивающие быструю сходимость при сингулярном разложении матриц 75
4.2 Реализация предложенного алгоритма на устройствах с параллельной обработкой информации 79
4.3 Результаты моделирования 81
4.4 Выводы 84
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 86
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 89
ПРИЛОЖЕНИЕ А. СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ, СОКРАЩЕНИЙ И ТЕРМИНОВ. 108
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. КОПИИ АКТОВ ВНЕДРЕНИЯ 110
ПРИЛОЖЕНИЕ В. СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ 113

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертационных исследований. Во многих практических задачах радиолокации, радионавигации и радиосвязи необходимо с высокой точностью измерять координаты источников излучения (ИИ), одновременно формирующих сигналы, имеющие одинаковые несущие частоты [1]. К подобным сигналам, относятся преднамеренные активные помехи, создаваемые противником, а также естественные помехи, возникающие из-за особенностей распространения сигнала в околоземном пространстве, приводящие к многолучевости в точке приема. Кроме того, увеличение количества работающих радиосредств гражданского назначения, наблюдающееся в настоящее время, приводит к сильной загруженности радиодиапазонов [2]. Особенно остро эта проблема стоит в коротковолновом диапазоне длин волн, где на данный момент практически не осталось частот, свободных от источников сигналов. Одним из способов увеличения пропускной способности информационных систем передачи данных является использование степени свободы, связанной с пространственным управлением диаграммой направленности [3-5]. Для этого необходимо получение априорной информации о местоположении абонентов и источников помех. От точности этой информации зависит корректность установки нулей и максимумов диаграммы направленности антенной системы и отношение сигнал-шум на входах приемников абонентов [6]. Известно [7], что спектральные методы оценивания на основе данных, полученных с помощью антенных решеток (АР), позволяют сформировать достоверные оценки угловых координат источников излучения. При использовании классических методов спектрального оценивания имеет место эффект маскирования спектральных линий слабых сигналов боковыми лепестками более сильных сигналов. Кроме того, разрешающая способность ограничена значением, обратным величине раскрыва антенной системы (АС), а также длиной получаемой последовательности данных, на основе которых

принимается решение. Однако, применение альтернативных методов спектрального оценивания, получивших название «современные методы спектрального оценивания»[8] или «алгоритмы сверхразрешения» [9-11], в определенных условиях позволяет преодолеть свойственные классическим методам недостатки. Использование современных алгоритмов сверхразрешения, позволяет решать задачу повышения точности определения координат источников излучения, разнесенных на сколь угодно малое угловое расстояние, при условии, что отношение сигнал-шум велико, а отклонение амплитудно-фазового распределения в раскрыве реальной антенной системы от модельного пренебрежимо мало. Таким образом, применение современных методов спектрального оценивания является оправданным для обработки сигналов в системах, использующих пространственное распределение пользователей, а также в малоапертурных радиопеленгаторах.

Однако при использовании алгоритмов сверхразрешения в реальных системах возникает ряд проблем, связанных с выбором геометрии используемой антенной системы, большими вычислительными затратами, необходимостью обеспечения высокого значения отношения сигнал-шум и требуемой точности оценивания полученных координат ИИ и т.д. Кроме того, зачастую пеленгацию ИИ приходится проводить в условиях воздействия мешающих сигналов. Таким образом, актуальным представляется вопрос повышения эффективности методов адаптивной пространственной обработки сигналов применительно к задаче разрешения источников радиоизлучения.

Состояние вопроса. Значительный вклад в развитие современных методов оценки угловых координат внесли советские и российские ученые: М.В. Ратынский [10, 11], О.П. Черемисин [12-15], А.Б. Гершман [16-18], П.А. Бакулев [19], В.Ф. Писаренко [20], Ю.Б. Нечаев [21-28], А.Д.Виноградов [29, 30], А.М. Рембовский [31], Д.И. Леховицкий [33-37],

Я.Д. Ширман [37], В.Н. Манжос [37], Ю.И. Абрамович [38, 39], Д.И. Воскресенский [40], В.П. Денисов [40, 42], Д.В. Дубинин [40], В.В. Караваев [43] др., а также зарубежные исследователи: J. Capon [44-46], P. Stoica [47-50], W. Gabriel [51], R. Schmidt [52, 53], H. Van Trees [54], A. Weiss [55-58], S.L. Marple [59, 60], B. Ottersten [61-64], B. Rao [65-67], M. Zoltowski [68-70], A. Barabell [71-73], F. Belloni [74], A. Modhaddamdgo [75], G.V. Borgiotti [76], J.P. Burg [77], B. Friendlander [56-57, 78-79], D. Watts [80], G. Jenkins [80] и др.

Основоположенником теории квазистатического сверхразрешения принято считать Кейпона, который в 1967 г. вместе с коллегами опубликовал работы [45,46], посвященные пространственно-временному анализу сейсмических данных и предложил метод их обработки, отличающийся повышенной разрешающей способностью по сравнению с традиционным формированием диаграммы направленности (ДН) методом Фурье.

Среди различных направлений исследований одним из самых плодотворных является предложенный Шмидтом [52, 53] алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification), основанный на разделении пространства на сигнальное и шумовое подпространства. MUSIC положил начало развитию других собственноструктурных алгоритмов, к числу которых можно отнести ESPRIT (Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques) [81-88], ROOT-MUSIC [71, 89-92], EV (Eigenvector method) [26, 93-94] и проч. Использование собственноструктурных методов обработки предполагает либо предварительную оценку числа ИИ, либо априорное знание их количества [95]. Решению этой задачи посвящены работы [21,96-104].

Алгоритмы сверхразрешения, позволяющие получить одновременно оценку азимута и оценку угла места ИИ имеют высокую вычислительную сложность, поэтому последующие усилия исследователей в основном были направлены на снижение временных затрат при расчете оценок угла прихода волн [105-110].

Целью диссертационной работы является исследование возможностей углового сверхразрешения источников излучения и разработка практически реализуемых алгоритмов, позволяющих повысить эффективность оценивания угловых координат источников радиоизлучения.

Задачи исследования

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1) провести сравнительный анализ существующих алгоритмов углового сверхразрешения, оценить их эффективность в условиях малых отношений сигнал-шум и возможности их совершенствования;

2) определить влияние геометрии пространственного положения излучателей на эффективность оценки угловых координат ИИ;

3) разработать алгоритм оценивания угловых координат ИИ, требующий меньших вычислительных затрат, чем известные алгоритмы, но не уступающий им по точности определения координат;

4) разработать алгоритм оценивания угловых координат ИИ, не требующий парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения;

5) разработать алгоритм, позволяющий осуществлять пеленгацию как коррелированных, так и некоррелированных источников излучения в условиях воздействия различных видов шумов;

6) исследовать структуру алгоритмов углового положения источников излучения и модифицировать их для уменьшения вычислительных затрат.

Научная новизна полученных в диссертации результатов заключается в следующем[1]:

1) разработан алгоритм оценивания угловых координат, не требующий парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых

[1] Пункты 1,2,4,5 соответствуют специальности 05.12.04, пункты 3,5 – специальности 05.12.14

источников излучения;

2) исследовано влияние структуры алгоритма на эффективность оценки угловых координат, применительно к антенным решеткам L- и 2DL-формы;

3) разработан алгоритм, позволяющий одновременно пеленговать коррелированные и некоррелированные источники излучения в условиях воздействия различных видов шумов;

4) разработан алгоритм сингулярного разложения матриц, обеспечивающий быструю сходимость разложения;

5) проведен анализ эффективности разработанных алгоритмов и получены результаты их сравнения с известными методами.

Внедрение результатов диссертационного исследования

Результаты диссертационной работы внедрены в разработки АО «Государственный рязанский приборный завод», и в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет» при преподавании дисциплин «Методы спектрального анализа сигналов» (магистерский курс), «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы» (курс специалитета), «Радиолокационные объекты и отражения» (курс специалитета), в том числе в форме программного обеспечения к лабораторным работам, что подтверждено соответствующими актами.

Методы исследования

Анализ полученных результатов проводился с помощью методов статистической теории радиотехники, методов спектрального анализа радиосигналов, методов теории математических пространств, а также методов линейной алгебры, матричных вычислений собственных значений и векторов матриц. Основная часть результатов получена с помощью имитационного моделирования с использованием вычислительных алгоритмов, реализованных на ПК.

Основные положения, выносимые на защиту[2]:

1) алгоритм оценивания угловых координат, не требующий парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения, который позволяет сократить вычислительные затраты в 4,5 раза по сравнению с одним из наиболее эффективных алгоритмов – алгоритмом ESPRIT;

2) алгоритм оценивания угловых координат источников радиоизлучения, который позволяет проводить пеленгование коррелированных и некоррелированных источников излучения при воздействии различных видов шумов с погрешностью не хуже 0,1 градуса;

3) алгоритм сингулярного разложения матриц, позволяющий сократить число требуемых итераций в 2 раза по сравнению с одним из наиболее эффективных – Brent-Luk-Van Loan (BLV) алгоритмом разложения.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным применением математического аппарата, сравнительными результатами имитационного компьютерного моделирования предложенных и известных алгоритмов, согласованностью результатов расчетов, моделирования и экспериментальных исследований и совпадением в частных случаях полученных результатов с известными результатам.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы были доложены на 8 международных научно-технических конференциях:

- XIX международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». Москва, 2013 г.
- Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2013». Севастополь, 2013 г.

[2] Пункты 1,3 соответствуют специальности 05.12.04, пункты 1,2 – специальности 05.12.14

– XVIII международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Харьков, 2014 г.

– Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2014». Севастополь, 2014 г.

– 24-я международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2014 г.

– 23-я международная научно-техническая конференция «Современная радиоэлектроника». Москва, 2015 г.

– XXI международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». Москва, 2015 г.

– XXVIII международная научная конференция «Математические методы в технике и технологиях ММТТ-28», Рязань, 2015 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 13 работ. Из них 3 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК РФ для опубликования основных результатов диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, 8 тезисов докладов на международных научно-технических конференциях, в том числе 1 расширенный текст доклада, включенный в реферативную базу SCOPUS, 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ, 1 статья в прочих изданиях.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка использованных источников и трех приложений. Общий объем диссертации составляет 113 страниц, в том числе, список использованных источников из 168 наименований.

Во введении показаны актуальность работы и степень разработанности темы, определены цель и задачи исследования, обоснована научная новизна

полученных в диссертации результатов, представлены основные положения, выносимые на защиту, приведены данные о внедрение результатов, апробации представленной работы и публикациях, представлена структура диссертации.

В первой главе сформулирована задача углового разрешения источников излучения в многоканальных системах. Проведен обзор существующих методов нелинейного спектрального анализа сигналов в задаче оценки угловых координат, а также сравнительный анализ алгоритмов сверхразрешения. Выявлен ряд научных проблем, решение которых представляет интерес для разработчиков систем оценки угловых координат. Такими проблемами являются: высокие вычислительные затраты, требуемые для реализации алгоритмов, уменьшение СКО пеленга, снижение влияния геометрии АС на характеристики систем оценки угловых координат, а также уменьшение зависимости оценки азимута ИИ от полученной оценки угла места ИИ и наоборот.

Поиску решения вышеперечисленных проблем посвящена вторая глава диссертационной работы.

Во второй главе предложен и обоснован алгоритм оценивания угловых координат, не требующий парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых ИИ, который позволяет сократить вычислительные затраты при его реализации без увеличения погрешности получаемых оценок.

Многие современные алгоритмы обладают высокой точностью определения угловых координат источника радиосигнала, однако большинство из них требуют разложения кросс-спектральной матрицы по собственным векторам или сингулярного разложения матрицы полученных данных [111]. Эти операции связаны с большими вычислительными затратами [112], поэтому их применение ограничено в ряде задач обработки

сигнала в реальном времени. Если информация об угловых координатах извлекается из полученного сигнала путем разделения сформированной матрицы управляющих векторов, тогда требуемые вычислительные затраты могут быть существенно сокращены.

Выполнено численное статистическое моделирование при различных параметрах обстановки. Проведено сравнение точности и объема необходимых вычислительных операций предложенного алгоритма оценки координат ИИ с известными алгоритмами ESPRIT и PM. Доказаны преимущества предложенного алгоритма оценки угловых координат при его реализации в реальном времени.

Исследовано влияние структуры алгоритма на эффективность оценки угловых координат ИИ. Рассмотрены случаи применения АР с параллельным расположением элементов, а также АР L-формы и 2D-L-формы.

Если угол места пеленгуемого ИИ лежит в секторе от 70 до 90 градусов, то его оценка может быть недостоверной. Этот диапазон является типичным для мобильных телекоммуникационных систем, что существенно ограничивает применение алгоритма. Существующую проблему можно решить путем использования АР L-формы. В данном случае проблема с оцениванием координат лежащих в секторе от 70 до 90 градусов устраняется, но появляется аналогичная проблема для значений азимута в секторе от 0 до 20 градусов. Однако при использовании двух АР L-формы в плоскостях x-z и y-z данная проблема может быть полностью устранена, а СКО существенно сокращено. В главе приведены результаты моделирования используемого алгоритма для АР различной формы и сравнительный анализ предложенных структур.

В третьей главе предложен алгоритм оценивания угловых координат, позволяющий запеленговать одновременно и коррелированные и некоррелированные источники излучения при воздействии различных видов шумов.

Большинство алгоритмов сверхразрешения рассчитаны на работу в условиях воздействия белого гауссовского шума, однако радиотехническим системам (РТС) часто приходится работать в условиях воздействия различных видов шумов [113, 114], например, розового шума или хаотических импульсных помех (ХИП). Кроме того, на систему может воздействовать сразу несколько различных постановщиков помех, тогда возникает необходимость одновременной пеленгации как коррелированных, так и некоррелированных ИИ. В этом случае для применения классических алгоритмов спектрального оценивания угловых координат ИИ необходимо провести предварительную обработку принятого сигнала.

Проведено моделирование предложенного алгоритма и доказана его эффективность при воздействии различных видов шумов окружающей среды, что приводит к нарушению условия теплицевости диагональной ковариационной матрицей для следующих случаев: 1) при пеленговании некоррелированных источников излучения; 2) при пеленговании коррелированных источников излучения; 3) при одновременном пеленговании коррелированных и некоррелированных источников излучения.

В четвертой главе предложен алгоритм сингулярного разложения матриц, имеющий быструю сходимость. Сингулярное разложение матриц является важным компонентом многих алгоритмов обработки сигнала и используется в алгоритмах оценки координат ИИ [116], в алгоритмах обработки изображений [117], а также для оценки каналов в MIMO системах [118, 119]. Таким образом, для практического применения требуется проведения сингулярного разложения в реальном времени [120]. Для АР, имеющих малые размеры, удовлетворить данное требование несложно. Однако если используются большие матрицы, то достижение быстрой сходимости является трудной задачей. В главе представлена схема работы предложенного алгоритма на устройствах с параллельной обработкой

информации. Получен график зависимости недиагональной нормы от числа требуемых итераций. Проведено сравнение предложенного алгоритма с известным алгоритмом сингулярного разложения BLV (Brent-Luk-Van Loan) с точки зрения числа повторений, требующихся для сокращения недиагональной нормы. Показано преимущество предложенного алгоритма перед алгоритмом BLV при работе с матрицами размерностью больше 32.

В заключении сформулированы основные выводы и результаты диссертационной работы.

В приложении А приведены условные обозначения, сокращения, аббревиатуры и термины.

В приложении Б приведены акты внедрения результатов диссертационной работы.

В приложении В приведена копия свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Глава 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ УГЛОВОГО СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ

1.1 Постановка задачи

В общем виде задачу углового разрешения ИИ можно сформулировать следующим образом. Имеется M ИИ с произвольной степенью когерентности и с мощностями P_m. Пространственную выборку возбуждаемого ими поля характеризует N-мерный вектор, наблюдающийся на приемной апертуре. Необходимо максимально точно восстановить исходное распределение по K временным выборкам этого вектора.

Если фаза и амплитуда огибающей сигнала мало меняются при прохождении волны через апертуру АР, тогда сигнал можно считать узкополосным в пространственно-временном смысле. В этом случае временная задержка сигнала может рассматриваться как фазовый сдвиг гармонического колебания с частотой несущей. Это позволяет разделить пространственно-временную обработку сигнала на пространственную и временную, которую можно выполнять в произвольном порядке.

Пусть имеется АР, состоящая из N элементов, которая принимает сигналы от M точечных ИИ с известными углами прихода $(\varphi_1,\theta_1),(\varphi_2,\theta_2),...,(\varphi_M,\theta_M)$, где φ_m и θ_m – азимут и угол места m-го ИИ соответственно, и центральной частотой ω. Тогда сигнал, принимаемый n-м антенным элементом АР, может быть представлен в виде:

$$\vec{\mathbf{x}}(t) = \sum_{m=1}^{M} \vec{a}(\varphi_m,\theta_m)\cdot s_m(t) + \vec{n}(t), \qquad (1.1)$$

где

$\vec{\mathbf{x}}(t) = \left[x_1(t),...,x_m(t)\right]^T$ – вектор сигналов, принятых элементами АР;

$\vec{a}(\varphi_m,\theta_m)=\left[e^{-j\psi_1(\varphi_m,\theta_m)},e^{-j\psi_2(\varphi_m,\theta_m)},...,e^{-j\psi_N(\varphi_m,\theta_m)}\right]^T$ – направляющй вектор, элементы которого определяются фазовыми набегами m-го сигнала на n-й антенный элемент;

$s_m(t)$ – сигнал m-го ИИ;

$\vec{n}(t)=\left[n_1(t),...,n_N(t)\right]^T$ – шумовой вектор, включающий в себя пространственный шум, принимаемый n-м элементом АР, и шум n-го канала приёма.

Формулу (1.1) можно записать как

$\vec{\mathbf{x}}(t)=\mathbf{A}(\varphi_m,\theta_m)\cdot\vec{s}(t)+\vec{n}(t)$, где $\mathbf{A}(\varphi_m,\theta_m)$ – матрица вида $\left[\vec{a}(\varphi_1,\theta_m),...,\vec{a}(\varphi_M,\theta_M)\right]$, размерностью $N\times M$, а $\vec{s}(t)=\left[s_1(t),...,s_M(t)\right]^T$ – M-мерный вектор сигналов.

Если имеется K выборок, взятых в моменты времени $t_1,...,t_K$, тогда принятый сигнал можно записать в следующем виде:

$$\mathbf{X}=\mathbf{A}(\varphi,\theta)\cdot\mathbf{S}+\mathbf{N}, \qquad (1.2)$$

где $\mathbf{X}=\left[\vec{x}(t_1),...,\vec{x}(t_K)\right]$ и $\mathbf{N}=\left[\vec{n}(t_1),...,\vec{n}(t_K)\right]$ – матрицы, размерностью $N\times K$, а $\mathbf{S}=\left[\vec{s}(t_1),...,\vec{s}(t_K)\right]$ – матрица размерностью $M\times K$.

Целью задачи углового разрешения является определение координат ИИ $(\varphi_1,\theta_1),(\varphi_2,\theta_2),...,(\varphi_M,\theta_M)$, а также количества пеленгуемых источников M при наблюдении K выборок данных на выходе антенных элементов АР.

1.2 Методы и алгоритмы оценки угловых координат источников излучения

1.2.1 Общие сведения о методах и алгоритмах пеленгации источников излучения.

При определении координат источников радиоизлучения направление прихода сигнала отождествляется пеленгатором с направлением нормали к

фронту волны, созданной ИИ. В общем случае различие классических способов определения угловых координат сводится к техническим особенностям определения ориентации этой нормали.

Различают два основных способа определения пеленга: амплитудный и фазовый [113, 114]. Амплитудный способ основан на анализе амплитудного распределения поля, создаваемого пеленгуемым ИИ, на раскрыве приемной антенны. При этом уровень принимаемого сигнала будет максимален в том случае, когда раскрыв АР параллелен фронту падающей волны. Выделяют [113, 114] три основных разновидности амплитудного способа:

– «пеленгование по максимуму» или «способ максимума»;
– «пеленгование по минимуму» или «способ минимума»;
– «способ сравнения».

При пеленговании способом максимума пространственное положение диаграммы направленности антенны (ДНА) изменяется и направление максимума совмещается с направлением на ИИ. По угловому положению ДНА отсчитывается пеленг. Преимуществом данного способа определения координат ИИ является большая дальность пеленгации по сравнению с другими методами. Однако точность пеленгации при этом определяется крутизной ДНА в окрестности максимума и составляет несколько процентов от ширины ДНА по уровню половинной мощности [113, 114].

В случае, когда можно сформировать ДНА с ярко выраженным минимумом приема, применяется способ минимума. При этом для определения координат ИИ ДНА поворачивается до такого положения, при котором уровень сигнала на выходе приемника имеет минимальное значение. Преимуществом пеленгации по способу минимума является более высокая точность измерения координат ИИ, по сравнению со способом максимума. Однако дальность действия таких пеленгаторов меньше, чем пеленгаторов работающих по способу максимума, так как уровень принимаемого ими сигнала ниже.

При равносигнальном методе координаты ИИ находятся путем сравнения сигналов, принимаемых лепестками двух ДНА. Отсчет пеленга производится при равенстве амплитуд сигналов на выходе приемного устройства радиопеленгатора. Данный способ устраняет недостатки пеленгации по минимуму и максимуму.

Фазовый способ пеленгования основан на использовании зависимости разности фаз сигналов, принимаемых двумя одинаковыми антеннами A_1 и A_2, которые разнесены в пространстве на некоторое расстояние – базу d. Разность фаз сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ на несущей частоте ω_0 при истинном пеленге $\varphi_и$ определяется как

$$\Delta\varphi = \omega_0 \Delta\tau = \frac{\omega_0 d}{c} \sin\varphi_и \qquad (1.3)$$

где $\Delta\tau$ — временная задержка прихода сигналов на разнесенные антенны; c — скорость света.

Из (1.3) следует, что пеленг на источник излучения определяется следующим выражением:

$$\varphi_и = \arcsin\frac{c\Delta\varphi}{\omega_0 d} \qquad (1.4)$$

В настоящее время так же широкое распространение получили доплеровские радиопеленгаторы [8]. В этом случае вывод о направлении на ИИ делается на основании характера изменения доплеровского сдвига частоты сигнала, принимаемого движущейся пеленгационной системой.

Применение подвижных радиолокационных систем (РЛС), использующих классические методы оценки углов прихода сигнала, при наличии нескольких ИИ приводит к аномальным ошибкам, так как амплитудно-фазовое распределение электромагнитного поля в раскрыве антенной решетки представляет собой суперпозицию нескольких волн. В силу малости апертуры АС разделение ИИ оказывается невозможным.

Современные методы и алгоритмы со сверхразрешением позволяют решать задачу определения координат нескольких ИИ, разнесенных на сколь

угодно малое угловое расстояние, при условии, что отношение сигнал-шум велико, а отклонение амплитудно-фазового распределения в раскрыве реальной антенной системы от модельного пренебрежимо мало [22]. Основное достоинство таких алгоритмов состоит в том, что они позволяют определять количество и угловые координаты ИИ, не прибегая к перемещению ДНА, а используя лишь алгоритмические способы обработки принимаемых сигналов. Кроме того, современные спектральные методы являются адаптивными к входным данным. Как правило, в качестве исходных данных в них используется корреляционная матрица сигналов, принимаемых АР[115].

1.2.2 Классификация методов и алгоритмов пеленгации со сверхразрешением.

При классификации по способам обзора пространства все методы и алгоритмы сверхразрешения можно разделить на две группы: с последовательной и параллельной пеленгацией источников излучения[8].

В методах первой группы, к которым относятся метод Кейпона, метод классификации множественных сигналов (MUSIC), метод «собственных» векторов (EV), метод теплового шума выполняется последовательный пространственный анализ. При их использовании сканирование поля ИИ осуществляется таким образом, чтобы оценка выходной величины получалась как непрерывная функция угловой координаты, при этом никаких априорных допущении о количестве ИИ не делается, а лишь предполагается, чаше всего, что они не коррелированны. С помощью этих методов направления на ИИ оцениваются по соответствующим максимумам выходной функции (пеленгационного рельефа), а это подразумевает применение того или иного алгоритма поиска экстремума. В качестве выходной функции используется зависимость мощности (дисперсии)

выходного сигнала от углового положения, на которое настраивается система обработки сигналов. Оценка мощности сигналов ИИ выполняется по максимумам выходной величины.

Таким образом, угловые координаты ИИ при последовательном обзоре пространства находятся путем математического сканирования с помощью опорного пространственного сигнала и последующего отыскания положения максимумов. Главным недостатком этих методов является относительно низкий темп обзора. Кроме того, пеленгация, основанная на оценке пространственного спектра излучении, сопровождается смещением угловых оценок при наличии временной корреляции между ИИ в точках приема. Для устранения этого недостатка приходится усложнять алгоритмы обработки входных сигналов [2].

Вторая группа, обеспечивающая параллельный обзор пространства, включает методы ROOT-MUSIC, Писаренко, поворота подпространства (ESPRIT), Прони и другие.

Первые два метода, также как и метод MUSIC, основаны на использовании информации, содержащейся в системе собственных векторов корреляционной матрицы входных сигналов, но при этом отыскиваются корни соответствующих полиномов, а не спектр мощности. В них предполагается, что число M ИИ меньше числа N приемных каналов и что матрица аддитивного шума имеет корреляционную матрицу $\sigma^2_{ш}\mathbf{I}$, где $\sigma^2_{ш}$ – дисперсия шума, а $\mathbf{I}$ – единичная матрица. При этом подпространство источников рассматривается как подпространство, натянутое на собственные векторы, соответствующие M наибольшим собственным значениям, то есть как и в случае отсутствия шума, а ортогональное подпространство, или подпространство шума – как натянутое на остальные собственные векторы.

В алгоритме ROOT-MUSIC для нахождения угловых координат ИИ используется ортогональность собственных сигнальных и шумовых векторов. Он позволяет в рамках одной вычислительной процедуры

находить углы прихода сигналов всех источников, находящихся в поле наблюдения.

Представим скалярное произведение собственных векторов и управляющего вектора в виде полинома [22]: $\mathbf{V}_k(z) = \sum_{i=1}^{N} \mathbf{V}_{ki} z^{-(i-1)}$, где $k = M+1,...,N$, $z = \exp(j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\varphi)$, N – число элементов решетки, M – число сигналов, k – номер полинома, d – межэлементное расстояние, $\mathbf{V}_k$ – один из собственных векторов шумового пространства, i – номер компоненты k-ого вектора.

Выходная или псевдоспектральная функция метода ROOT-MUSIC:

$$P(\varphi,\theta) = \sum_{i=-(N-1)}^{N-1} C_l z^l \quad , \tag{1.5}$$

где $C_1 = \sum_{n-m=l} C_{mn}$, то есть C_l – сумма элементов матрицы $\mathbf{R}_n, \mathbf{R}_n = \sum_{k=M+1}^{N} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^{\mathrm{H}}$, находящихся на l-й диагонали (при l=0 суммирование проводится вдоль главной диагонали, при отрицательных l – вдоль диагоналей, лежащих ниже главной, при положительных – вдоль лежащих выше). Уравнение (1.5) определяет полином степени *2N-2*, число корней которого равно *2N-2*. Можно показать, что если z является корнем, то корнем является и $1/z^*$. Один из корней лежит снаружи единичной окружности, другой внутри нее, однако аргумент их одинаков, поэтому оба можно с одинаковым успехом использовать для определения угла прихода сигнала. В отсутствие шума все корни будут лежать на единичной окружности.

Так как численные значения корней полинома находятся одновременно в рамках единой вычислительной процедуры, то метод ROOT-MUSIC относится к методам параллельного поиска. После нахождения корней z, определяются угловые координаты источников по следующей формуле:

$$(\varphi_m, \theta_m) = \arcsin\left(\frac{\lambda \arg(z_m)}{2\pi d}\right) \tag{1.6}$$

Формулы для нахождения корней полинома по его коэффициентам существуют только для $N \leq 5$. При $N > 5$ необходимо применять численные методы [121].

Схема работы алгоритма ROOT-MUSIC представлена на рисунке 1.1.

Рисунок 1.1 – Схема работы алгоритма ROOT-MUSIC

Метод Прони [122] опирается на отыскание корней полинома, коэффициенты которого определяются из системы уравнений, связывающей входные данные с экспоненциальной моделью.

В алгоритме ESPRIT [22] угловые координаты оцениваются по результатам нахождения обобщенных собственных значений регулярного пучка из корреляционных матриц. Он базируется на том факте, что вектор, определяющий направление прихода m-го сигнала, имеет один и тот же сдвиг на каждом элементе АР.

Используя выражение $z = \exp(j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\varphi,\theta))$, представим матрицу, размерностью $N \times M$, составленную из векторов $\vec{a}_m$ в виде:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-2} & z_2^{N-2} & \cdots & z_M^{N-1} \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \cdots & z_M^{N-1} \end{pmatrix} \tag{1.7}$$

Определим две матрицы $\mathbf{F}_0$ и $\mathbf{F}_1$, размерностью $(N-1)\times M$,состоящие, соответственно, из первых *(N-1)* строк матрицы **F** и последних *(N-1)* строк матрицы **F**, такие, что

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{F}_0\mathbf{\Phi}, \tag{1.8}$$

где

$$\mathbf{\Phi} = \begin{pmatrix} z_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & z_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & z_M \end{pmatrix} \tag{1.9}$$

При помощи матриц $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1$ и $\mathbf{\Phi}$ определяется направление прихода сигналов от ИИ. Так как истинные направляющие векторы сигналов в матрице $\mathbf{F}$ охватывают то же подпространство, что и сигнальные собственные векторы корреляционной матрицы $\mathbf{R}$, то существует матрица перехода $\mathbf{G}$ между базисами, определяемыми этими векторами, такая, что,

$$\mathbf{R}_\mathbf{F} = \mathbf{F}\mathbf{G},\ \mathbf{R}_\mathbf{F} = \sum_{k=1}^{M} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^{\mathrm{H}}, \tag{1.10}$$

где H– эрмитов оператор, обозначающий транспонирование и комплексное сопряжение.

Аналогично определим две матрицы $\mathbf{R}_0$ и $\mathbf{R}_1$, размерностью $(N-1)\times M$,состоящие, соответственно, из первых *(N-1)* строк матрицы $\mathbf{R}_\mathbf{F}$ и последних *(N-1)* строк матрицы $\mathbf{R}_\mathbf{F}$. Для них из уравнений (1.10) справедливы следующие выражения:

$$\mathbf{R}_0 = \mathbf{F}_0\mathbf{G}, \mathbf{R}_1 = \mathbf{F}_1\mathbf{G} = \mathbf{F}_0\mathbf{\Phi}\mathbf{G} \tag{1.11}$$

$$\mathbf{R}_1\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{G} = \mathbf{F}_0\mathbf{\Phi}\mathbf{G}\mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{G} = \mathbf{F}_0\mathbf{G} = \mathbf{R}_0. \tag{1.12}$$

Обозначив

$$\mathbf{\Psi}^{-1} = \mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Phi}^{-1}\mathbf{G}, \tag{1.13}$$

получим, что

$$\mathbf{R}_0\mathbf{\Psi} = \mathbf{R}_1, \tag{1.14}$$

где

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{G}^{-1}\mathbf{\Phi}\mathbf{G} . \quad (1.15)$$

Из выражения (1.15) следует, что $\mathbf{\Phi}$ — это диагональная матрица собственных значений $\mathbf{\Psi}$.

Схема работы алгоритма ESPRIT представлена на рисунке 1.2.

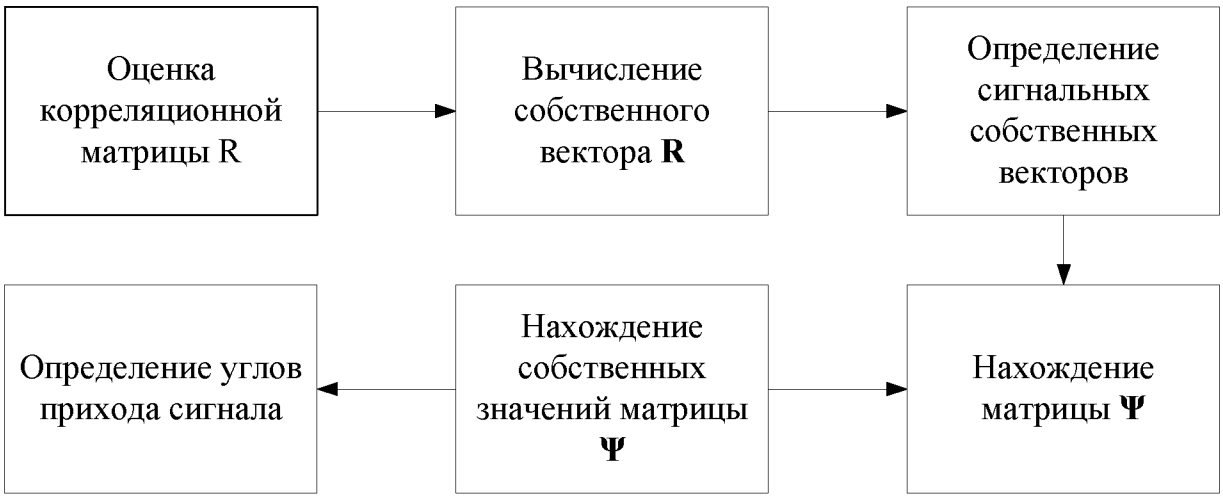


Рисунок 1.2 – Схема работы алгоритма ESPRIT

Никель предложил классификацию алгоритмов со сверхразрешением, которая разделяет их на следующие группы [10]:

- алгоритмы линейного предсказания;
- алгоритмы типа Кейпона;
- проекционные алгоритмы;
- алгоритмы, основанные на согласовании (подборе) параметрических моделей сигналов.

Наиболее известным алгоритмом первой группы является алгоритм максимума энтропии или алгоритм подбора авторегрессионной модели, приводящий к получению пространственного спектра (пеленгационного рельефа) вида:

$$P(\varphi,\theta) = \mathbf{R}_{11}^{-1}\left|\mathbf{V}^{H}\mathbf{R}_{1}^{-1}\right|^{2} \quad (1.16)$$

где $\mathbf{R}_1^{-1}$ – первый столбец обратной корреляционной матрицы $\mathbf{R}^{-1}$, $\mathbf{R}_{11}^{-1}$ – первый элемент первого столбца той же матрицы, $\mathbf{V}$ – опорный вектор или вектор-гипотеза.

Алгоритмы группы линейного предсказания исторически появились в применении к анализу временных рядов [10], то есть к оценке обычного временного спектра. Поэтому возможность их использования для оценки пространственного спектра, ограничивается линейной эквидистантной антенной решеткой (ЛЭАР) с равномерным амплитудным распределением, хотя практически применение в нерегулярных линейных решетках также оказывается возможным. Наибольшую трудность представляет проблема корректной оценки необходимого порядка авторегрессионной модели [123-125] – длины фильтра, или длины вектора $\mathbf{R}_1$ в равенстве (1.16). При малой длине фильтра спектр по (1.16) получается достаточно гладким, но с плохим разрешением. Чрезмерно большая длина фильтра предсказания, при хорошем разрешении, приводит к сильно флуктуирующему спектру с высокими боковыми лепесткам случайного характера.

Вторая группа алгоритмов – это алгоритмы типа Кейпона. Здесь прежде всего стоит отметить сам алгоритм Кейпона, выходная функция которого описывается выражением:

$$P(\varphi,\theta)=\frac{1}{\mathbf{V}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{V}} \qquad (1.17)$$

Алгоритм Кейпона иногда фигурирует под названием алгоритма максимального правдоподобия (МП), хотя некоторые авторы предполагают это неравномерным, так как данный метод не дает оценки МП для функции спектральной плотности мощности [8]. К достоинствам МП оценки необходимо отнести то, что она дает спектр, высоты пиков в котором прямо пропорциональны мощности гармоник, присутствующих в анализируемом процессе.

Согласно выражению (1.17), процедура определения спектра состоит из двух этапов. На первом этапе по входным данным вычисляется

корреляционная матрица **R**. На втором этапе задается некоторое начальное опорное направление и, следовательно, начальный вектор **V** и для него рассчитывается значение $P(\varphi,\theta)$. Затем вводится следующее значение опорного направление и вычисление повторяется. Вычисления проводятся во всем возможном диапазоне углов визирования в отдельных достаточно близко расположенных направлениях. Поскольку метод МП относится к группе последовательных методов, то далее отыскиваются положения максимумов. По положению последних оцениваются угловые координаты ИИ, а по их числу – количество ИИ.

Алгоритм Кейпона применим к решеткам любой конфигурации, в том числе к нерегулярным и двумерным, и дает достаточно низкий уровень боковых лепестков, но требует относительно большого числа обучающих выборок - по крайней мере, вдвое большего по сравнению с числом элементов решетки.

Если в равенстве (1.17) вместо первой степени обратной корреляционной матрицы использовать ее квадрат, то получится алгоритм теплового шума [10]:

$$P(\varphi,\theta)=\frac{1}{\mathbf{V}^H\mathbf{R}^{-2}\mathbf{V}}, \tag{1.18}$$

применение которого в идеальном случае (без учета технических характеристик и погрешностей аппаратуры) обеспечивает более высокую разрешающую способность, чем алгоритм Кейпона.

К этой же группе обычно относят и так называемый «алгоритм адаптивного углового отклика», или алгоритм отношения Релея [10]:

$$P(\varphi,\theta)=\frac{\mathbf{V}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{V}}{\mathbf{V}^H\mathbf{R}^{-2}\mathbf{V}}, \tag{1.19}$$

фактически нормирующий отношение сигнал /(помеха + шум) на выходе адаптивной ФАР мощностью теплового шума.

В группе проекционных алгоритмов (алгоритмов подпространств) в первую очередь необходимо выделить алгоритм MUSIC (принадлежащая

автору алгоритма аббревиатура от Multiple Signal Classification), предложенный Шмидтом и опирающийся на понятия сигнального и шумового подпространств корреляционной матрицы. Алгоритм MUSIC определяет пеленгационный рельеф выражением:

$$P(\varphi,\theta)=\frac{1}{\mathbf{V}^{H}\mathbf{P}_{N}\mathbf{V}}, \tag{1.20}$$

где

$$\mathbf{P}_{N}=\mathbf{I}-\mathbf{U}_{\mathrm{S}}\mathbf{U}_{\mathrm{S}}^{\mathrm{H}} \tag{1.21}$$

– величина $\mathbf{P}_{N}$ представляет собой проектор на шумовое подпространство; $\mathbf{U}_{\mathrm{S}}$ – матрица, столбцами которой являются сигнальные собственные векторы корреляционной матрицы **R**. Алгоритм MUSIC, так же как и алгоритм Кейпона, применим к антенным решеткам любой конфигурации, но потенциально превосходит алгоритм Кейпона по разрешающей способности [10], чем и объясняется повышенный интерес к нему со стороны многих исследователей. Недостатками алгоритма MUSIC являются необходимость предварительной оценки размерности сигнального (или шумового) подпространства, а также сравнительно большая вычислительная сложность.

Если размерность шумового подпространства равна единице, а антенная решетка – линейная и эквидистантная, то алгоритм MUSIC эквивалентен алгоритму Писаренко [10].

В случае ЛЭАР проекционные алгоритмы могут быть также сведены к так называемой алгебраической форме, при которой пеленги источников сигналов определяются не экстремумами пеленгационного рельефа, а аргументами комплекснозначных корней некоторых полиномов. К таким решениям приводят, в частности, алгоритмы Редди и Кумаресана-Тафтса [10], а в качестве полинома выступает знаменатель выражений типа (1.20), но с представлением шумового подпространства одним единственным вектором.

Группа алгоритмов, основанных на согласовании (подборе) параметрических моделей сигналов предполагает задание модели сигналов с полным набором параметров (направления, амплитуды, фазы), с последующим подбором таких значений параметров, которые наилучшим образом согласуются с результатами измерений [10]. Алгоритмы этой группы отличаются большим разнообразием вариантов и подходов и одновременно – большим объемом и значительной сложностью вычислений при любом из вариантов.

1.2.3 Сравнительный анализ алгоритмов со сверхразрешением источников излучений

Для сравнительной оценки методов спектрального оценивания используются три показателя – разрешающая способность, степень смещения оценки пеленгов и вариабельность оценки или ее дисперсия в пределах которой положение спектрального максимума, характеризующего направление на ИИ, изменяется под действием шумовых факторов [7].

Пеленгация, основанная на методе Кейпона, обеспечивает в широком диапазоне отношения сигнал-шум (ОСШ) характеристики оценивания угловых координат, близкие к границе Крамера - Рао, при этом разрешение лежит между разрешением авторегрессионной спектральной оценки и разрешением классических спектральных оценок.

Метод Кейпона в определенных условиях обеспечивает качество, не уступающее методу максимальной энтропии, но с существенно меньшей вариабельностью [8].

Исследование точностных характеристик адаптивных алгоритмов пеленгации интенсивных источников сигналов произвольного вида в многоканальной системе с АР показало [126], что для N-элементной АР, на вход которой поступают сигналы от M ИИ, при выполнении условий

K-M-1>>1 и (K-N+1)>>(N-M)>>1 наилучшими точностными показателями обладает алгоритм на основе статистики, использующий «отношение Релея», наихудшими - алгоритм с применением статистики Кейпона. Алгоритм по статистике теплового шума занимает промежуточное положение между ними. Показатели эффективности всех рассмотренных алгоритмов зависят лишь от взаимного расположения ИИ в пространстве и от степени зависимости векторов $\mathbf{S}_m$, определяемой законами модуляции сигналов ИИ во времени.

Метод предсказания «вперед-назад» оказался наиболее эффективным среди методов линейного предсказания, используемых в авторегрессионном моделировании. Однако, этот метод при оценивании близко расположенных гармоник в присутствии шума менее эффективен, чем оценивание по методам МП и MUSIC. Если же заранее известно, что данные включают только гармонические составляющие и шум, то метод Прони дает более надежную оценку мощности [8].

При практической реализации методов спектрального анализа важнейшее значение имеет их чувствительность к различиям амплитудных и фазовых характеристик отдельных каналов приемного тракта, уровню собственных шумов, отклонениям в положении активного элемента (АЭ) от своих расчетных значений, количеству АЭ, коррелированности и уровню сигналов ИИ, объему выборки, используемой для оценки корреляционной матрицы $\mathbf{R}$. Так, при наличии случайных и независимых амплитудных и фазовых ошибок в различных каналах приема сигналов, а также при конечном объеме обучающей выборки алгоритм теплового шума дает то же самое разрешение, что и алгоритм Кейпона, в то время как при бесконечном числе обучающих выборок и при отсутствии амплитудно-фазовых ошибок первый из названных алгоритмов превосходит по своим характеристикам алгоритм Кейпона [11].

Считается [8], что метод MUSIC по сравнению с методом минимальной нормы более устойчив к различиям коэффициентов усиления приемных

каналов АЭ и наличию фазовых ошибок, но проигрывает ему в точности оценивания. При уменьшении ОСШ имеет место увеличение смещения оценки угла, получаемой методом MUSIC, при этом смещение зависит также от коррелированности сигналов ИИ и числа АЭ [8].

Установлено, что методы MUSIC и ESPRIT мало чувствительны к точности аппроксимации фоновых шумов и обеспечивают примерно одинаковое угловое разрешение [8]. При исследовании чувствительности алгоритмов MUSIC, ESPRIT и др. к ошибкам АЭ, связанным с погрешностями оценивания амплитуд и фаз сигналов, неточностью расположения и т. д., худшие характеристики отмечены у алгоритма MUSIC, однако, имеются данные, обосновывающие положение о большей устойчивости алгоритма MUSIC к отклонениям положения отдельных АЭ от своего номинального значения [8].

Анализ влияния числа временных отсчетов, степени когерентности сигналов, величины углового разноса ИИ и числа АЭ на ошибки углового оценивания, выполняемого методами MUSIC, ESPRIT и минимальной нормы, позволяет сделать следующее заключение. Для всех методов СКО измерения угла обратно пропорциональна числу временных отсчетов. Корреляция сигналов действует одинаково на все алгоритмы. При стремлении коэффициента взаимной корреляции к единице СКО углового оценивания существенно возрастает, а при равенстве единице – алгоритмы становятся неработоспособными [8].

Возможность практической реализации любого метода спектрального анализа напрямую связана с требуемым объемом вычислений и располагаемыми вычислительными ресурсами.

В связи со сложностью практической реализации, обусловленной необходимостью решения задачи на глобальный экстремум многоэкстремального функционала в многомерном пространстве, метод Кейпона в настоящее время имеет ограниченное применение на практике. Наблюдающееся в последнее время возобновление интереса к методу

Кейпона связано с появлением его эффективной подоптимальной версии - метода альтернативных проекций [8]. Тем не менее обычно используют более простые алгоритмы, в частности, MUSIC, минимальной нормы, которые по статистической эффективности проигрывают алгоритму МП, причем этот проигрыш становится существенным при малых ОСШ.

Методы сверхразрешения требуют большого значения отношения сигнал-шум (ОСШ) для обеспечения высокой точности [127]. Рассмотрим устойчивость сравниваемых методов при малых значениях ОСШ. Граничные значения ОСШ, при которых методы высокого разрешения остаются работоспособными при наличии на входе одного сигнала, приведены в таблице 1.1, при наличии двух сигналов – в таблице 1.2. За граничное ОСШ принималось такое, при котором средний уровень ложных максимумов выходной характеристики измерителя не превышал -10 дБ. Число выборок равно 150. Также в таблицах представлены значения разрешающей способности, смещения и СКО оценок при данном ОСШ.

Таблица 1.1

Метод	ОСШ, дБ	Смещение,°	СКО
Кейпона	4,5	0,09	1,38
MUSIC	-0,5	0,03	2,78
Теплового шума	5	0,05	1,34
EV	0	0,03	2,76

Таблица 1.2

Метод	ОСШ, дБ	Разрешающая способность,°	Смещение,°	СКО
Кейпона	14,5	34	6,2	6,5
MUSIC	8	31	1,4	3,2
Теплового шума	9	36	3,35	4,3
EV	10	28	0,9	2,7

При наличии на входе двух сигналов для разрешения требуется ОСШ, большее, чем при обработке одного сигнала. При приеме двух сигналов из рассмотренных методов наиболее выгодным в энергетическом смысле является метод MUSIC, т.к. для обеспечения его работоспособности требуется ОСШ на несколько дБ меньше, чем для методов теплового шума и EV, и почти в 2 раза меньше по сравнению с методом Кейпона, как следует из таблицы 1.2. Заметим, что в односигнальном случае оценки, получаемые любым из рассматриваемых методов, являются практически несмещенными. При обработке двух сигналов оценки углов прихода, получаемые методами Кейпона и теплового шума являются сильно смещенными при разносе источников на угол, равный угловому разрешению сигналов, оценки, получаемые с помощью алгоритмов MUSIC и EV, обладают меньшим смещением.

На рисунках 1.3 - 1.6 отображены результаты моделирования процесса оценки угла прихода одиночного источника излучения с помощью алгоритмов ROOT-MUSIC, ESPRIT и MUSIC при использовании линейной эквидистантной фазированной антенной решетки (ФАР), на частоте 1 ГГц в зависимости от угла прихода волны. Усреднение корреляционной матрицы проводилось по 100 отсчетам. Межэлементное расстояние принималось равным 15 сантиметрам, то есть половине длины волны на частоте 1ГГц. Угол отсчитывался от линии, соединяющей элементы антенной решетки.

На рисунке 1.3 представлены результаты моделирования для четырехэлементной ЛЭАР, на рисунке 1.4 – для пятиэлементной ЛЭАР, на рисунке 1.5 – для шестиэлементной ЛЭАР, на рисунке 1.6 – для восьмиэлементной ЛЭАР.

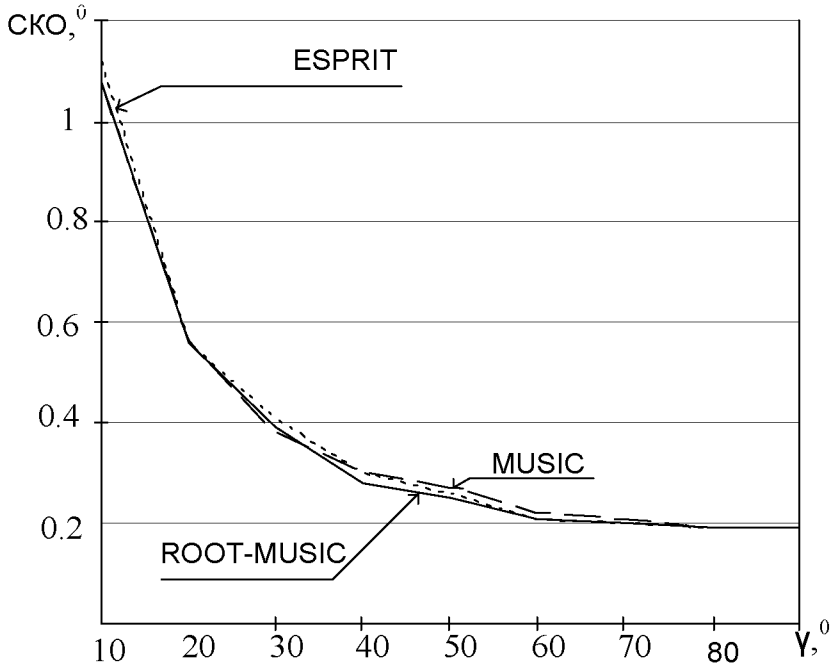


Рисунок 1.3 – Зависимость СКО от угла прихода сигнала для четырехэлементной ЛЭАР

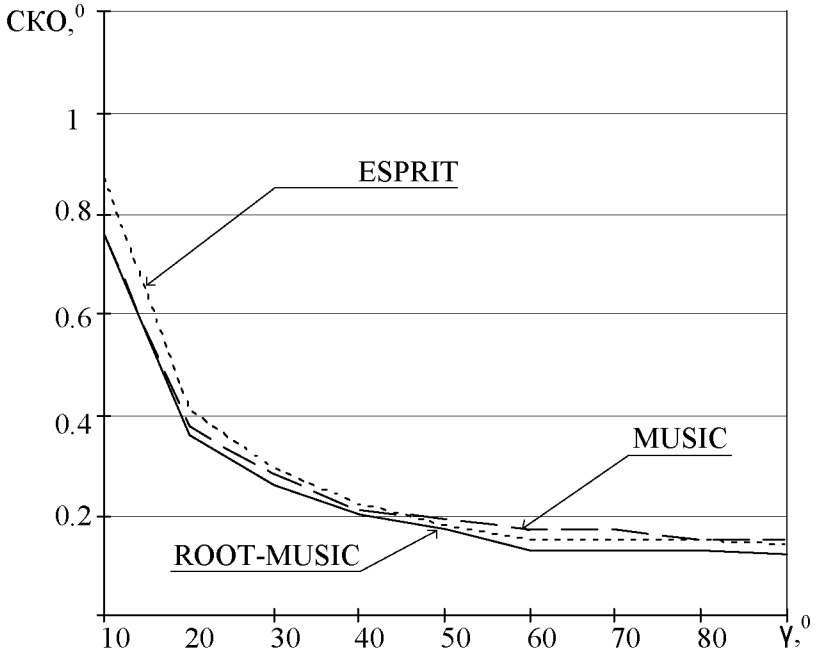


Рисунок 1.4 – Зависимость СКО от угла прихода сигнала для пятиэлементной ЛЭАР

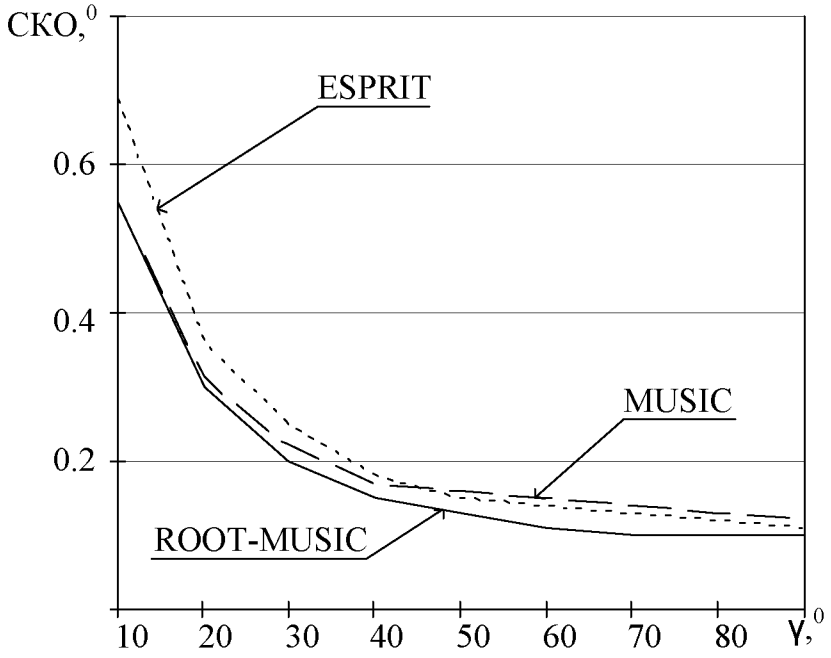


Рисунок 1.5 – Зависимость СКО от угла прихода сигнала для шестиэлементной ЛЭАР

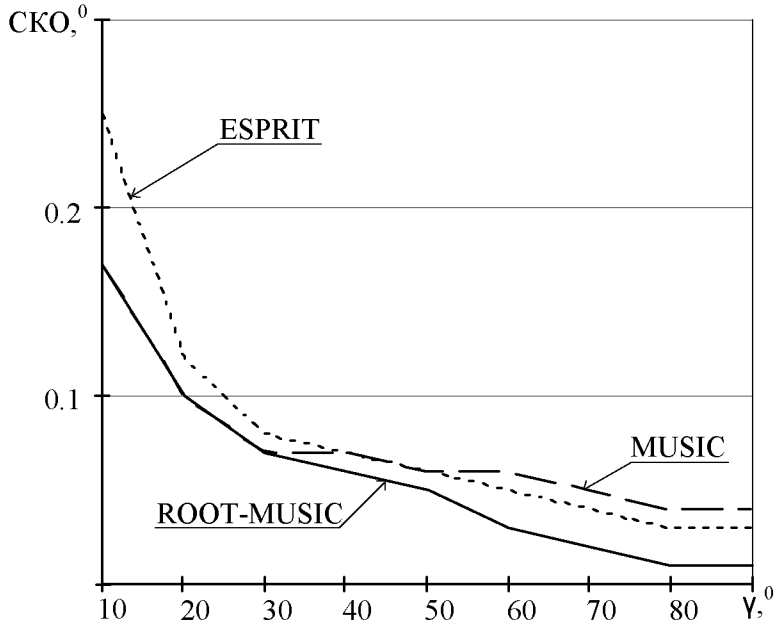


Рисунок 1.6 – Зависимость СКО от угла прихода сигнала для восьмиэлементной ЛЭАР

На рисунке 1.7 отображены зависимости разрешающей способности ($\Delta,^0$) методов ROOT-MUSIC, ESPRIT и MUSIC от отношения сигнал-

(помеха+шум) (q,дБ) для восьмиэлементной линейной ФАР с межэлементным расстоянием равным половине длины волны.

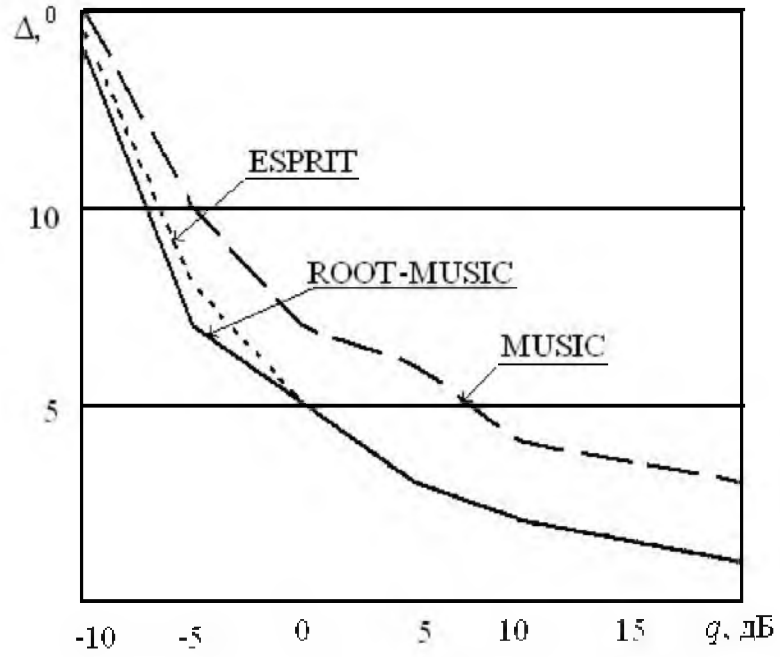


Рисунок 1.7 – Зависимость разрешающей способности алгоритмов ROOT-MUSIC, ESPRIT и MUSIC от отношения сигнал-(помеха+шум)

Из полученных результатов следует, что точность определения угловых координат методами ROOT-MUSIC и ESPRIT примерно совпадает с точностью классического MUSIC. Разрешающая способность методов ROOT-MUSIC и ESPRIT превосходит в 1,5-2 раза разрешающую способность классического MUSIC. Метод ROOT-MUSIC превосходит по точности методом ESPRIT на 10 %.

1.3 Выводы

1. Наиболее часто используемыми методами спектрального оценивания являются методы MUSIC (и его разновидность ROOT-MUSIC) и ESPRIT. При этом разрешающая способность методов ROOT-MUSIC и ESPRIT превосходит в 1,5-2 раза разрешающую способность метода MUSIC, однако

методы с параллельной обработкой данных требуют больших вычислительных затрат.

2. Основной недостаток большинства методов сверхразрешения заключается в необходимости предварительного оценивания выборочных корреляционных матриц, в необходимости проведения сингулярного разложения или разложения по собственным векторам матриц полученных из данных. Это предъявляет достаточно жесткие требования к располагаемым временным и вычислительным ресурсам РЭС.

3. Степень коррелированности сигналов оказывает большое влияние на точность оценки координат ИИ, поэтому задача разработки алгоритма, позволяющего одновременно запеленговать и коррелированные, и некоррелированные ИИ является актуальной.

4. Большинство современных алгоритмов сверхразрешения рассчитаны на работу в условиях белого гауссовского шума, поэтому вопрос обеспечения работоспособности алгоритмов и методов спектрального оценивания при воздействии нестационарных шумов представляет значительный интерес.

5. Сравнительный анализ алгоритмов и методов оценивания координат ИИ показывает, что до сих пор отсутствует метод, превосходящий все остальные по всем показателям. Именно поэтому продолжаются попытки разработать достаточно универсальный алгоритм, позволяющий устранить либо значительно ослабить наиболее существенные недостатки рассмотренных выше методов.

Глава 2 . АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА РАДИОСИГНАЛА

Оценка координат источников радиоизлучений является важной задачей обработки радиосигналов, которая решается в радиолокации, гидролокации, мобильных телекоммуникационных системах и во многих других областях современной радиотехники [128-131]. Основные алгоритмы оценки направления прихода сигнала, такие как MUSIC и ESPRIT, глубоко изучены, имеют множество модификаций и практических применений [10]. Однако эти алгоритмы требуют разложения кросс-спектральной матрицы по собственным векторам или сингулярного разложения матрицы полученных данных. Эти операции связаны с большими вычислительными затратами, поэтому их применение ограничено в ряде задач обработки сигнала в реальном времени.

Для уменьшения вычислительных затрат при оценке направления прихода сигнала Маркосом предложен Propagator-метод (PM), не требующий разложения на собственные векторы кросс-спектральной матрицы или сингулярного разложения матрицы полученных данных [133]. Информация об угловых координатах извлекается из полученного сигнала путем разделения сформированной матрицы управляющих векторов при условии парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения [134].

Также важным показателем эффективности алгоритма оценивания угловых координат ИИ является возможность пеленгации нескольких источников излучения с высокой точностью независимо от угла прихода сигнала[132].

2.1 Алгоритм оценивания направления прихода радиосигнала

2.1.1 Постановка задачи и разработка алгоритма оценивания угловых координат источников радиоизлучения

Рассмотрим эквидистантную АР, состоящую из N триплетов, каждый из которых включает в себя три элемента, как показано на рисунке 2.1.

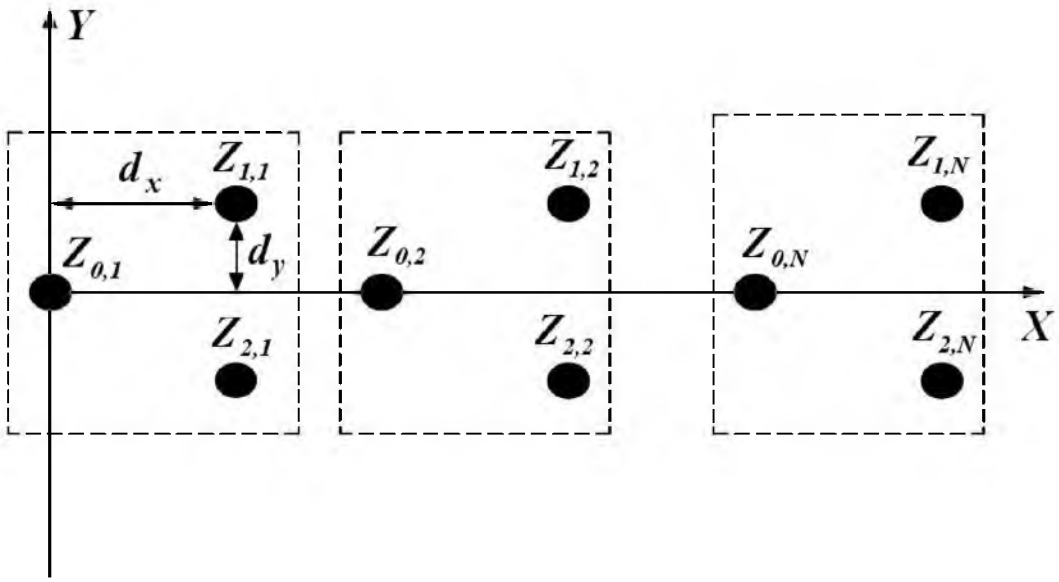


Рисунок 2.1 – Антенная решетка, состоящая из N триплетов

Предположим, что существуют K некоррелированных узкополосных источников излучений (ИИ), где k-й источник имеет координаты (ϕ_k; θ_k), а ϕ_k – азимут, θ_k – угол места. Антенная решетка может быть разбита на три подрешетки, не имеющие общих элементов. Вектор принятых сигналов для 1-й, 2-й и 3-й подрешетки можно записать как:

$$\mathbf{Z}_0 = (\mathbf{Z}_{01}, \mathbf{Z}_{02}, ..., \mathbf{Z}_{0N})^{\mathrm{T}}, \tag{2.1}$$

$$\mathbf{Z}_1 = (\mathbf{Z}_{11}, \mathbf{Z}_{12}, ..., \mathbf{Z}_{1N})^{\mathrm{T}}, \tag{2.2}$$

$$\mathbf{Z}_2 = (\mathbf{Z}_{21}, \mathbf{Z}_{22}, ..., \mathbf{Z}_{2N})^{\mathrm{T}}, \tag{2.3}$$

где T – знак транспонирования. Вектора $\mathbf{Z}_i$ можно переписать как:

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{AS} + \mathbf{n}_0, \tag{2.4}$$

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{A}\mathbf{\Phi}_1\mathbf{S} + \mathbf{n}_1, \tag{2.5}$$

$$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{A}\mathbf{\Phi}_2\mathbf{S} + \mathbf{n}_2, \tag{2.6}$$

где $\mathbf{A}$ – матрица направляющих векторов $\mathbf{a}(\theta_k)$, $k = 1,\ldots,K$ размерностью $N \times K$, $\mathbf{S}$ – вектор сигналов от K источников сигналов размерностью $K \times 1$ и $\mathbf{n}_0$, $\mathbf{n}_1$, $\mathbf{n}_2$ – векторы аддитивного белого гауссовского шума, представленного в виде вектора размерностью $N \times 1$. $\mathbf{\Phi}_1$, $\mathbf{\Phi}_2$ – диагональные матрицы размерностью $K \times K$, содержащие информацию об азимуте и угле места, которые можно записать как:

$$\mathbf{\Phi}_1 = diag[\exp\left\{j\left(\frac{2\pi d_x \cos\theta_1}{\lambda} + \frac{2\pi d_y \cos\phi_1}{\lambda}\right)\right\}\exp\left\{j\left(\frac{2\pi d_x \cos\theta_K}{\lambda} + \frac{2\pi d_y \cos\phi_K}{\lambda}\right)\right\}], \tag{2.7}$$

$$\mathbf{\Phi}_2 = diag[\exp\left\{j\left(\frac{2\pi d_x \cos\theta_1}{\lambda} - \frac{2\pi d_y \cos\phi_1}{\lambda}\right)\right\}\exp\left\{j\left(\frac{2\pi d_x \cos\theta_K}{\lambda} - \frac{2\pi d_y \cos\phi_K}{\lambda}\right)\right\}], \tag{2.8}$$

где λ – длина волны, θ_K – угол места, ϕ_K – азимут, d_x и d_y – координаты двух элементов в первом триплете по оси x и по оси y, соответственно.

Из формул (2.7) и (2.8) с помощью известных алгоритмов сверхразрешения [10, 22] можно найти координаты источников излучения. Однако известные методы требуют больших вычислительных затрат, поэтому их применение в режиме реального времени затруднено.

Формулы (2.7) и (2.8) содержат информацию как об азимуте, так и об угле места. Один из способов разделения этой информации состоит в формировании суммарного вектора $\mathbf{Z}_1$ и $\mathbf{Z}_2$. Тогда

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2)/\sqrt{2}, \tag{2.9}$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{A}\mathbf{\Phi}\mathbf{S} + \mathbf{n}, \tag{2.10}$$

где $\mathbf{n} = (\mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2)/\sqrt{2}$, $\mathbf{\Phi}$ – диагональная матрица, размерностью $K \times K$, которую можно записать как:

$$\mathbf{\Phi} = \sqrt{2}diag[\cos\left(\frac{2\pi d_y \cos\phi_1}{\lambda}\right)\exp\left\{j\left(\frac{2\pi d_x \cos\theta_1}{\lambda}\right)\right\},...$$
$$...,\cos\left(\frac{2\pi d_y \cos\phi_K}{\lambda}\right)\exp\left\{j\left(\frac{2\pi d_x \cos\theta_K}{\lambda}\right)\right\}]. \quad (2.11)$$

Информация об азимуте K источников излучения заложена в амплитудных компонентах диагональных элементов матрицы (2.11), а информация об угле места – в её фазовых компонентах. $\mathbf{\Phi}$ находится с помощью РМ [135]. Затем оценка направления прихода сигнала производится с использованием диагональных элементов матрицы $\mathbf{\Phi}$ [32].

Данная процедура основана на разложении вектора $\mathbf{A}$ отклика антенной решетки на подматрицы $\mathbf{A}_1$ и $\mathbf{A}_2$ размерностью $K \times K$ и $(N-K)\times K$ соответственно:

$$\mathbf{A} = \left[\mathbf{A}_1^{\mathrm{T}} \mathbf{A}_2^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}. \quad (2.12)$$

Введем новую матрицу $\mathbf{D}$:

$$\mathbf{D} = \left[\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{A}\mathbf{\Phi}\right)^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}. \quad (2.13)$$

Справедливо:

$$\mathbf{D} = \left[\mathbf{A}_1^{\mathrm{T}} \mathbf{D}_1^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}, \quad (2.14)$$

где

$$\mathbf{D}_1 = \left[\mathbf{A}_2^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{A}_1\mathbf{\Phi}\right)^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{A}_2\mathbf{\Phi}\right)^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}, \quad (2.15)$$

$\mathbf{A}_1$ – неединичная матрица, принцип формирования которой является общим для всех методов, основанных на разделении рабочего пространства на подпространства при $N \geq 2K$. Функция распространения представляет собой линейный оператор $\mathbf{P}$, тогда:

$$\mathbf{P}^{\mathrm{H}} \mathbf{A}_1 = \mathbf{D}_1. \quad (2.16)$$

Обозначим $\mathbf{z}_j$ вектор сигналов на входе антенной решетки, размерностью $2N \times 1$ и запишем его как:

$$\mathbf{z}_j = \left[\mathbf{Z}_{0\,j}^{\mathrm{T}} \mathbf{Z}^{\mathrm{T}}{}_j\right]^{\mathrm{T}}, j = 1,...,L \quad (2.17)$$

Также обозначим через $\mathbf{X}$ матрицу данных размерностью $2N \times L$, включающую L – векторов сигнала (снимков), принятых антенной решеткой, и запишем ее как:

$$\mathbf{X} = \left[\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, ... \mathbf{z}_L\right]. \tag{2.18}$$

Запишем кросс-спектральную матрицу размерностью $2N \times 2N$ как:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L}\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathrm{H}} = \frac{1}{L}\sum_{t=1}^{L}\mathbf{z}_j\mathbf{z}_j^{\mathrm{H}}. \tag{2.19}$$

Разобьем матрицу данных $\mathbf{X}$ и кросс-спектральную матрицу $\hat{\mathbf{R}}$ на подматрицы:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix}\mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2\end{bmatrix}, \tag{2.20}$$

$$\hat{\mathbf{R}} = \left[\mathbf{F} \quad \mathbf{J}\right], \tag{2.21}$$

где $\mathbf{X}_1$ и $\mathbf{X}_2$ - подматрицы размерностью $K \times L$ и $(2N-K)\times L$ соответственно и $\mathbf{F}$ и $\mathbf{J}$ – подматрицы размерностью $2N \times K$ и $2N \times (2N-K)$ соответственно.

Обозначим $\hat{\mathbf{P}}_{data}$ и $\hat{\mathbf{P}}_{est}$ матрицы оценки функции распространения размерностью $K \times (2N-K)$, основанные на матрице данных $\mathbf{X}$ и кросс-спектральной матрице $\hat{\mathbf{R}}$ соответственно. Оптимальные в среднеквадратическом смысле матрицы оценки функции распространения могут быть найдены из (2.20) (2.21) методом наименьших квадратов[59]:

$$\hat{\mathbf{P}}_{data} = (\mathbf{X}_1\mathbf{X}_1^{\mathrm{H}})^{-1}\mathbf{X}_1\mathbf{X}_2^{\mathrm{H}}, \tag{2.22}$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{est} = (\mathbf{F}^{\mathrm{H}}\mathbf{F})^{-1}\mathbf{F}^{\mathrm{H}}\mathbf{J}, \tag{2.23}$$

Разложим $\hat{\mathbf{P}}_{est}$ и $\hat{\mathbf{P}}_{data}$ как:

$$\hat{\mathbf{P}}^{\mathrm{H}} = \left[\hat{\mathbf{P}}_1^{\mathrm{T}} \quad \hat{\mathbf{P}}_2^{\mathrm{T}} \quad \hat{\mathbf{P}}_3^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}, \tag{2.24}$$

где размерности матриц $\hat{\mathbf{P}}_1^{\mathrm{T}}$, $\hat{\mathbf{P}}_2^{\mathrm{T}}$ и $\hat{\mathbf{P}}_3^{\mathrm{T}}$ идентичны размерностям $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{A}_1\mathbf{\Phi}$ и $\mathbf{A}_2\mathbf{\Phi}$ соответственно.

В соответствии с выражением (2.21) и, используя (2.20) и (2.24), можно записать следующие равенства:

$$\hat{\mathbf{P}}_1\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2, \tag{2.25}$$

$$\hat{\mathbf{P}}_2\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_1\mathbf{\Phi}, \tag{2.26}$$

$$\hat{\mathbf{P}}_3\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2\mathbf{\Phi}. \tag{2.27}$$

Выражения (2.25) и (2.27) могут быть использованы для нахождения матрицы $\mathbf{\Phi}$. Для этого найдем собственные значения матрицы $\hat{\mathbf{P}}_2$ из выражения (2.26), выразим $\mathbf{A}_1$ из (2.25) и подставим в (2.27). Результатом преобразования является:

$$\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#}\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_2\mathbf{\Phi}, \tag{2.28}$$

где # – обозначает псевдообращение. Таким образом, оценка диагональных элементов матрицы $\mathbf{\Phi}$ может быть получена путем нахождения K собственных значений матрицы $\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#}$. Размерность $\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#}$ – $K \times K$, что меньше чем размерность матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ – $2N \times 2N$, которая используется для разложения на собственные значения в ESPRIT, минимум в 4 раза, так как $N \geq 2K$ [10]. Затем, используя факторизацию, можно представить $\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#}$ как:

$$\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#} = \mathbf{V}_1\mathbf{\Phi}\mathbf{V}_1^{-1}, \tag{2.29}$$

где $\mathbf{V}_1$ представляет собой матрицу собственных векторов $\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#}$, а $\mathbf{\Phi}$ – диагональную матрицу собственных значений $\hat{\mathbf{P}}_3\hat{\mathbf{P}}_1^{\#}$. Из выражения (2.11), азимут и угол места могут быть найдены как [136, 137]:

$$\hat{\phi}_k = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d_y}\cos^{-1}\left[\frac{amplitude(\mathbf{\Phi})_{k,k}}{\sqrt{2}}\right]\right], \tag{2.30}$$

$$\hat{\theta}_k = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d_x}phase(\mathbf{\Phi})_{k,k}\right]. \tag{2.31}$$

2.1.2 Результаты моделирования предложенного алгоритма и его сравнительный анализ с известными алгоритмами

Проведено моделирование предложенного алгоритма и сравнительный анализ его результатов с известными алгоритмами PM и ESPRIT. Оценка направления прихода сигнала по азимуту и углу места проведена для двух источников излучения с координатами (20°; 50°) и (50°; 20°). Число элементов антенной решетки выбрано равным 18 (шесть триплетов), расстояние между элементами – $d_y = \lambda / 4$ и $d_x = \lambda / 2$. Число независимых испытаний – 250, объем выборки – 100. В результате моделирования получены зависимости стандартного отклонения (Δ) оценки координат источника излучения от истинного значения в градусах, от отношения сигнал-шум (ОСШ). Рассматривался диапазон изменения значения ОСШ (10…35) дБ. Графики зависимостей представлены на рисунках 2.2 – 2.5.

На рисунках 2.2, 2.3 представлены зависимости стандартного отклонения оценки угла места источника излучения от истинного значения в градусах, от величины ОСШ.

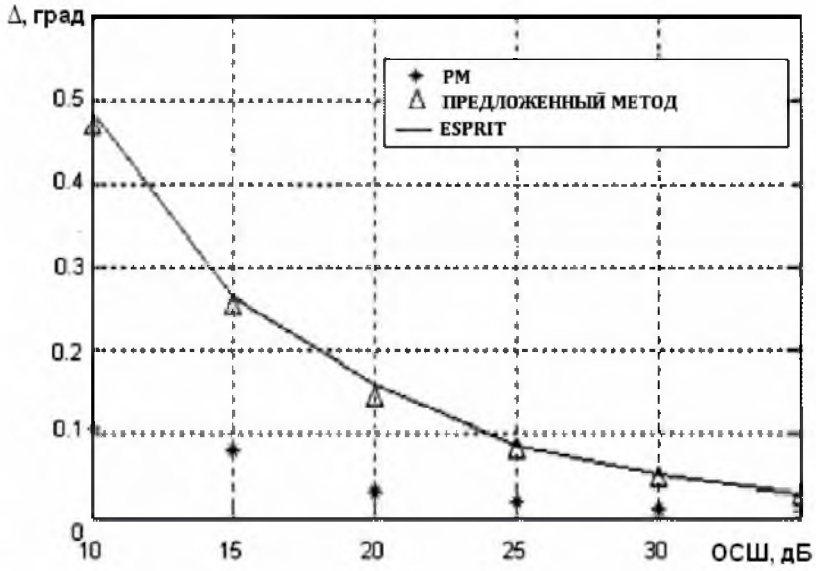


Рисунок 2.2 – Стандартное отклонение (Δ) оценки угла места источника излучения $\varphi = 20^{\circ}$ от истинного значения в зависимости от величины отношения сигнал-шум (ОСШ)

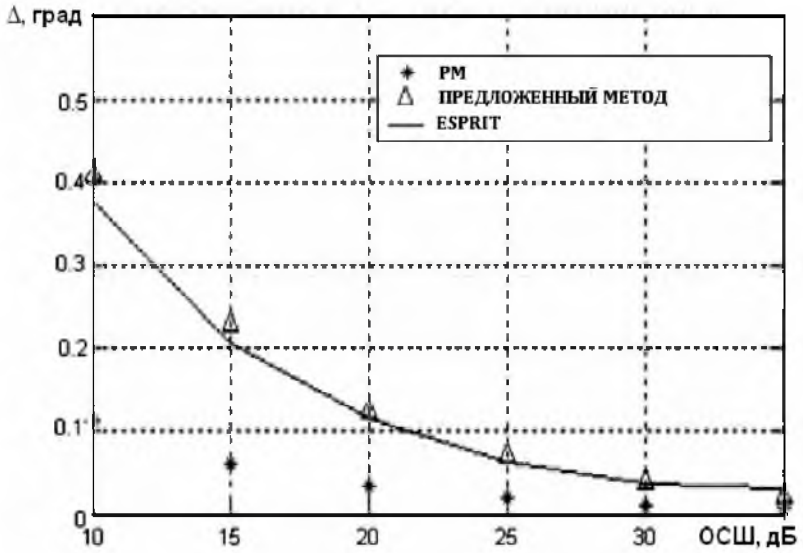


Рисунок 2.3 – Стандартное отклонение (Δ) оценки угла места источника излучения $\varphi = 50^{\circ}$ от истинного значения в зависимости от величины отношения сигнал-шум (ОСШ)

На рисунках 2.4, 2.5 представлены зависимости стандартного отклонения оценки азимута источника излучения от истинного значения, в градусах, от величины ОСШ, в дБ.

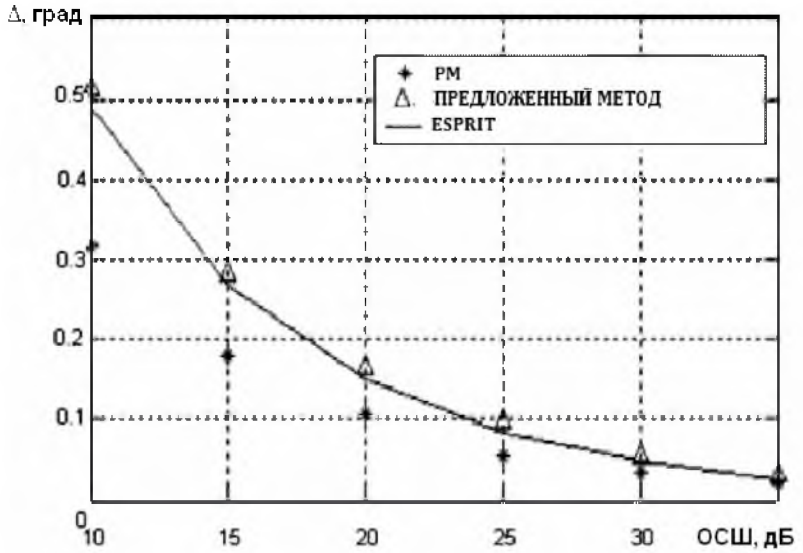


Рисунок 2.4 – Стандартное отклонение (Δ) оценки азимута источника излучения $\theta = 50^{\circ}$ от истинного значения в зависимости от величины отношения сигнал-шум (ОСШ)

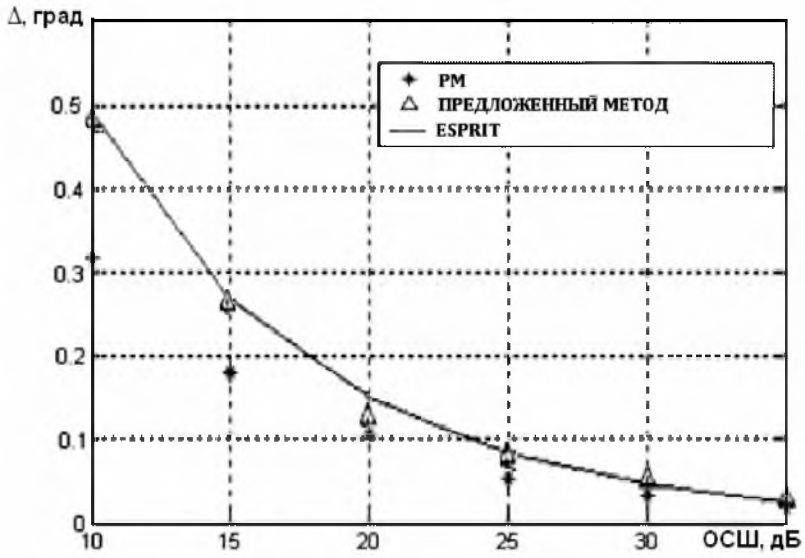


Рисунок 2.5 – Стандартное отклонение (Δ) оценки азимута источника излучения $\theta = 20^{\circ}$ от истинного значения в зависимости от величины отношения сигнал-шум (ОСШ)

Из полученных графиков видно, что при значениях величины ОСШ менее 25 дБ точность предложенного метода при определении угла места ИИ ниже точности РМ на (0,05…0,35) градусов, при этом стандартное отклонение от истинного значения координат ИИ для предложенного метода и метода ESPRIT имеет примерно равное значение. Для случая, когда величина ОСШ больше 30 дБ, разница в точности методов лежит в пределах доверительного интервала. Доверительный интервал равен 0,02 градуса, вероятность – 0,95. Разница в точности при определении азимута при помощи РМ и предложенного алгоритма колеблется в диапазоне от 0,2 до 0,05 градуса при величине ОСШ от 10 дБ до 25 дБ. Погрешность определения азимута при помощи алгоритма ESPRIT и предложенного метода лежит в пределах доверительного интервала.

Таким образом, данные полученные в результате моделирования подтверждают эффективность определения угловых координат при помощи предложенного алгоритма.

В ряде задач к быстродействию алгоритмов оценивания угловых координат ИИ предъявляются высокие требования. Например, при

необходимости пеленгации движущихся ИИ с целью получения их траектории движения. Предложенный алгоритм имеет $3NLK$ вычислительных операций. Как известно, алгоритм ESPRIT имеет вычислительную сложность, равную $N^3 + 2N^2L$ [136], а РМ требует $3N'LK$ вычислительных операций, где N' – число элементов в каждой подрешетке [135]. Для рассмотренного случая вычислительная сложность предложенного алгоритма в 1,5 раза меньше, чем у РМ и в 4,5 раз меньше, чем у ESPRIT, что во многих случаях является принципиальным с точки зрения реализации алгоритма в реальном времени.

Важным показателем эффективности алгоритмов оценки координат источников излучения является возможность пеленгования сразу нескольких ИИ. Получены гистограммы оценки координат трех ИИ для предложенного алгоритма, а также известных ESPRIT и РМ. Моделирование проводилось для трех источников излучения с координатами $\varphi_1 = 84^0$, $\varphi_2 = 91^0$, $\varphi_3 = 98^0$, ОСШ всех трех источников принято равным 2 дБ, число элементов АР $M = 6$. На рисунке 2.6 представлена гистограмма для случая пеленгования трех ИИ при помощи предложенного алгоритма.

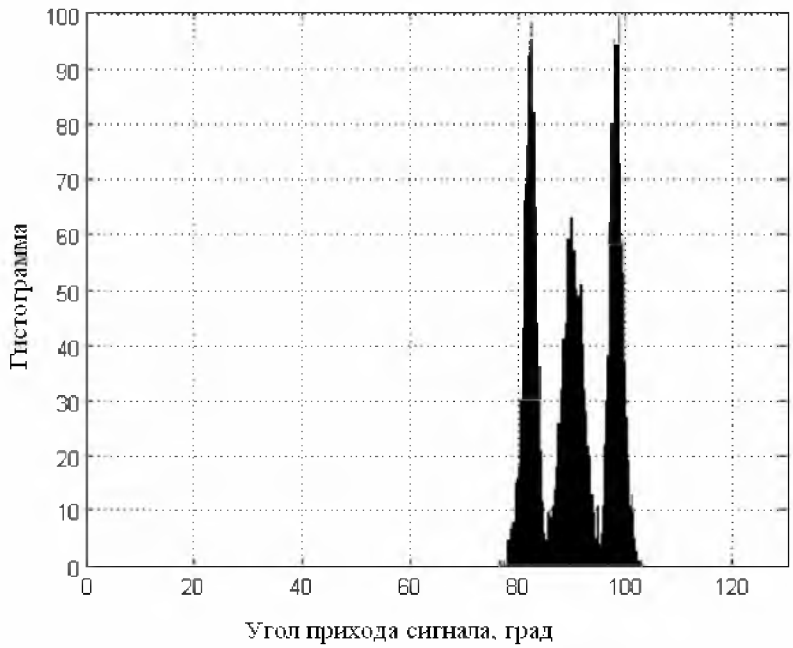


Рисунок 2.6 – Гистограмма оценки угла прихода сигнала при помощи предложенного алгоритма.

На рисунке 2.7 представлена гистограмма для случая пеленгования трех ИИ при помощи алгоритма РМ.

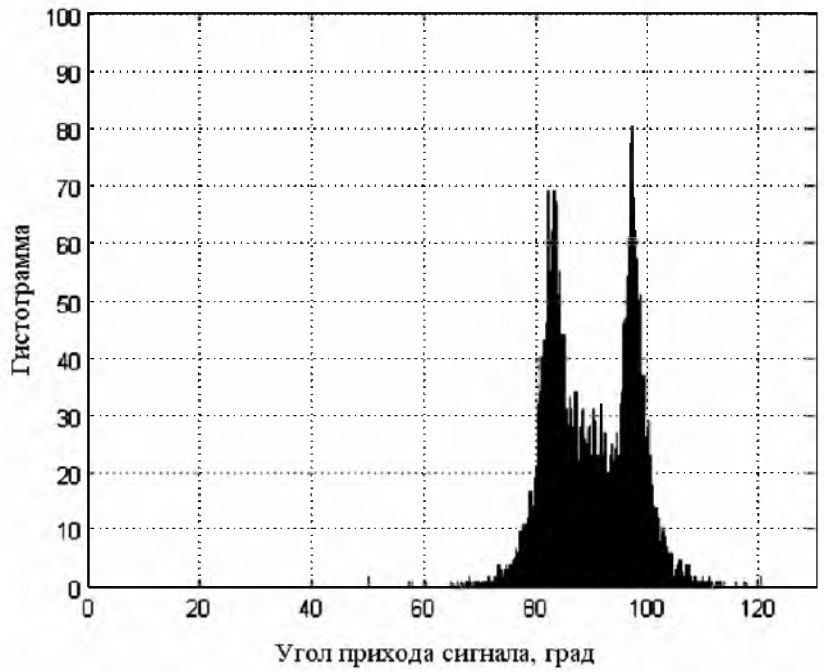


Рисунок 2.7 – Гистограмма оценки угла прихода сигнала при помощи РМ

На рисунке 2.8 представлена гистограмма для случая пеленгования трех ИИ при помощи алгоритма ESPRIT.

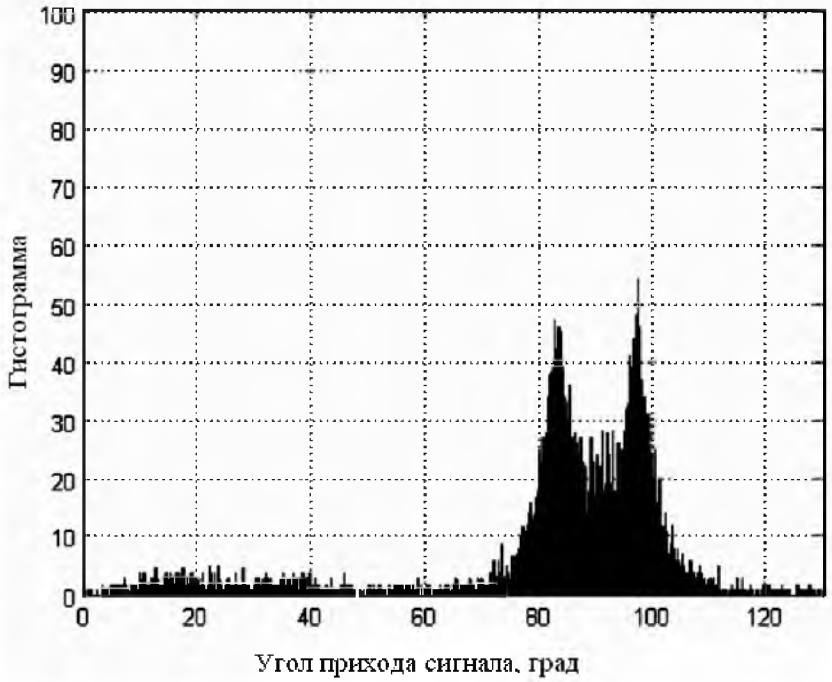


Рисунок 2.8 – Гистограмма оценки угла прихода сигнала при помощи ESPRIT

Из полученных результатов видно, что при пеленговании одновременно трех ИИ наилучшие результаты достигаются при использовании предложенного алгоритма. В этом случае все три ИИ хорошо различимы и определение их координат происходит с ошибкой не превышающей 0,5 градуса. В случае использования РМ для пеленгования тех же ИИ возникает ошибка при определении координат среднего ИИ. Характерный пик имеет размытую форму, что приводит к разбросу при итоговом определении угловой координаты ИИ в 7 градусов. При использовании алгоритма ESPRIT для пеленгования рассматриваемых ИИ наблюдается наибольшая ошибка при определении координат среднего ИИ. Характерный пик отсутствует, что может привести к неправильному определению количества ИИ и, соответственно, к неверному определению угловых координат пеленгуемых ИИ.

Значения полученной оценки азимута пеленгуемого ИИ и дисперсии при применении предложенного алгоритма, а также алгоритмов РМ и ESPRIT сведены в таблицу 2.1.

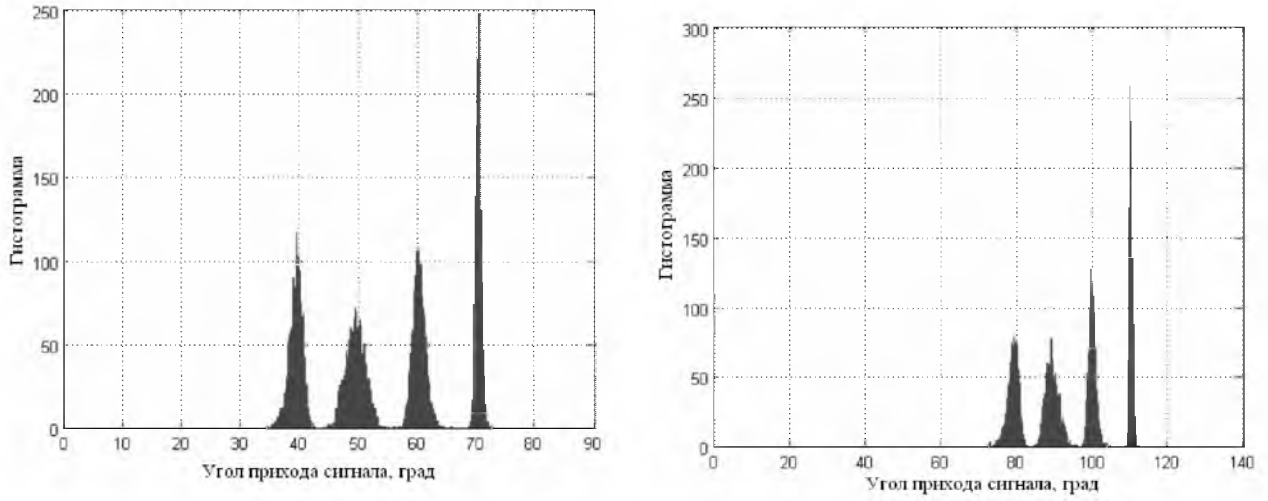
Таблица 2.1 – Значения полученной оценки азимута пеленгуемого ИИ и дисперсии при применении предложенного алгоритма, алгоритма РМ и алгоритма ESPRIT.

Азимут, град.	Предложенный алгоритм		РМ		ESPRIT	
	$\hat{\varphi}$, град	дисперсия	$\hat{\varphi}$, град	дисперсия	$\hat{\varphi}$, град	дисперсия
84	84,005	1,545	84,621	9,520	82,987	10,235
91	91,021	3,542	89,890	12,736	93,542	14,567
98	97,997	1,509	97,410	9,117	97,213	10,574

Важным показателем эффективности алгоритмов оценки координат ИИ является возможность одновременного пеленгования нескольких ИИ как по

азимуту, так и по углу места. Получены гистограммы оценки координат четырех ИИ для предложенного алгоритма, а также известных ESPRIT и PM. Моделирование проводилось для четырех источников излучения с координатами (φ_K, θ_K) равными $\left[(40,80),(50,90),(60,100),(70,110)\right]$, ОСШ всех трех источников принято равным 8 дБ, число элементов АР $M = 9$.

На рисунке 2.9 представлены гистограммы для случая пеленгования четырех ИИ при помощи предложенного алгоритма. Рисунок 2.9 а демонстрирует оценку координат по азимуту ИИ, рисунок 2.9 б – по углу места ИИ.



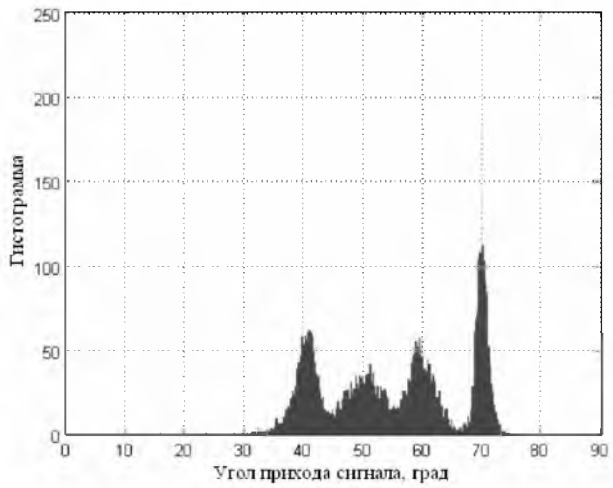
а) оценка азимута

б) оценка угла места

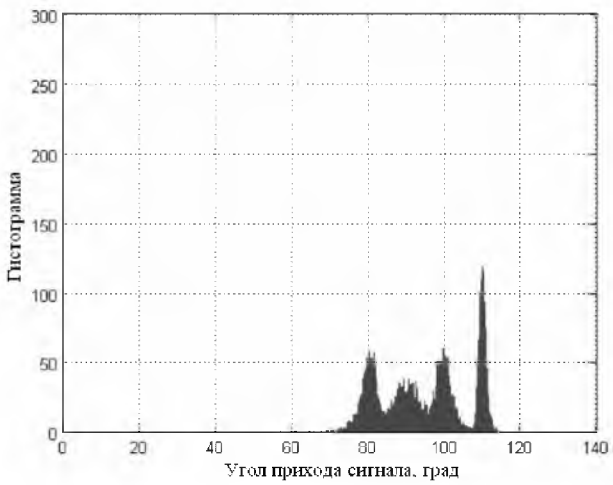
Рисунок 2.9 – Гистограмма оценки угла прихода сигнала при помощи предложенного алгоритма

На рисунке 2.10 представлены гистограммы для случая пеленгования четырех ИИ при помощи алгоритма PM. Рисунок 2.10 а демонстрирует оценку координат по азимуту ИИ, рисунок 2.10 б – по углу места ИИ.

На рисунке 2.11 представлены гистограммы для случая пеленгования четырех ИИ при помощи алгоритма ESPRIT. Рисунок 2.11 а демонстрирует оценку координат по азимуту ИИ, рисунок 2.11 б – по углу места ИИ.

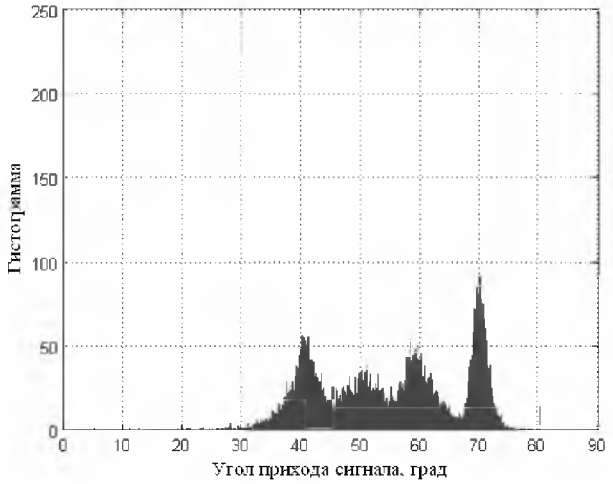


а) оценка азимута

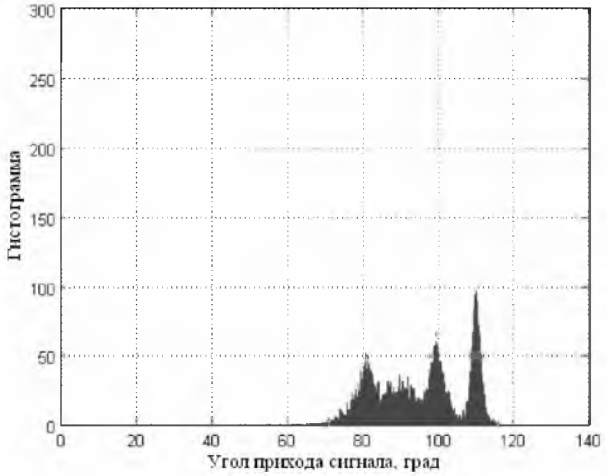


б) оценка угла места

Рисунок 2.10 – Гистограмма оценки угла прихода сигнала при помощи алгоритма PM



а) оценка азимута



б) оценка угла места

Рисунок 2.11 – Гистограмма оценки угла прихода сигнала при помощи алгоритма ESPRIT

Из полученных графиков видно, что при пеленговании одновременно четырех ИИ по азимуту и углу места наилучшие результаты достигаются при использовании предложенного алгоритма. В этом случае все четыре ИИ хорошо различимы и определение их координат происходит с ошибкой не превышающей 0,5 градуса. В случае использования PM и алгоритма ESPRIT все четыре ИИ также обнаруживаются, однако, характерный для истинного положения ИИ пик имеет размытую форму, что приводит к разбросу при итоговом определении угловой координаты ИИ до 2 градусов, в первом случае, и до 8 градусов во втором случае, соответственно.

Для алгоритмов определения угловых координат источника излучения важное значение имеет разрешение нескольких близко расположенных целей. Оценки $\hat{\theta}$ азимута θ источника излучения и стандартного отклонения Δ от ее истинного значения при расположении источников излучения на близком расстоянии для предложенного алгоритма приведены в таблице 2.2. Данные получены при значении ОСШ = 10 дБ и при фиксированном значении угла места $\varphi = 20^{o}$.

Таблица 2.2

θ, град	$\hat{\theta}$, град	Δ, град
50	49,053	0,834
53	52,128	0,775
56	54,987	0,958
59	58,438	0,631

Сравнив данные, приведенные в таблице 2.2, и данные, полученные в результате моделирования (рисунки 2.9-2.11), отметим, что точность оценки координат по сравнению со случаем, когда источники разнесены на 30 градусов отличается на (0,15…0,45) градуса. Из полученных результатов можно сделать вывод, что предложенный алгоритм может быть использован для определения координат нескольких близкорасположенных источников излучения, т.е. он обладает разрешением по угловой координате.

2.1.3 Выводы

1. В результате моделирования было доказано, что СКО оценки угловых координат предложенного метода сопоставима с точностью метода ESPRIT и метода РМ – разница в точности колеблется от 0,05 до 0,35 градуса в диапазоне изменения величины отношения сигнал-шум от 10 дБ до 35 дБ.

2. Предложенный алгоритм является эффективным и при определении координат нескольких близкорасположенных источников излучения и позволяет различить несколько близкорасположенных ИИ с СКО не превышающим 0,5 градуса.

3. Применение предложенного метода позволяет сократить вычислительные затраты по сравнению с известным методом ESPRIT – в 4,5 раза, а по сравнению с РМ – в 1,5 раза.

4. Достоинством предложенного метода является то, что он не требует парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения, что является необходимым условием для корректной работы классического РМ. Это позволяет избежать неоднозначности при определении координат конкретного источника излучения и дополнительно уменьшить вычислительные затраты на этапе вторичной обработки сигнала.

5. Полученные результаты позволяют сделать вывод о преимуществе предложенного алгоритма перед известными алгоритмами сверхразрешения в объеме требуемых вычислительных операций, сохраняя вместе с тем приемлемую для многих задач точность оценки угловых координат.

2.2 Эффективность оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций

В настоящее время проблема оценки координат источников радиоизлучений является актуальной и имеет практическое применение в радиолокации [139], гидролокации [140], мобильных телекоммуникационных системах [142] и во многих других областях современной радиотехники [21, 144]. Основные алгоритмы оценки направления прихода сигнала, глубоко изучены и имеют множество модификаций [10, 145-146]. Алгебраический подход к обработке сигналов в антенных решетках (АР) позволяет создавать

все новые алгоритмы спектрального оценивания [8, 59]. Многие современные алгоритмы обладают высокой точностью определения угловых координат источника радиосигнала, однако большинство известных алгоритмов требуют разложения кросс-спектральной матрицы по собственным векторам или сингулярного разложения матрицы полученных данных [134]. Эти операции связаны с большими вычислительными затратами [136], поэтому их применение ограничено в ряде задач обработки сигнала в реальном времени.

Чтобы уменьшить вычислительные затраты при оценке направления прихода сигнала Маркосом предложен Propagator-метод (PM), не требующий разложения на собственные векторы кросс-спектральной матрицы или сингулярного разложения матрицы полученных данных [133]. Информация об угловых координатах извлекается из полученного сигнала путем разделения сформированной матрицы управляющих векторов при условии парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения. Кроме того, если угол места лежит в секторе от 70 до 90 градусов, то его оценка может быть недостоверной [143]. Этот диапазон является типичным для мобильных телекоммуникационных систем, что существенно ограничивает применение предложенного алгоритма.

Существующую проблему можно решить путем использования антенной решетки L-формы. Идея использования таких АР не нова [147] она описана еще в 1997 году Фемендезом де Рио и Катедро-Пересом, но АР L-формы в данной работе отличатся от [147]. В предложенном методе элементы расположены на осях *x*-*z* и *y*-*z*, в то время как в [147] – на осях *x*-*y*.

2.2.1 Алгоритм оценки угловых координат применительно к антенной решетке L-формы

При использовании АР L-формы проблема с оцениванием координат лежащих в секторе от 70 до 90 градусов устраняется, но появляется

аналогичная проблема, если азимут лежит в секторе от 0 до 20 градусов. Однако при использовании двух АР L-формы в плоскостях *x-z* и *y-z* данная проблема может быть полностью устранена, а СКО оценки угловых координат существенно сокращено.

На рисунке 2.12 представлена АР L-формы, которая работает в плоскости *x-z* вместо плоскости x-*y*, используемой в [147].

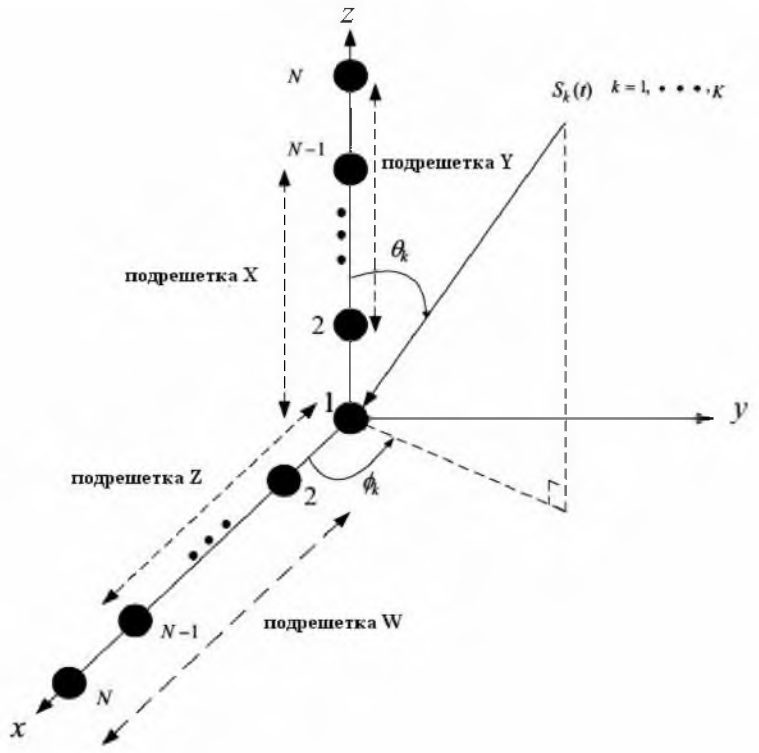


Рисунок 2.12 – АР L-формы

Каждая линейная АР состоит из *N-1* элементов. Пусть X и Y – две подрешетки линейной АР на оси z, а Z и W – две подрешетки линейной АР на оси x. Каждая подрешетка состоит из *N-1* элементов. Предположим, что имеется *K* узкополосных ИИ, где *k*-ый источник имеет координаты (ϕ_k ;θ_k), где ϕ_k – азимут, а θ_k – угол места ИИ, *k*=1, …, *K*.

Пусть векторы сигнала размерностью $(N-1)\times 1$ принятые подрешетками X и Y равны $X(t)=[x_1(t),x_2(t),...,x_{N-1}(t)]^T$ и $Y(t)=[y_1(t),y_2(t),...,y_N(t)]^T$ соответственно, где T – знак транспонирования. Принятые вектора могут быть записаны как

$$X(t) = A(\theta)S(t) + n_x(t)\ , \tag{2.32}$$

$$Y(t) = A(\theta)\mathbf{\Phi}_1 S(t) + n_y(t), \tag{2.33}$$

где

$$A(\theta) = (a(\theta_1), a(\theta_2), ..., a(\theta_K)), \tag{2.34}$$

$$a(\theta_K) = (1, q_k, {q_k}^2, ..., {q_k}^{N-2})^T, k = 1, ..., K\ , \tag{2.35}$$

$$q_k = \exp\left(-j\frac{2\pi d\cos\theta_k}{\lambda}\right), \tag{2.36}$$

а S – вектор сигнала размерностью $K \times 1$ для K источников сигнала, n_x и n_y - векторы аддитивного белого гауссовского шума размерностью $(N-1)\times 1$. Наибольшее значение в показателе степени q в формуле (2.35) равно $(N-2)$, т.к. общее количество элементов на оси z равно $(N-1)$. Две подрешетки с максимальным перекрытием элементов расположены на оси z, поэтому каждая подрешетка может иметь максимум $(N-1)$ элементов. Матрица $\mathbf{\Phi}_1$ в выражении (2.33) – это диагональная матрица, размерностью $K \times K$, содержащая информацию об угле места θ_k, которая может быть записана как

$$\mathbf{\Phi}_1 = diag\left(q_1, q_2, ..., q_K\right). \tag{2.37}$$

Найдем $\hat{\theta}_k$, используя РМ [133]:

$$\hat{\theta}_k = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d_x} phase(\mathbf{\Phi}_{1,k})_{k,k}\right]. \tag{2.38}$$

Затем найдем оценку азимута угла $\hat{\phi}_k$. Векторы принятых сигналов берем с элементов подрешетки Z и подрешетки W на оси x, которые могут быть записаны как векторы размерностью $(N-1)\times 1$ $Z(t) = [z_1(t), z_2(t), ..., z_{N-1}(t)]^T$ и $W(t) = [w_1(t), w_2(t), ..., w_{N-1}(t)]^T$ соответственно.

Затем полученные векторы могут быть определены как

$$Z(t) = A(\theta, \varphi)S(t) + n_z(t), \tag{2.39}$$

$$W(t) = A(\theta, \varphi)\Phi_{2,x} S(t) + n_w(t), \tag{2.40}$$

где

$$A(\theta,\varphi)=\left(a(\theta_1,\varphi_1),a(\theta_2,\varphi_2),...,a(\theta_k,\varphi_k)\right), \quad (2.41)$$

$$a(\theta_k,\varphi_k)=\left(1,u_k,{u_k}^2,...,{u_k}^{N-2}\right)^T, k=1,...,K, \quad (2.42)$$

$$u_k=\exp\left(-j\frac{2\pi d\sin\theta_k\cos\phi_k}{\lambda}\right) \quad (2.43)$$

и n_z, n_w - аддитивный белый гауссовский шум, представленный в виде векторов, элементы которых могут принимать значения равные нулю и дисперсии σ^2.

Пусть $\mathbf{\Phi}_{2,x}$ - диагональная матрица размерностью $K\times K$ использующая ось X и содержащая информацию об азимуте и угле места (θ_k,φ_k), которая может быть представлена как

$$\mathbf{\Phi}_{2,x}=diag\left(u_1,u_2,...,u_K\right). \quad (2.44)$$

Так матрица $\mathbf{\Phi}_{2,x}$ и, в конечном счете, азимут, могут быть найдены путем применения РМ [32] к информации с элементов оси X (при уже известном угле места) из (2.43) как

$$\hat{\phi}_{k,x}=\cos^{-1}\left[\frac{\arg\left(\Phi_{2,x}\right)_{kk}}{\left(2\pi d\sin\hat{\theta}_k\right)/\lambda}\right], \quad (2.45)$$

где угол места находится из (2.38).

Отметим, что в данном случае оценка азимута не зависит от оценки угла места ИИ

2.2.2 Алгоритм оценки угловых координат применительно к антенной решетке 2DL-формы

На рисунке 2.13 представлена АР 2DL- формы состоящая из двух АР L-формы, расположенных в плоскостях *x-z* и *y-z*, т.е. включающая в себя три линейные АР, элементы которых расположены на осях *x*, *y* и *z*, каждая из которых состоит из *N-1* элементов. При этом элемент расположенный в центре является общим.

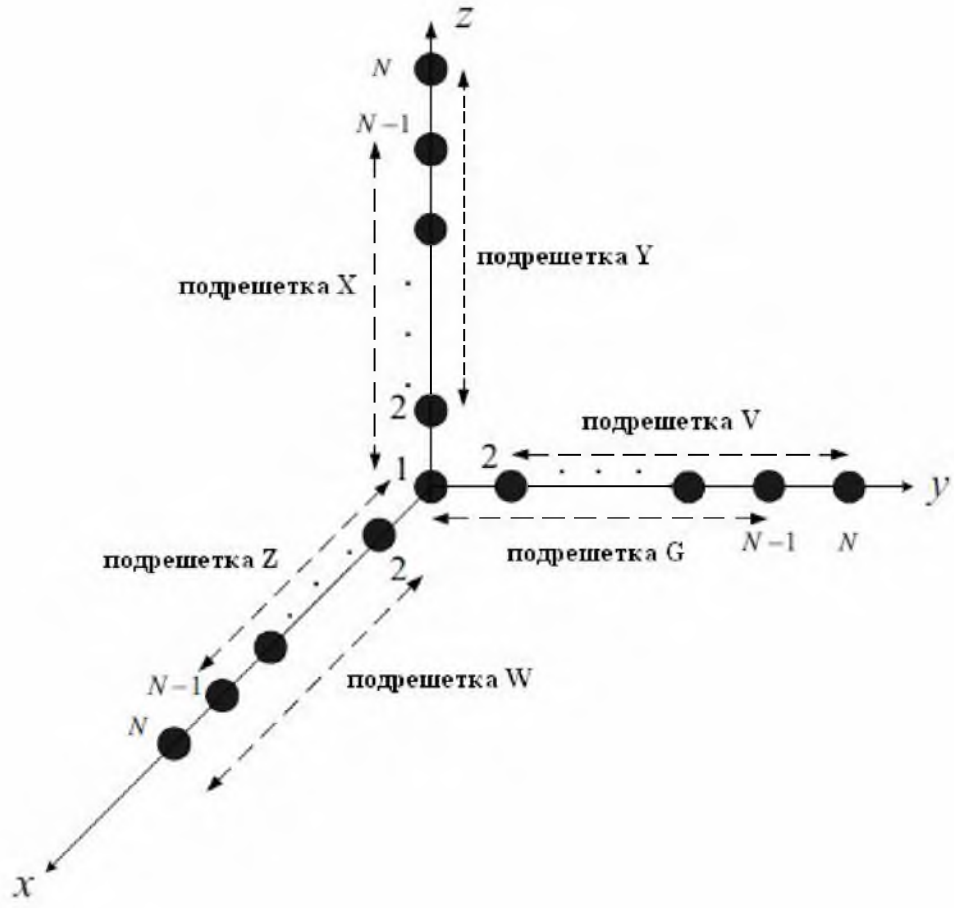


Рисунок 2.13 – АР 2DL-формы

Пусть X и Y – две подрешетки линейной АР, расположенной на оси *z*, Z и W - две подрешетки линейной АР, расположенной на оси *x*, G и V - две подрешетки линейной АР, расположенной на оси *y*. Каждая подрешетка состоит из *N-1* элементов.

АР L-формы, использующая подрешетки X, Y, Z и W может обеспечить оценку азимута $\hat{\phi}_{k,x}$ и угла места $\hat{\theta}_k$. Угол места при этом определяется без ошибки, но оценка азимута может быть не достоверной, если его значение лежит в пределах от 0 до 15 градусов, в зависимости от отношения сигнал-шум [153]. АР L-формы, использующая подрешетки X, Y, V и G так же может обеспечить оценку азимута $\hat{\phi}_{k,y}$ и угла места $\hat{\theta}_k$. Но в этом случае оценка азимута может быть недостоверной при значении угла лежащем в секторе от 75 до 90 градусов. Объединение этих двух АР

позволяет полностью избежать ошибок в оценке азимута. При этом оценка азимута может быть найдена (записана) следующим образом:

$$\hat{\phi}_k = \begin{cases} \frac{1}{2}\left(\hat{\phi}_{k,x} + \hat{\phi}_{k,y}\right), \text{если} \hat{\phi}_{k,x} u \hat{\phi}_{k,y} \in R \\ \hat{\phi}_{k,x}, \text{если} \hat{\phi}_{k,x} \in R, \hat{\phi}_{k,y} \in C \\ \hat{\phi}_{k,y}, \text{если} \hat{\phi}_{k,x} \in C \hat{\phi}_{k,y} \in R, \end{cases} \quad (2.39)$$

где R – множество действительных чисел, C – множество комплексных чисел.

Оценка азимута $\hat{\phi}_{k,y}$ проводится с использованием АР, элементы которой лежат на оси y, при этом мы имеем два вектора принятых сигналов с подрешеток G и V, имеющих размерность $(N-1)\times 1$, которые могут быть представлены как $G(t) = [g_1(t), g_2(t), ..., g_{N-1}(t)]^T$ и $V(t) = [v_1(t), v_2(t), ..., v_{N-1}(t)]^T$ соответственно. Затем принятые вектора могут быть преобразованы как:

$$G(t) = A(\theta, \varphi) S(t) + n_g(t), \quad (2.40)$$

$$V(t) = A(\theta, \varphi) \Phi_{2,y} S(t) + n_v(t), \quad (2.41)$$

где

$$a(\theta_k, \varphi_k) = \left(1, v_k, v_k^{\,2}, ..., v_k^{\,N-2}\right)^T, k = 1, ..., K, \quad (2.42)$$

$$v_k = \exp\left(-j \frac{2\pi d \sin\theta_k \sin\phi_k}{\lambda}\right), \quad (2.43)$$

$$\Phi_{2,y} = diag\left(v_1, v_2, ..., v_K\right) \quad (2.44)$$

и n_g, n_v – аддитивный белый гауссовский шум, представленный в виде векторов, элементы которых могут принимать значения равные нулю и дисперсии σ^2.

Таким образом, оценка азимута $\hat{\phi}_{k,y}$ может быть найдена из (2.44) как

$$\hat{\phi}_{k,y} = \sin^{-1}\left[\frac{\arg\left(\Phi_{2,x}\right)_{kk}}{\left(2\pi d \sin\hat{\theta}_k\right)/\lambda}\right] \quad (2.45)$$

В данном случае, оценка азимута ИИ также не зависит от его оценки угла места.

2.2.3 Сравнительный анализ результатов, полученных при использовании АР различной формы

Предполагается, что имеется только один источник излучения с координатами (θ; ϕ), где θ – угол места, а ϕ – азимут, АР включает в себя 15 элементов, отношение сигнал-шум равно 10 дБ, расстояние между соседними элементами АР равно половине длины волны принимаемого сигнала, число независимых испытаний – 250, объем выборки – 200.

На рисунке 2.14 представлена зависимость СКО в градусах от значений азимута и угла места, лежащих в секторе от 0 до 90 градусов при использовании АР с параллельным расположением элементов [32].

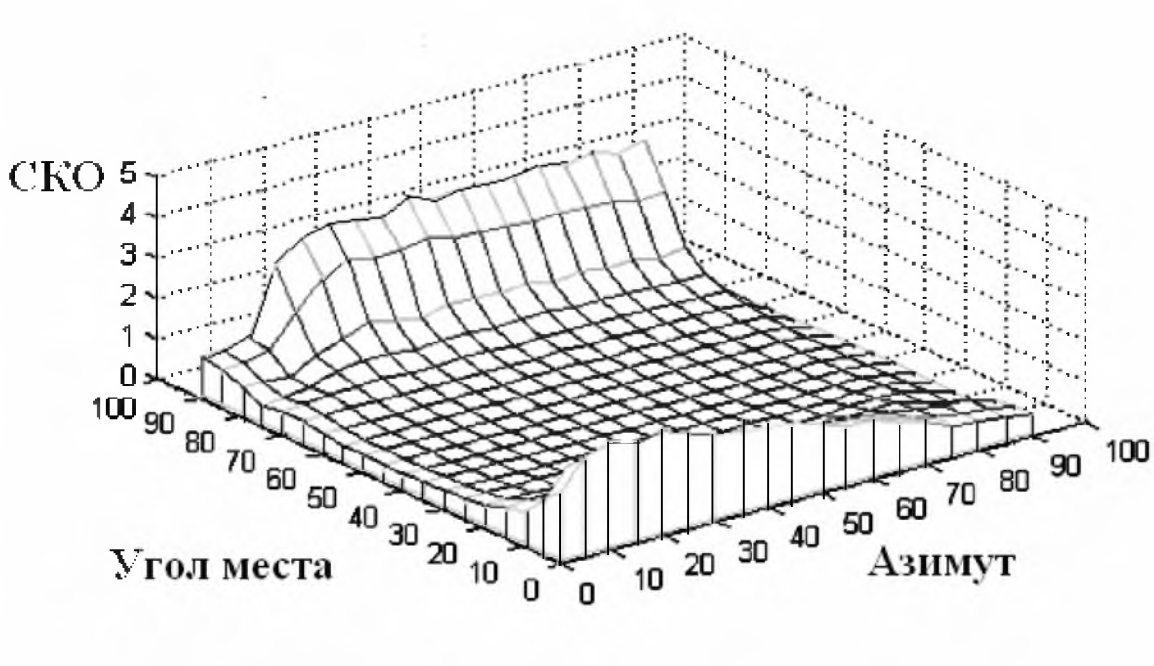


Рисунок 2.14 – Зависимость СКО в градусах от значений азимута и угла места источника излучения при использовании АР с параллельным расположением элементов

На рисунке 2.15 представлена зависимость СКО в градусах от значений азимута и угла места, лежащих в секторе от 0 до 90 градусов при

использовании АР L-формы. На рисунке 2.16 представлена зависимость СКО в градусах от значений азимута и угла места, лежащих в секторе от 0 до 90 градусов при использовании АР 2D-L-формы.

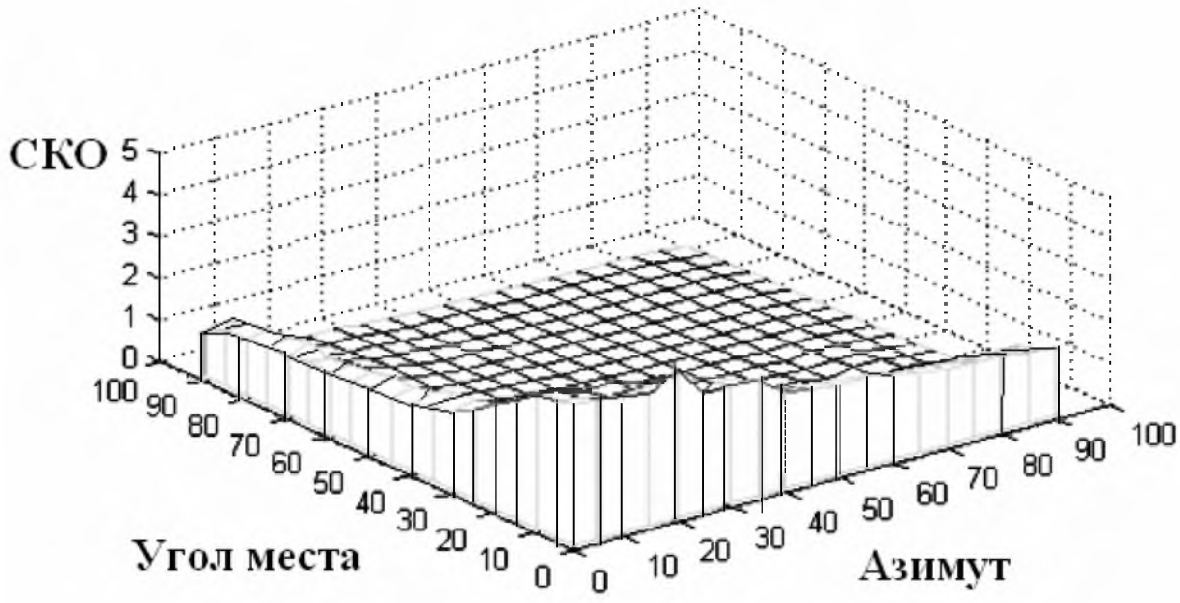


Рисунок 2.15 – Зависимость СКО в градусах от значений азимута и угла места источника излучения при использовании АР L-формы

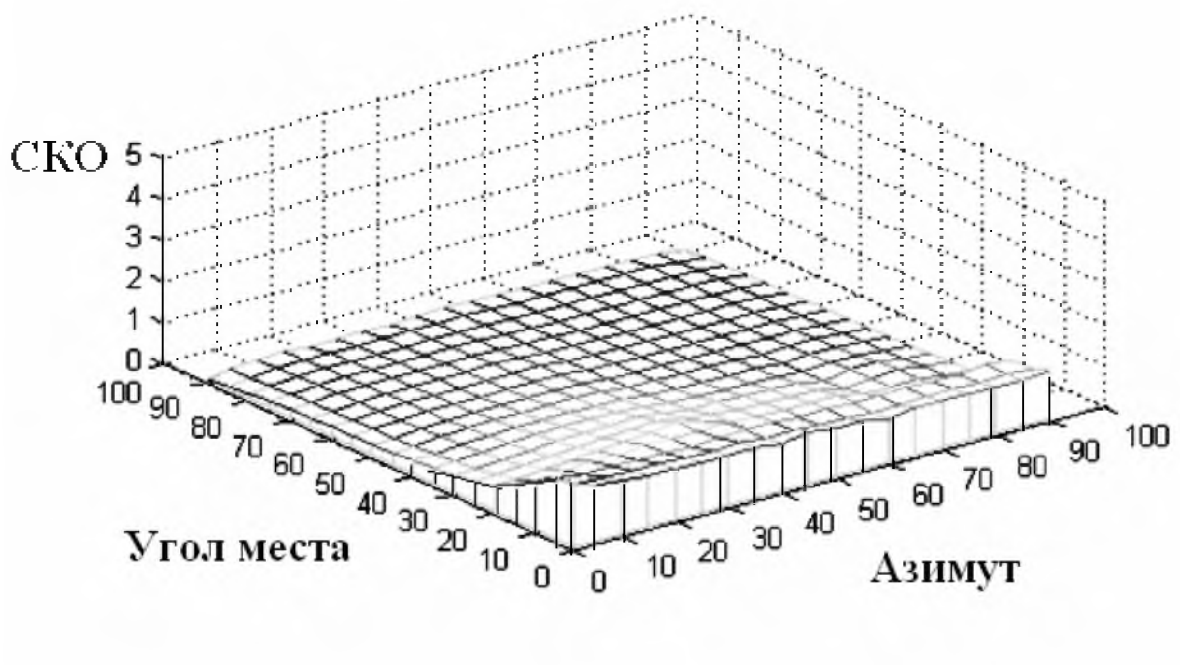


Рисунок 2.16 – Зависимость СКО в градусах от значений азимута и угла места источника излучения при использовании АР 2D-L-формы

Из графика, представленного на рисунке 2.14, видно, что в секторе от 70 до 90 градусов точность оценки ухудшается и СКО принимает значения от 1 до 3 градусов. Также наблюдается увеличение СКО до 2 градусов, когда азимут и угол места принимают значения от 0 до 20 градусов.

Из полученных на рисунке 2.15 результатов можно сделать вывод, что при использовании АР L-формы точность определения координат в секторе от 70 до 90 градусов выше, чем при использовании АР с параллельным расположением элементов и СКО не превышает 1 градуса. Однако в данном случае наблюдается увеличение СКО до 2,5 градусов в секторе от 0 до 20 градусов.

При использовании АР 2D-L-формы устраняется проблема определения азимута и угла места в секторе от 70 до 90 градусов, оценка координат производится с высокой точностью, что отображено на рисунке 2.16. Наибольшая ошибка наблюдается в секторе от 0 до 20 градусов, но и в этом случае СКО не превышает 1 градуса.

Основные характеристики рассмотренных структур алгоритмов при использовании различных АР сведены в таблицу 2.3.

Таблица 2.3 – Основные характеристики рассмотренных структур алгоритмов

Тип АР	Параллельное расположение АЭ	L-форма	2D-L-форма
Диапазон определения азимута и угла места	$(0,2\pi)$, $(0,\pi/2)$	$(0,2\pi)$, $(0,\pi)$	$(0,2\pi)$, $(0,\pi)$
Диапазон наибольшей ошибки оценивания координат	$70^0 – 90^0$	$0^0 – 20^0$	–
Максимальное значение СКО, град	3	2,5	0,9
Парное соответствие между азимутом и углом места	требуется	не требуется	не требуется

Из данных, приведенных в таблице 2.3 можно сделать вывод, что в зависимости от применения различных структур алгоритма определения угловых координат можно существенно повысить эффективность оценки азимута и угла места. Во-первых, использование АР L-формы увеличивает диапазон определения угла места источника излучения в 2 раза, по сравнению с использованием АР с параллельным расположением элементов. Во-вторых, при использовании АР L-формы и АР 2D-L-формы не требуется парного соответствия между угловыми координатами, т.е. оценка азимута и угла места производится независимо друг от друга. В-третьих, использование АР 2D-L-формы позволяет получить оценку УК с высокой точностью, независимо от угла прихода сигнала.

Кроме того, при использовании АР L-формы проблема с оцениванием координат лежащих в секторе от 70 до 90 градусов устраняется, но появляется аналогичная проблема, если азимут лежит в секторе от 0 до 20 градусов. Однако при использовании двух АР L-формы в плоскостях *x-z* и *y-z* данная проблема может быть полностью устранена, а значение СКО существенно сокращено [141]. Таким образом, для задач определения угловых координат ИИ предпочтительным является использования АР 2D-L-формы.

2.2.4 Выводы

1. Использование алгоритма оценивания угловых координат и АР 2D-L-формы позволяет получить оценку координат источника излучения независимо от угла прихода сигнала. При этом оценка азимута не зависит от оценки угла места источника излучения и наоборот.

2. Использование АР L-формы увеличивает диапазон определения угла места источника излучения в 2 раза, по сравнению с использованием АР с параллельным расположением элементов.

3. Применение АР L-формы позволяет устранить проблему оценивания координат лежащих в секторе от 70 до 90 градусов, однако появляется аналогичная проблема, если азимут лежит в секторе от 0 до 20 градусов. При применении АР 2D-L-формы данная проблема может быть полностью устранена.

4. Точность оценки угловых координат источника излучения при использовании АР 2D-L-формы выше, чем при использовании АР L-формы и АР с параллельным расположением элементов. При применении АР с параллельным расположением элементов СКО составляет до 3 градусов, при применении АР L-формы величина СКО достигает 2,5 градусов, в то время как при использовании АР 2D-L-формы СКО не превышает 1 градуса.

5. Использование АР различной формы и изменение структуры алгоритма может существенно увеличить эффективность применяемого метода и расширить область применения.

Глава 3. АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ КОРРЕЛИРОВАННЫХ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ШУМА

3.1 Алгоритм оценивания угловых координат источника излучения при воздействии различных видов шума

Большинство алгоритмов сверхразрешения рассчитаны на работу в условиях воздействия белого гауссовского шума, однако радиотехническим системам (РТС) часто приходится работать в условиях воздействия различных видов шумов, например, розового шума, ХИП-помех и других мешающих воздействий. Большинство алгоритмов сверхразрешения не рассчитаны на работу в таких условиях. В данной главе будет предложен алгоритм оценки угловых координат коррелированных и некоррелированных ИИ при воздействии различных видов шума.

Рассмотрим эквидистантную антенную решетку, состоящую из M элементов. Предположим, что существуют K узкополосных ИИ, где k-й источник имеет координаты θ_k. Тогда, вектор сигнала, принятый M элементами АР может быть записан как:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \tag{3.1}$$

где $\mathbf{A} = [a(\theta_1), a(\theta_2), ..., a(\theta_K)]$ – матрица, размерностью $M \times K$, $\mathbf{s}(t)$ – вектор сигнала размерностью $K \times 1$ для K ИИ, $\mathbf{n}(t)$ – вектор шума, размерностью $M \times 1$.

Ковариационная матрица сигнала принятого АР может быть записана как:

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{Q}, \tag{3.2}$$

где $\mathbf{Q}$ – ковариационная матрица шума, размерностью $M \times M$, $\mathbf{R}_S = \mathbf{E}[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]$ – ковариационная матрица полезного сигнала (от ИИ),

размерностью $K \times K$, Н – Эрмитов оператор. Тогда оценка ковариационной матрицы принятого сигнала:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{M}\sum_{t=1}^{M}\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^{H}. \qquad (3.3)$$

В предлагаемом алгоритме используется усреднение ковариационной матрицы принятого сигнала методом «прямого – обратного хода» (также получившим название метода «вперед – назад»в русскоязычной литературе) . При этом «прямая» ковариационная матрица сигнала находится из выражения (3.2), а «обратная» следующим образом:

$$\mathbf{R}_{B} = \mathbf{J}\mathbf{R}^{*}\mathbf{J}, \qquad (3.4)$$

где **J** представляет собой матрицу у которой на побочной диагонали стоят 1, а остальные элементы – 0:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 \\ \vdots & \iddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \qquad (3.5)$$

* – комплексное сопряжение.

Усреднение методом «прямого – обратного хода» имеет два преимущества:

1) оно является эквивалентом удваивания производимой выборки;

2) коррелированные ИИ могут быть декоррелированы.

Усреднение методом «прямого – обратного хода» может быть записано как [148, 149]:

$$\mathbf{R}_{FB} = \frac{1}{2}(\hat{\mathbf{R}} + \mathbf{J}\hat{\mathbf{R}}^{*}\mathbf{J}). \qquad (3.6)$$

Возьмем некоторую диагональную матрицу **B**, диагональные элементы которой отличны друг от друга, т.е. $\mathbf{B}(i,i) \neq \mathbf{B}(j,j)$, $i \neq j$. Для удобства численного анализа матрица **B** может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{B}=\begin{bmatrix}1 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & p & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 0 & 0 & \cdots & (M-1)p\end{bmatrix}, \tag{3.7}$$

где p – любое действительное число от 1 до –1. Затем сначала умножим **Q** на $\mathbf{B}^{-1}$, а затем на **B**. Это не внесет никаких изменений в значение величины **Q.** Сказанное выше можно записать следующим образом:

$$\mathbf{B}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{B}=\mathbf{B}\mathbf{Q}\mathbf{B}^{-1}=\mathbf{Q}, \tag{3.8}$$

Учитывая, что $\mathbf{JQJ}=\mathbf{Q}$ и $\mathbf{JQ}^{*}\mathbf{J}=\mathbf{Q}^{*}=\mathbf{Q}$ из (3.6) мы получаем новое преобразование для ковариационной матрицы $\mathbf{R}_{FB}$. Умножив ее на $\mathbf{B}^{-1}$, а затем на **B** и, вычитая исходное значение $\mathbf{R}_{FB}$ мы получим:

$$\Delta\mathbf{R}=\mathbf{B}^{-1}\left[\frac{1}{2}(\mathbf{R}+\mathbf{JR}^{*}\mathbf{J})\right]\mathbf{B}-\frac{1}{2}(\mathbf{R}+\mathbf{JR}^{*}\mathbf{J}), \tag{3.9}$$

Выражение (3.9) отличается, от полученного А. Мадхаддамджо в работе [75]. В [75] используется матрица $\Delta\mathbf{R}=-j(\mathbf{BRB}^{-1}-\mathbf{B}^{-1}\mathbf{RB})$, где $j=\sqrt{-1}$. Данное выражение не может быть использовано, если ИИ коррелированны, т.к. в этом случае **R** не будет иметь полного ранга. В то время, как $\Delta\mathbf{R}$ в (3.9) может быть выбрано таким образом, чтобы матрица имела полный ранг. Условие для $\Delta\mathbf{R}$ можно сформулировать следующим образом:

Если $\mathbf{R}_{FB}$ в (3.6) имеет полный ранг и диагональные элементы **B** отличны друг от друга, т.е. $\mathbf{B}(i,i)\neq\mathbf{B}(j,j)$, $i\neq j$, а $M>2K$, то $\Delta\mathbf{R}$ в (3.9) будет иметь полный ранг.

Условие полного ранга матрицы $\mathbf{R}_{FB}$ может быть достигнуто усреднением методом «прямого – обратного хода», даже если **R** не будет иметь полного ранга из-за того, что ИИ не коррелированны. Таким образом, влияние какого-

либо нестационарного, белого или любого другого шума может быть устранено.

Подставив (3.2) в (3.9) получим:

$$\Delta\mathbf{R} = \mathbf{B}^{-1}\left[\frac{1}{2}(\mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{Q} + \mathbf{J}\mathbf{A}^*\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{A}^{*H}\mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{Q}^*\mathbf{J})\right]\mathbf{B} - \\ -\frac{1}{2}(\mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^{*H} + \mathbf{Q} + \mathbf{J}\mathbf{A}^*\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{A}^{*H}\mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{Q}^*\mathbf{J}) \quad . \tag{3.10}$$

Используя свойство $\mathbf{JQJ} = \mathbf{Q}$ и (3.8) выражение (3.10) может быть переписано как:

$$\Delta\mathbf{R} = \mathbf{B}^{-1}\left[\frac{1}{2}(\mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{J}\mathbf{A}^*\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{A}^{*H}\mathbf{J} + 2\mathbf{Q}\right]\mathbf{B} - \\ -\frac{1}{2}(\mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^{*H} + \mathbf{Q} + \mathbf{J}\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{A}^{*H}\mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{Q}^*\mathbf{J}) = \tag{3.11}$$
$$= \frac{1}{2}\mathbf{B}^{-1}\left(\mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{J}\mathbf{A}^*\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{A}^{*H}\mathbf{J}\right)\mathbf{B} - \frac{1}{2}\left(\mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \mathbf{J}\mathbf{A}^*\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{A}^{*H}\mathbf{J}\right).$$

Путем замены

$$\mathbf{J}a^*(\theta) = e^{j(2\pi/\lambda)d(M-1)\cos\theta}a(\theta), \tag{3.12}$$

где λ – длина волны сигнала, d – расстояние между элементами АР, выражение (3.11) может быть записано как:

$$\Delta\mathbf{R} = \frac{1}{2}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}(\mathbf{R}_S + \mathbf{D}\mathbf{R}_S^*\mathbf{D}^H)\mathbf{A}^H\mathbf{B} - \frac{1}{2}\mathbf{A}(\mathbf{R}_S + \mathbf{D}\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{D}^H)\mathbf{A}^H, \tag{3.13}$$

где

$$\mathbf{D} = \mathrm{diag}\left[e^{-j(2\pi/\lambda)(M-1)\cos\theta_1}\ldots e^{-j(2\pi/\lambda)(M-1)\cos\theta_K}\right]. \tag{3.14}$$

Используя (3.14) выражение (3.9) может быть переписано как:

$$\Delta\mathbf{R} = \left[\mathbf{A}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}\right]\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}\left(\mathbf{R}_S + \mathbf{D}\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{D}^H\right) \\ \frac{1}{2}\left(\mathbf{R}_S + \mathbf{D}\mathbf{R}_S{}^*\mathbf{D}^H\right) & 0 \end{bmatrix}\left[\mathbf{A}\mathbf{B}\mathbf{A}\right]^H. \tag{3.15}$$

Основываясь на предположении, что $M > 2K$, а матрица $\mathbf{A}$ имеет полный ранг K, то $\left[\mathbf{A}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}\right]$ также будет иметь полный ранг равный $2K$. Разложение на собственные вектора матрицы $\Delta\mathbf{R}$ в выражении (7.15) может

быть использовано для нахождения направления прихода сигналов от ИИ. Такое разложение даст нам $2K$ ненулевых собственных значений и M–$2K$ нулевых значений. Собственный вектор e_i, соответствующий M–$2K$ собственным значениям будет охватывать нулевое подпространство собственных векторов $\Delta\mathbf{R}$. Эти собственные вектора ортогональны пространству $\left[\mathbf{AB}^{-1}\mathbf{A}\right]$. Следовательно, оценка координат ИИ может быть произведена при помощи алгоритма MUSIC, в независимости от характера воздействующего шума, путем использования следующего выражения для спектра мощности:

$$P(\theta)=\frac{1}{\frac{1}{M-2K}\sum\limits_{i=2K+1}^{M}\left(\mathbf{a}^{H}(\theta)\mathbf{B}\mathbf{e}_i\mathbf{e}_i^{H}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{a}(\theta)+\mathbf{a}^{H}(\theta)\mathbf{e}_i\mathbf{e}_i^{H}\mathbf{a}(\theta)\right)}, \qquad (3.16)$$

где пики $P(\theta)$ будут указывать на наличие ИИ в данном направлении. В выражении (3.16) нулевое подпространство собственных векторов $\Delta\mathbf{R}$ можно записать как:

$$\mathbf{E}=\left[e_{2K+1},\ldots,e_M\right]. \qquad (3.17)$$

Предложенный алгоритм является универсальным и может быть использован в качестве алгоритма предварительной обработки полученных данных не только для алгоритма MUSIC, но и для других методов и алгоритмов со сверхразрешением.

3.2 Результаты моделирования

В процессе моделирование было произведено сравнение предложенного алгоритма оценивания угловых координат с алгоритмом предложенным А. Модхаддамджо в [75] для следующих случаев:

1) при пеленговании некоррелированных источников излучения;

2) при пеленговании коррелированных источников излучения;

3) при одновременном пеленговании коррелированных и некоррелированных источников излучения при воздействии неизвестных шумов окружающей среды с неравномерной диагональной ковариационной матрицей.

Предполагается, что второй диагональный элемент ковариационной матрицы шума Q равен 2, а восьмой равен 4, остальные диагональные элементы равны 1. Моделирование проводилось для линейной эквидистантной антенной решетки с межэлементным расстоянием $d = \lambda / 2$, количество антенных элементов M=8, p=9 (для выражения (3.7)).

На рисунках 3.1-3.2 представлены результаты моделирования для первого случая – пеленгования двух некоррелированных ИИ с координатами по азимуту $\phi_1 = 55^0$, $\phi_2 = 60^0$, мощность и первого, и второго ИИ – –5 дБ.

На рисунке 3.1 представлен полученный спектр мощности при оценке координат двух некоррелированных источников излучения при помощи предложенного алгоритма.

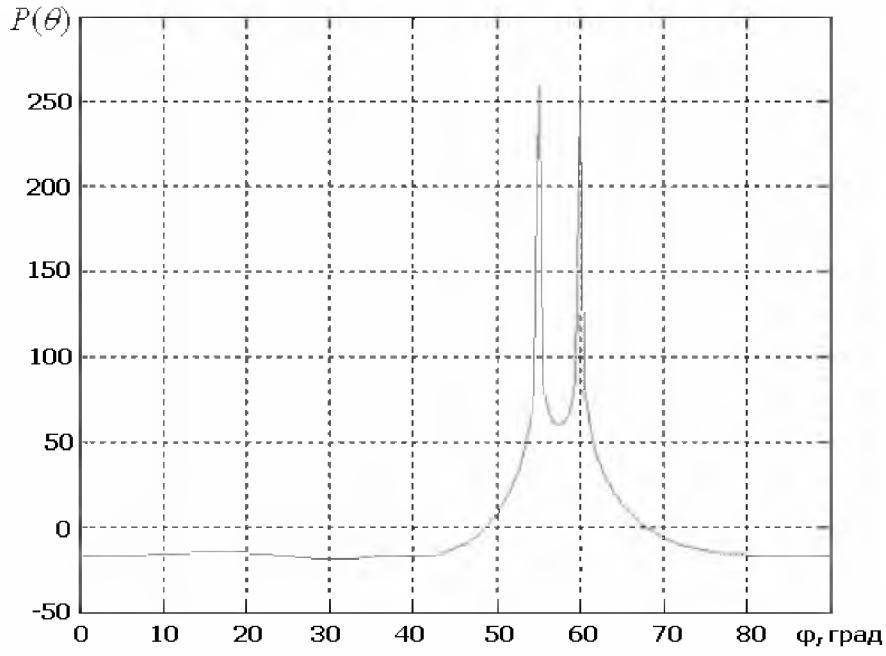


Рисунок 3.1 – Спектр мощности оценки угловых координат двух некоррелированных источников излучения с координатами по азимуту $\phi_1 = 55^0$, $\phi_2 = 60^0$, при пеленговании при помощи предложенного алгоритма

Из полученного графика видно, что при использовании предложенного алгоритма оба ИИ хорошо различимы, а погрешность пеленгования не превышает 0,05 градуса.

На рисунке 3.2 представлен полученный спектр мощности при оценке координат тех же двух некоррелированных источников излучения, что и предложенным методом, но при помощи алгоритма, предложенного А. Модхаддамджо в работе [75].

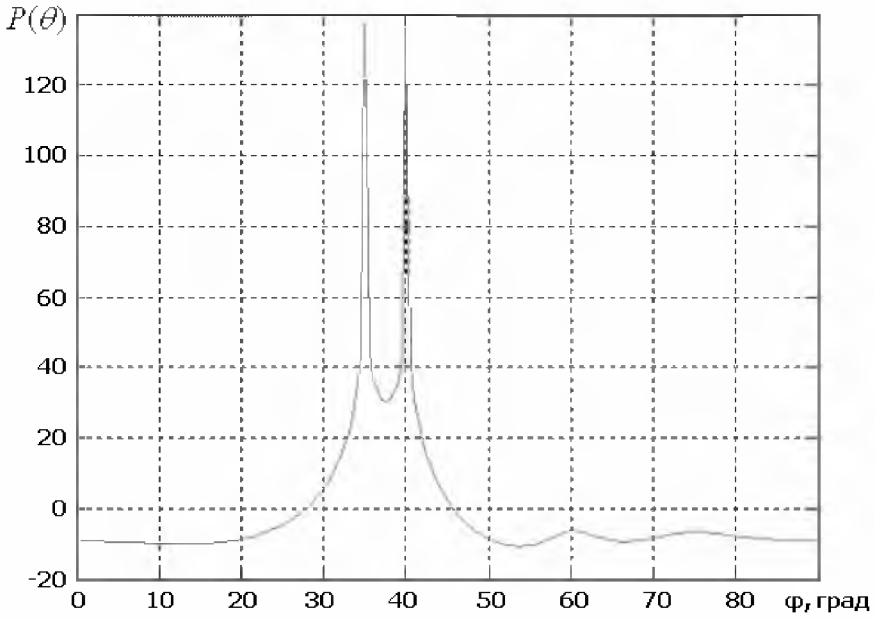


Рисунок 3.2 – Спектр мощности оценки угловых координат двух некоррелированных источников излучения с координатами по азимуту $\phi_1 = 55^0$, $\phi_2 = 60^0$,при пеленговании при помощи алгоритма Модхаддамджо.

Из полученного графика видно, что пеленгуемые ИИ хорошо различимы, однако их координаты определены неверно, ошибка пеленгования составляет около 20 градусов, что доказывает невозможность практического использования алгоритма Модхаддамджо для определения координат некоррелированных ИИ.

На рисунке 3.3 представлен рассчитанный спектр мощности при оценке координат двух коррелированных источников излучения с координатами по азимуту $\phi_1 = 35^0$, $\phi_2 = 40^0$, мощность и первого, и второго ИИ – –7 дБ при помощи предложенного алгоритма.

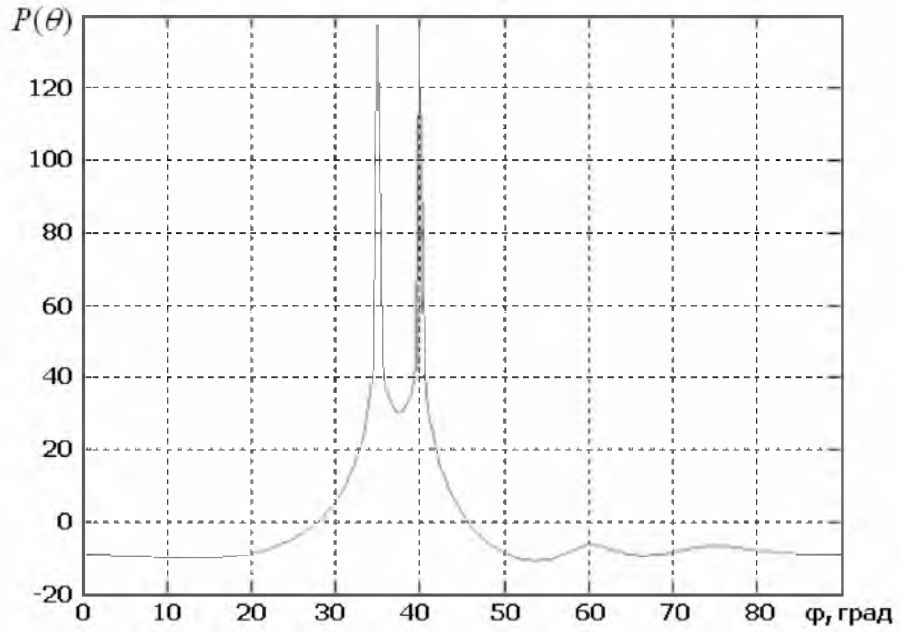


Рисунок 3.3 – Спектр мощности оценки угловых координат двух коррелированных источников излучения с координатами по азимуту $\phi_1 = 35^0$, $\phi_2 = 40^0$, при пеленговании при помощи предложенного алгоритма

Из полученного графика видно, что оба ИИ хорошо различимы, а погрешность пеленгования составляет не более 0,07 градуса. Что доказывает возможность применения предложенного алгоритма для пеленгования нескольких коррелированных ИИ в условиях воздействия различных видов шумов.

На рисунках 3.4-3.5 представлены рассчитанные спектры мощности при пеленговании сразу трех ИИ, два из которых коррелированны между собой (ИИ-1 и ИИ-2 коррелированные), а третий является некоррелированным с первым и вторым ИИ. Мощность всех трех источников принята равной –5 дБ, а координаты по азимуту $\phi_1 = 60^0$, $\phi_2 = 70^0$, $\phi_3 = 80^0$.

На рисунке 3.4 представлен спектр мощности, рассчитанный для случая пеленгования ИИ при помощи предложенного алгоритма.

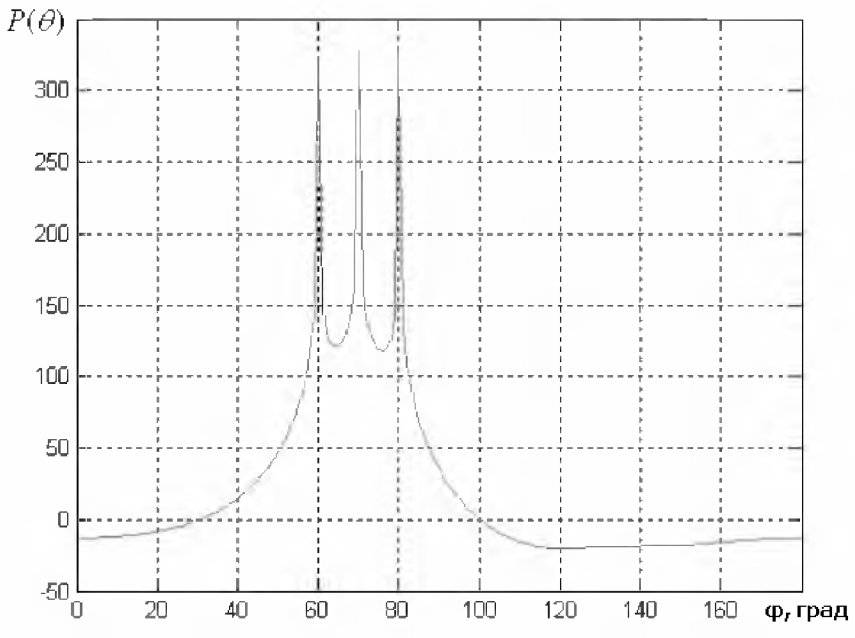


Рисунок 3.4 – Спектр мощности оценки угловых координат трех источников излучения, два из которых коррелированны между собой, а третий некоррелирован с ними, с координатами по азимуту $\phi_1 = 60^0$, $\phi_2 = 70^0$, $\phi_3 = 80^0$, при пеленговании при помощи предложенного алгоритма

Из полученного графика зависимости видно, что все три ИИ хорошо различимы и погрешность пеленгования составляет не более 0,1 градуса. Что доказывает, что предложенный алгоритм может быть использован для пеленгования сразу нескольких ИИ при воздействии неизвестного шума, независимо от того, коррелированы источники между собой или нет.

На рисунке 3.5 представлен рассчитанный спектр мощности полученный при пеленговании тех же ИИ, что и на рисунке 3.4, но при помощи алгоритма предложенного А. Модхаддамджо в работе [75].

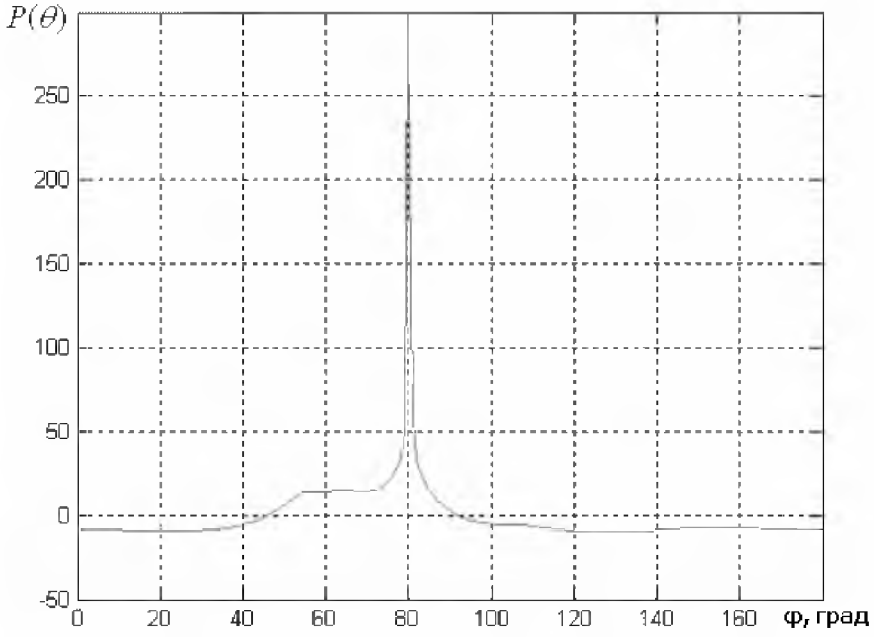


Рисунок 3.5 – Спектр мощности оценки угловых координат трех источников излучения, два из которых коррелированны между собой, а третий некоррелирован с ними, с координатами по азимуту $\phi_1 = 60^0$, $\phi_2 = 70^0$, $\phi_3 = 80^0$, при пеленговании при помощи алгоритма Модхаддамджо

Из графика представленного на рисунке 3.5 видно, что при пеленговании трех ИИ, два из которых коррелированны между собой, а третий нет, при помощи алгоритма, предложенного А. Модхаддамджо в работе [75], невозможно определить координаты всех трех источников. Коррелированные источники «сливаются» и на графике не наблюдается характерного для ИИ пика, что приводит к потере данных о полезных сигналах.

3.3 Выводы

1. Предложенный алгоритм может быть использован для пеленгования нескольких некоррелированных ИИ в условиях воздействия различных видов

шума, т.к. пеленгуемые источники в этом случае хорошо различимы и погрешность пеленгования не превышает 0,05 градуса.

2. Предложенный алгоритм может быть использован для пеленгования нескольких коррелированных ИИ в условиях воздействия различных видов шума, т.к. пеленгуемые источники в этом случае хорошо различимы и погрешность пеленгования не превышает 0,07 градуса.

3. Предложенный алгоритм может быть использован для пеленгования сразу нескольких ИИ, при воздействии различных видов шума, независимо от того коррелированны источники между собой или некоррелированы. Погрешность пеленгования в этом случае не превышает 0,1 градуса.

4. Предлагаемый алгоритм превосходит алгоритм Модхаддамджо во всех трех рассмотренных случаях.

Глава 4. СИНГУЛЯРНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ МАТРИЦ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ

Большинство современных алгоритмов сверхразрешения требуют разложения кросс-спектральной матрицы по собственным векторам или сингулярного разложения матрицы полученных данных [32]. Кроме того, сингулярное разложение матриц является важным компонентом многих других алгоритмов обработки сигнала и используется в алгоритмах обработки изображений [150], а также для оценки каналов в MIMO системах [151, 152]. Таким образом, для практического применения требуется проведения сингулярного разложения в реальном времени [153]. Для АР, имеющих малые размеры, удовлетворить данному требованию несложно. Однако если используются большие матрицы, то достижение быстрой сходимости является трудной задачей [154]. Поскольку существует предел плотности компоновки и параметры синхронизации и скорости микросхем, то обеспечение быстрой сходимости разложения актуально в настоящее время.

Один из наиболее известных методов, обеспечивающий быструю сходимость матриц при сингулярном разложении – метод Якоби. Этот метод может быть использован только для симметричных матриц и имеет квадратичную сходимость (сходимость порядка 2), что является его преимуществом [155]. Кроме того, доказано, что он является более точным, чем методы на QR основе [157].

4.1 Алгоритмы, обеспечивающие быструю сходимость при сингулярном разложении матриц

Метод Якоби использует последовательность плоских вращений для диагонализации матрицы **A**. Для сингулярного разложения используется двустороннее плоское вращениие Якоби[158]:

$$\mathbf{A}_{i+1} = \mathbf{J}_l^T \mathbf{A}_i \mathbf{J}_r \qquad (4.1)$$

Такое преобразование называется вращением, а матрица **J** – матрицей вращения Якоби. Преобразование (4.1) обладает следующими свойствами [159]:

1. Свойство симметрии: $a_{kl}^1 = a_{lk}^1$;

2. Элементы стоящие на главной диагонали остаются неизменны. Изменяются только элементы, стоящие в *i*- ой и *j*- ой строке и в *j*- м и *i*- м столбце;

3. Собственные векторы и собственные значения сохраняются.

Матрица Якоби – это единичная матрица, четыре элемента которой, с индексами (*p*,*p*), (*p*,*q*), (*q*,*p*), (*q*,*q*), можно заменить следующими значениями: $J_{pp} = \cos(\theta)$, $J_{pq} = \sin(\theta)$, $J_{qp} = -\sin(\theta)$, $J_{qq} = \cos(\theta)$. Косинус и синус зависят от параметра вращения θ. Вращение может быть левосторонним и правосторонним, тогда параметр вращения обозначается θ_l и θ_r соответственно Двустороннее вращение применяется к каждой подматрице 2×2:

$$\begin{bmatrix} a'_{pp} & 0 \\ 0 & a'_{qq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_l & s_l \\ -s_l & c_l \end{bmatrix}_p^T \begin{bmatrix} a_{pp} & a_{pq} \\ a_{qp} & a_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_r & s_r \\ -s_r & c_r \end{bmatrix}_q^T, \qquad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} a'_{ij} & a'_{i(j+1)} \\ a'_{(i+1)j} & a'_{(i+1)j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_l & s_l \\ -s_l & c_l \end{bmatrix}_i^T \begin{bmatrix} a_{ij} & a_{i(j+1)} \\ a_{(i+1)j} & a_{(i+1)j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_r & s_r \\ -s_r & c_r \end{bmatrix}_j^T, \qquad (4.3)$$

где $c_l = \cos(\theta_l)$, $c_r = \cos(\theta_r)$, $s_l = \sin(\theta_l)$, $s_r = \sin(\theta_r)$, a'_{pp}, a'_{qq} – диагональные элементы, полученные после диагонализации. Замечено, что левостороннее вращение Якоби влияет только на элементы в столбцах *p* и *q*, а правостороннее вращение Якоби – только на элементы в строках *p* и *q*. Таким образом, в матрице размером *N*, *N/2* подзадач могут решаться параллельно.

Форсит и Хенриси расширили метод Якоби для работы с обычными матрицами [160]. Позже цикличная версия их подхода была реализована в виде Brent-Luk-Van Loan (BLV) алгоритма для систолических антенных

решеток [161]. Алгоритм BLV использует двустороннюю трансформацию, что доказывает сохранения квадратичной сходимости метода Якоби[162]. Хестен предложил одностороннюю вариацию метода Якоби, но представление сингулярных векторов при этом было не таким точным, как в двустороннем случае[163].

Преимуществом алгоритма BLV для небольших АР является простая структура и невысокие вычислительные затраты, но для матриц больших размеров для сходимости требуется огромное число итераций [164]. В предлагаемом методе проблема медленной сходимости решается отклонением от традиционного фиксированного порядка. Предполагается, что каждая итерация большего из недиагональных элементов уже задана. Таким образом, вместо формирования подматрицы состоящей из всех диагональных элементов, формируется подматрица, состоящая только из наибольших элементов диагонали. Так как *N/2* подзадач решаются параллельно, то мы можем задать *N/2* больших элементов, которые бы удовлетворяли условию эксклюзивности строк и столбцов. Под условием эксклюзивности строк и столбцов понимается тот факт, что *N/2* больших элементов не могут иметь такое же числовое значение, как и другие *N/2–1* элементы строк и столбцов. Используя такой вид динамического упорядочивания элементов, можно гарантировать, что в каждой итерации будут заданы наибольший элемент и несколько других больших элементов. Таким образом, появляется гарантия того, что большие недиагональные элементы будут уничтожены в первые несколько итераций, а в последующих итерациях будут аннулированы уже небольшие элементы для достижения требуемой точности.

Предлагаемый алгоритм заключается в следующем [116]:

1) проводим преобразование диагональных элементов матрицы;

1.1) находим $N/2$ больших элементов диагонали матрицы $(x_i; y_i)$, $i = 1,...,N/2$, таких, что: $x_{i+1} \neq x_1,...,i$, $x_{i+1} \neq y_1,...,i$, $y_{i+1} \neq x_1,...,i$, $y_{i+1} \neq y_1,...,i$, $x_i \neq y_i$;

1.2) формируем подматрицы $\mathbf{A}_{диаг}$ размерностью 2×2:

$$\mathbf{A}_{диаг}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_{x_i x_i} & \mathbf{A}_{x_i y_i}\\ \mathbf{A}_{y_i x_i} & \mathbf{A}_{y_i y_i}\end{bmatrix}; \tag{4.4}$$

1.3) к полученным матрицам $\mathbf{A}_{диаг}$ применяем сингулярное разложение и находим левые и правые параметры вращения θ_l и θ_r соответственно;

1.4) применяем двустороннее плоское ращение Якоби:

$$\mathbf{A}'_{диаг}=\mathbf{J}'_{1}\mathbf{A}_{диаг}\mathbf{J}_{\mathrm{r}}; \tag{4.5}$$

2) проводим преобразование столбцов матрицы;

2.1) формируем подматрицу $\mathbf{A}_{ст}$ размерностью 2×2. Если $x_i < y_i$, то

$$\mathbf{A}_{ст}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_{c_{2j-1}x_i} & \mathbf{A}_{c_{2j}y_i}\\ \mathbf{A}_{c_{2j}x_i} & \mathbf{A}_{c_{2i}y_i}\end{bmatrix}, \tag{4.6}$$

где $i=1,...,(N/2-1)$, $c_k\neq x_i, y_i$, $k=1,...,(N-2)$

или

$$\mathbf{A}_{ст}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_{c_{2j-1}y_i} & \mathbf{A}_{c_{2j}y_i}\\ \mathbf{A}_{c_{2j}y_i} & \mathbf{A}_{c_{2i}x_i}\end{bmatrix}; \tag{4.7}$$

2.2) применяем правостороннее вращение к подматрице столбцов:

$$\mathbf{A}'_{ст}=\mathbf{A}_{ст}\mathbf{J}_{r}; \tag{4.8}$$

2.3) заменяем подматрицу в исходной матрице;

3) проводим преобразование строк матрицы;

3.1) формируем подматрицу $A_{стр}$ размерностью 2×2. Если $x_i < y_i$, то

$$\mathbf{A}_{стр}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_{x_i r_{2j-1}} & \mathbf{A}_{x_i r_{2j}}\\ \mathbf{A}_{y_i r_{2j-1}} & \mathbf{A}_{y_i r_{2j}}\end{bmatrix}, \tag{4.9}$$

или

$$\mathbf{A}_{стр}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_{y_i r_{2j-1}} & \mathbf{A}_{y_i r_{2j}}\\ \mathbf{A}_{x_i r_{2j-1}} & \mathbf{A}_{x_i r_{2j}}\end{bmatrix}, \tag{4.10}$$

где $r_k\neq x_i, y_i$, $k=1,...,(N-2)$;

3.2) применяем левостороннее вращение к подматрице строк:

$$\mathbf{A}'_{стр} = \mathbf{J}_l \mathbf{A}_{стр}; \qquad (4.11)$$

3.3) заменяем подматрицу в исходной матрице;

3.4) выводим полученную информацию и ждем новые входные данные.

Предложенный алгоритм подходит для реализации на устройствах с параллельной обработкой информации. В настоящее время доступность таких аппаратных средств достаточно велика [165]. Поэтому алгоритм рассчитан на работу именно на таких микросхемах.

4.2 Реализация предложенного алгоритма на устройствах с параллельной обработкой информации

Схема реализации предлагаемого алгоритма представлена на рисунке 4.1.

На рисунке 4.1 приняты следующие обозначения: НБЭ – блок нахождения большего элемента, ФПДЭ – блок формирования подматрицы диагональных элементов, ФПНДЭ – блок формирования подматрицы недиагональных элементов, ЭП – элемент памяти, ПДЭ – блок преобразования матрицы диагональных элементов, ПСТ – блок преобразования столбцов матрицы, ПСТР – блок преобразования строк матрицы, МК – матричный коммутатор.

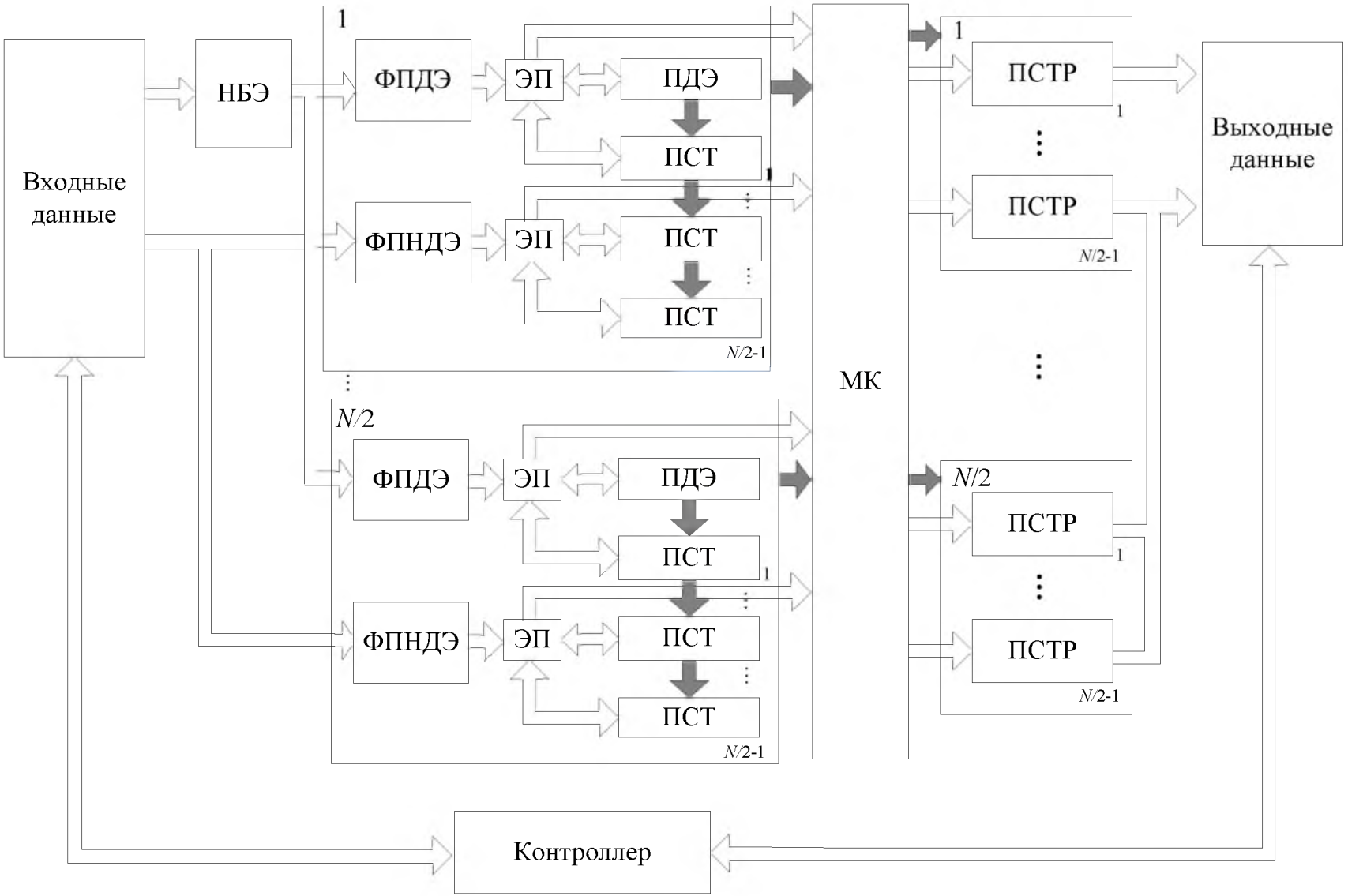


Рисунок 4.1 – Схема реализации предложенного алгоритма

Закрашенные стрелки отражают связь параметров вращения, а белые – связь матричных элементов. Так как предложенный метод является итерационным, то необходимо продумать критерий остановки вычислений. Заранее рассчитывается допустимое отклонение и если полученный результат удовлетворяет исходному условию, то начинается следующая итерация. Эта функция включена в контроллер. Контроллер также распределяет полученную информацию между входными и выходными банками памяти, если итерации еще не завершены. Предложенная схема также предназначена для увеличения пропускной способности, так что контроллер должен быть разработан соответствующим образом. Блок НБЭ находит $N/2$ больших элементов, как это указано в шаге 1.1 алгоритма.

Основными модулями являются блоки формирования подматриц диагональных и недиагональных элементов, а также блоки производящие преобразование столбцов и строк матриц и ПДЭ. Блок ФПДЭ проводит формирование подматрицы $\mathbf{A}_{диаг}$. Блок ФПНДЭ отвечает за формирование подматриц $\mathbf{A}_{ст}$ и $\mathbf{A}_{стр}$, описанных в п.2.1 и п. 3.1 предложенного алгоритма. Блок ПДЭ рассчитывает левые и правые параметры вращения и передает их в модули преобразования строк и столбцов. Операции, производимые в данном блоке, соответствуют пп. 1.3, 1.4 алгоритма. Более подробно принцип работы ПДЭ описан в [166]. В блоках ПСТ и ПСТР рассчитанные параметры применяются к выбранным матрицам. Матричный коммутатор необходим между модулями преобразования строк и столбцов для того, чтобы передать в блок ПСТР соответствующие матрицы.

4.3 Результаты моделирования

В результате моделирования было проведено сравнение предложенного алгоритма с алгоритмом BLV с точки зрения числа повторений, требующихся для сокращения недиагональной нормы (суммы

квадратов всех недиагональных элементов) с заданной точностью (в данном эксперименте точность – 10^{-15}). Под числом повторений подразумевается количество итераций деленное на N, где N – размерность матрицы $N \times N$. Моделирование проводилось для матриц с размерностями от 4×4 до 128×128.

На рисунке 4.2 показана зависимость числа повторений от размерности используемой матрицы для BLV и для предложенного алгоритма.

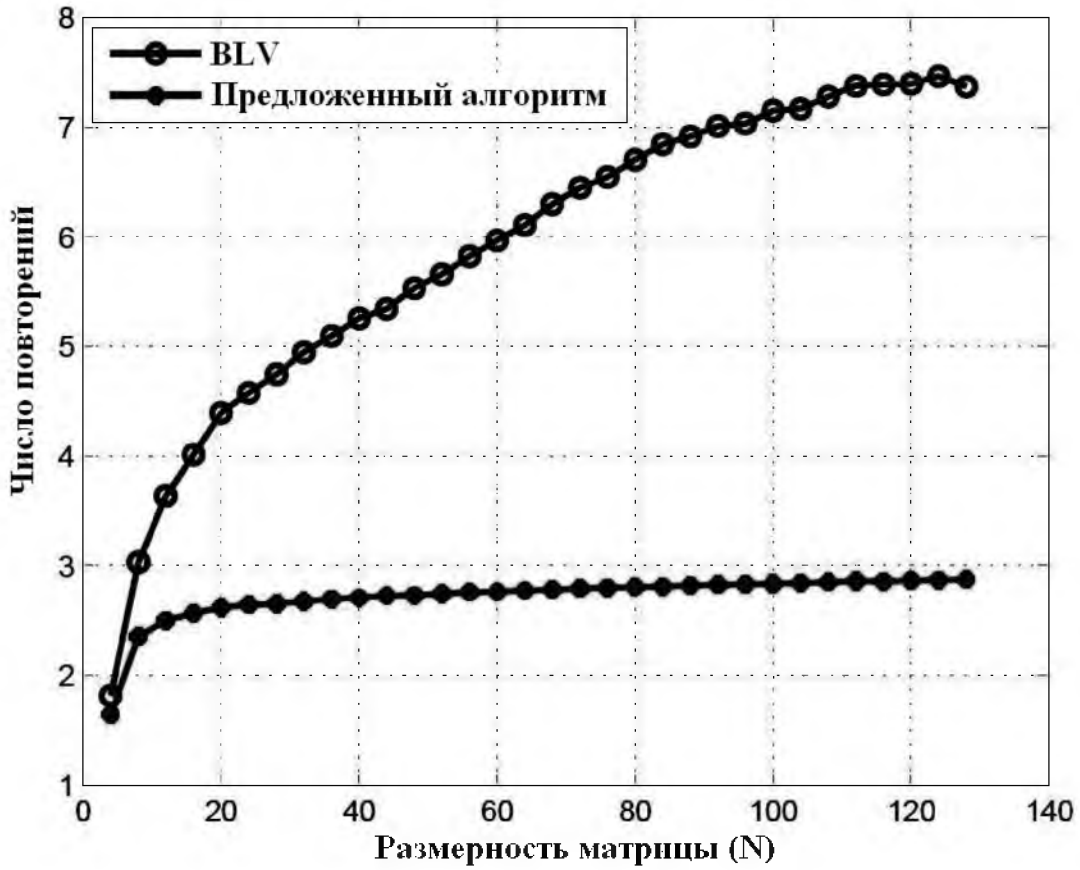


Рисунок 4.2. – Зависимость числа повторений от размерности используемой матрицы

Из анализа рисунка 4.2 следует, что число повторений, необходимых для реализации предложенного алгоритма, при использовании матриц больших размеров практически не возрастает. Это связано с тем, что при использовании матриц с $N > 32$ число итераций практически пропорционально размерности матрицы. Поэтому число повторений

сокращается с увеличением размера матрицы, хотя данное свойство является преимуществом только при работе с большими ($N > 20$) матрицами [167].

На рисунке 4.3 представлен график зависимости недиагональной нормы от числа итераций для предложенного алгоритма (ПА) и алгоритма BLV.

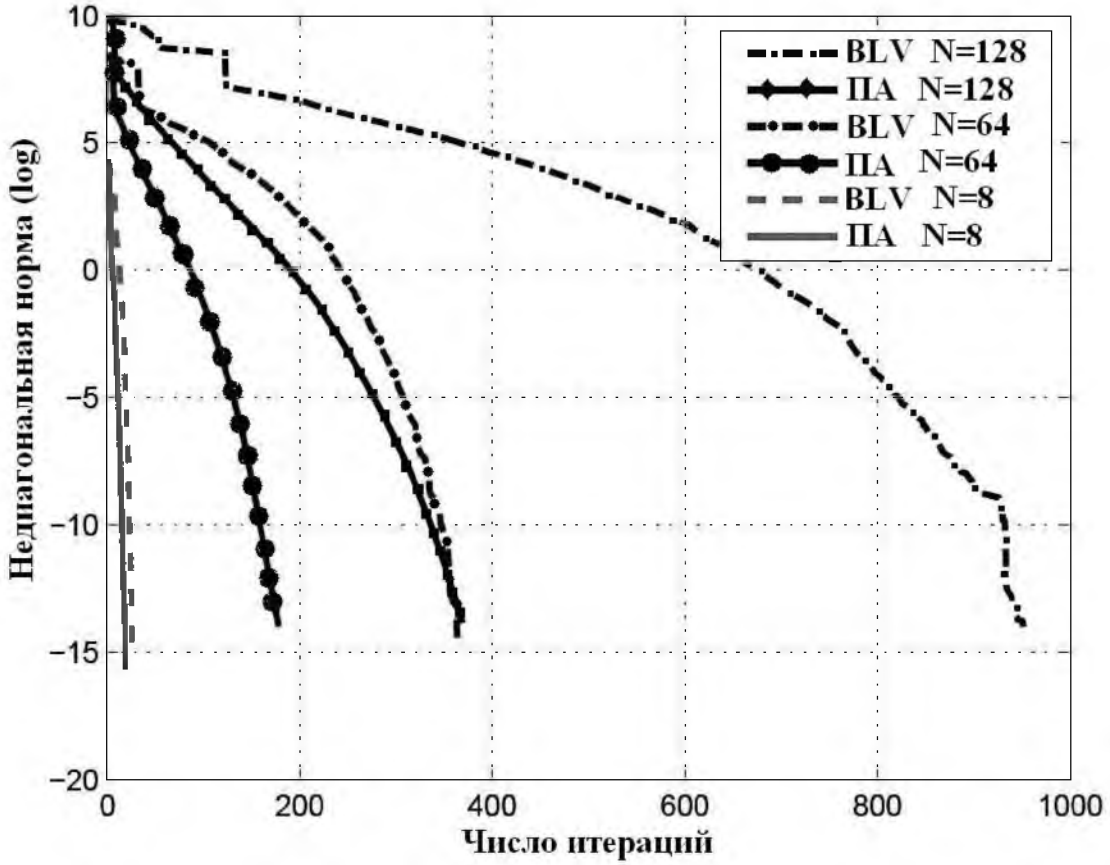


Рисунок 4.3 – Зависимость недиагональной нормы от числа итераций

По полученным данным можно сделать вывод, что при использовании матриц малой размерности (N=8) оба алгоритма обладают примерно одинаковой сходимостью. Однако при работе с большими матрицами (N=64, N=128) число требуемых итераций при использовании предложенного алгоритма сокращается примерно в 2 раза по сравнению с применением BLV, что является существенным при реализации алгоритмов.

Практическая реализация предложенного алгоритма и алгоритма BLV была проведена на ПЛИС 6-й серии фирмы Xilinx – Virtex-6

XC6VLX365T [168]. В таблице 4.1 приведены сведения по потребляемым ПЛИС ресурсам при реализации рассмотренных алгоритмов для N=8.

Таблица 4.1

Потребляемые ресурсы	Возможности ПЛИС Virtex-6 XCVLX365T	Предложенный алгоритм	Алгоритм BLV
Максимальная частота	–	106,734 Мгц	107,012 МГц
Slice Registers	455,040	51,375 (11%)	46,125 (10%)
Slice LUTs	227,520	47,284 (20%)	42,157 (18%)
Occupied Slice	56,880	16,584 (28%)	14,254 (25%)
DSP48E1s	576	160 (27%)	160 (27%)

Как видно из таблицы 4.1 при реализации предложенного алгоритма и алгоритма BLV для N=8 задействовано одинаковое количество встроенных блоков DSP, в которых выполняются все математические операции.

Таким образом, сравним данные, приведенные в таблице 4.1 и данные, полученные в результате моделирования, можно сделать вывод о совпадении полученных результатов и, следовательно, достоверности проведенных исследований.

4.4 Выводы

1. Большинство современных алгоритмов спектрального оценивания требует сингулярного разложения матрицы полученных данных, что сопряжено с большими вычислительными затратами. Поэтому предпочтение отдается алгоритмам сингулярного разложения, имеющим быструю сходимость.

2. Алгоритм BLV требует большого числа итераций для сходимости матриц больших размерностей, однако при использовании небольших АР его преимуществом является простая структура и невысокие вычислительные затраты.

3. Предложен алгоритм сингулярного разложения матриц, позволяющий сократить число требуемых итераций при работе с матрицами больших размеров (N>64) в 2 раза по сравнению с алгоритмом BLV.

4. Нормированное к N, число повторений, необходимых для реализации предложенного алгоритма, при использовании матриц размерностью $N > 32$ примерно одинаково, что является преимуществом предлагаемого алгоритма при работе с АР больших размеров.

5. Возможна реализация предложенного алгоритма на устройствах с параллельной обработкой информации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, достигнута цель диссертационной работы – исследованы возможности углового разрешения ИИ и разработаны практически реализуемые алгоритмы, позволяющие повысить эффективность оценивания угловых координат источников радиоизлучения.

В процессе выполнения работы успешно решены следующие задачи:

– проанализированы существующие алгоритмы сверхразрешения в условиях малых отношений сигнал-шум;

– разработан алгоритм оценивания угловых координат, позволяющий запеленговать несколько ИИ, при этом не требующий парного соответствия между азимутом и углом места, а также обладающий высокой точностью оценивания координат и невысокими вычислительными затратами, относительно известных алгоритмов;

– проанализировано влияние геометрии антенной решетки на эффективность оценки угловых координат ИИ;

– разработан алгоритм, позволяющий осуществлять пеленгацию как коррелированных, так и некоррелированных источников излучения в условиях воздействия различных видов шума;

– разработан алгоритм сингулярного разложения матриц, позволяющий сократить вычислительные затраты при расчете угловых оценок ИИ.

Основные научные результаты работы состоят в следующем:

1. Проведен сравнительный анализ методов оценивания координат ИИ, рассмотрена устойчивость этих методов, а также найдены граничные значения ОСШ, при которых методы высокого разрешения остаются работоспособными. Оценена точность определения угловых координат методами ROOT-MUSIC, ESPRIT и MUSIC. Разрешающая способность методов ROOT-MUSIC и ESPRIT превосходит в 1,5…2 раза разрешающую

способность классического MUSIC. Метод ROOT-MUSIC превосходит по точности методом ESPRIT на 10%.

2. Предложен алгоритм оценивания угловых координат ИИ, не требующий парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения, который позволяет сократить вычислительные затраты в 4,5 раза по сравнению с алгоритмом ESPRIT. Кроме того, предложенный алгоритм позволяет различить несколько близкорасположенных ИИ с точность не менее 0,5 градуса.

3. Рассмотрено влияние геометрии АР на эффективность определения угловых координат ИИ. Использование АР L- и 2DL-формы позволяет устранить проблему оценивания координат лежащих в секторе от 0 до 20 градусов и от 70 до 90 градусов. При этом оценка азимута не зависит от оценки угла места источника излучения и наоборот. 2D-L-алгоритм превосходит L-алгоритм и алгоритм, использующий АР с параллельным расположением элементов, по точности. При применении АР с параллельным расположением элементов СКО не превышает до 3 градусов, при применении АР L-формы величина СКО составляет до 2,5 градусов, в то время как при использовании АР 2D-L-формы СКО не превышает 1 градуса.

4. Предложен алгоритм оценивания угловых координат источников радиоизлучения, который позволяет проводить пеленгование как коррелированных, так и некоррелированных источников излучения в условиях воздействия различных видов шума. Погрешность пеленгования в этом случае не превышает 0,1 градуса.

5. Предложен алгоритм сингулярного разложения матриц, который обеспечивает быструю сходимость и позволяет сократить число требуемых итераций в 2 раза по сравнению с известным BLV алгоритмом. Число повторений, необходимых для реализации предложенного алгоритма, при использовании матриц размерностью $N > 32$ примерно одинаково, что является преимуществом при работе с большими матрицами.

Реализации полученных в диссертационной работе результатов подтверждена актами внедрения, представленными в приложении Б.

Работа выполнена при поддержке гранта (задание №2014/178) на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности в рамках базовой части государственного задания Минобрнауки России (НИР 7-14Г, номер государственной регистрации 01201461760).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. – М.: Изд-во МАИ, 1998. – 248 с.

2. Сафонова А.В. Исследование возможностей углового разрешения источников излучения // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: межвузовский сб. научн. тр. – Рязань: РГРТУ, 2013. – с.125-129.

3. Litva J. Digital Beamforming in Wireless Communications / J. Litva, T. K.-Y. Lo // Artech House, Boston, 1996. – 301 p.

4. Godara L.C. Smart Antennas. CRC Press, 2004. – 457 p.

5. Tsoulos G. V. Application of Adaptive Antenna Technology to Third Generation Mixed Cell Radio Architectures / M. A. Beach, S. C. Swales, G. V. Tsoulos // 44th IEEE Vehicular Technology Conference. – 1994. –Vol. 1. – pp. 615-619.

6. Nickel U. Principles of Adaptive Array Processing / In Advanced Radar Signal and Data Processing (pp. 5-1 - 5-20). Educational Notes RTO-EN-SET-O86, Paper 5. Neuilly-sur-Seine, France: RTO. (http://ftp.rta.nato.int/public//PubFullText/RTO/EN/RTO-EN-SET-Q86/EN-SET-086-05.pdf)

7. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР, 1982. – Т.70,. – №9. – С. 126-139.

8. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития./ под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.

9. Зотов С.А. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации / С.А. Зотов, Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев // Информационные процессы и технологии в обществе и экономике. – 2006. – №3. – с. 12-26.

10. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – 2003. – 200 с.

11. Ратынский М.В. Анализ характеристик алгоритмов пеленгации со сверхразрешением // Радиотехника.– 1992. – № 10-11. – С. 63-66.

12. Черемисин О.П. К вопросу об алгоритме оценивания числа источников помех. // Радиотехника и электроника. – 1992. – №7. – С. 1236-1241.

13. Черемисин О.П. Эффективность адаптивных методов пеленгации помех. // Радиотехника и электроника. – 1989. – вып. 9. – С. 1850-1861.

14. Черемисин О.П. Адаптивные алгоритмы обработки сигналов в многоканальных приемных системах с антенными решетками. Радиотехника и электроника. – 2006. – № 9. – С. 1087-1098.

15. Черемисин О.П. Адаптивная пеленгация источников интенсивных сигналов в многоканальных системах. // Радиотехника и электроника. – 1992. – №12. – С. 2199-2209.

16. Гершман А.Б. Анализ собственных чисел корреляционной матрицы, входных колебаний адаптивной антенной решетки и возможности углового сверхразрешения в условиях коррелированных внешних источников излучения / А.Б. Гершман, В.Т. Ермолаев // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – № 10. – С. 1236-1240.

17. Гершман А.Б. Адаптивное разрешение некоррелированных источников по координате. / А.Б. Гершман, А.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – №8. – С. 941-946.

18. Гершман А.Б.Анализ сверхразрешения некоррелированных источников излучения в адаптивных антенных решетках. / А.Б. Гершман, А.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – №11. – С. 1674-1379.

19. Бакулев, П.А. Радиолокационные и радионавигационные системы [Текст] / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский – М.: Радио и связь, 1994. – 296 с.

20. Pisarenko, V.F. The Retrieval of Harmonic from a covariance function / V.F Pisarenko // Geophys. J. R. Astron. Soc – 1973. – Vol. 33 – P. 347-366.

21. Нечаев, Ю.Б. Метод оценки количества сигналов в задачах радиопеленгации при небольшом времени наблюдения [Текст] / А. Зотов, Ю.Б. Нечаев // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2008. – № 6 – 3-9.

22. Нечаев, Ю.Б. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации [Текст] / Ю.Б. Нечаев, Е.С. Макаров, С.А. Зотов // Информационные процессы и технологии в обществе и экономике. — 2006. — №3 — С. 12-26.

23. Нечаев, Ю.Б. Радиопеленгация в КВ-диапазоне с использованием линейных АР на основе сверхразрешающих алгоритмов обработки [Текст] / Ю.Б. Нечаев, Е.С. Макаров // Антенны. – 2008. – №7-8 – С. 111-121.

24. Нечаев Ю.Б. Оценка точности пеленгования когерентных сигналов малоэлементными радиопеленгаторами / Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2008. – №. 3. – С.42-50.

25. Нечаев Ю.Б. Радиопеленгация в секторе методами ROOT-MUSIC и ESPRIT с использованием линейных антенных решеток / Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2008. – №. 3. – С.51-58.

26. Нечаев Ю.Б. Методы MUSIC и EV в задаче азимутальной радиопеленгации с использованием кольцевой антенной решетки / С.А. Зотов, Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев // Теория и техника специальной радиосвязи. — 2007. — №3. — С.77-86.

27. Нечаев Ю.Б. Эффективность пеленгации источников радиоизлучения несобственноструктурными методами сверхразрешения в радиопеленгаторах с плоскими антенными решетками / С.А. Зотов, Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев // Теория и техника радиосвязи. — 2006. — №2. — С.40-48.

28. Нечаев Ю.Б. Повышение точности пеленгации при использовании сверхразрешающих алгоритмов обработки / Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев // Вестник Воронежского государственного технического университета. — 2008. — т.4, №2. — С. 59-62.

29. Виноградов, А.Д. Исследование частотной зависимости предельной чувствительности радиопеленгаторов с малоэлементными кольцевыми антенными решетками [Текст] / А.Д. Виноградов, А.Ю. Михин, Г.В. Подшивалова // Антенны. – 2007. – № 3. – С. 25-35.

30. Виноградов, А.Д. Оптимизация структуры малоэлементной антенной решётки широкополосного корреляционноинтерферометрического радиопеленгатора [Текст] / А.Д. Виноградов, Г.В. Литвинов // Антенны. – 2003. – № 2. – С. 32-36.

31. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства [Текст] / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин – М.: Горячая линия–телеком, 2006. – 492 с.

32. Кошелев В.И., Сафонова А.В. Модифицированный Propagator метод оценки направления прихода радиосигнала // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014. – №47. – С. 53-58.

33. Леховицкий, Д.И. Статистический анализ сверхразрешающих методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки [Текст] / Д.В. Атаманский, И.Г. Кириллов, Д.И. Леховицкий и др. // Антенны. – 2000. – №2. – С. 23-39.

34. Леховицкий Д.И. Разновидности сверхразрешающих анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обеляющих адаптивных решетчатых фильтров / Д.В. Атаманский, И.Г. Кириллов. Д.И. Леховицкий // Антенны. – 2000. – №2. – С. 40-54.

35. Леховицкий Д.И. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной

матрицы. / Д.И. Леховицкий, С.Б. Милованов, И.Д. Раков [и др.] // Изв. вузов. Радиофизика. – 1992. – №11-12. – С. 969-991.

36. Леховицкий Д.И. Сравнение эффективности адаптивной обработки в произвольных и центрально-симметричных ФАР / Д.В. Атаманский, И. Г. Кириллов, Д.И. Леховицкий [и др.] // Антенны. – 2000. – вып. 1 (44). – С. 99-103.

37. Ширман Я. Д. Некоторые этапы развития и проблемы теории и техники разрешения радиолокационных сигналов / Д.И. Леховицкий, В.Н. Манжос, Я.Д. Ширман // Радиотехника. – 1997. – №1. – С. 31-42

38. Абрамович, Ю.И. Выделение независимых источников излучения в неэквидистантных антенных решетках [Текст] / Ю.И. Абрамович, Н.К. Спенсер, А.Ю. Горохов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2004. – №12 (Часть 1). – С. 3-18.

39. Абрамович, Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха [Текст] / Ю.И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1981.– т.26. – №3.– С. 543-551.

40. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского // М: «Радиотехника». – 2016. – 560 с.

41. Денисов, В.П. Фазовые радиопеленгаторы [Текст] / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Томский государственный университет управления и радиомониторинга. – 2002. – 251 с.

42. Армизонов А.Н. Применение метода максимального правдоподобия к обработке сигналов в фазовых пеленгаторах с плоскими антенными решетками / А.Н. Армизонов, В.П. Денисов // Радиотехника и электроника. – 1995. – № 5. – С. 727-733.

43. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В.Сазонов // М.: Радио и связь. – 1987. – 240 с.

44. Capon, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis / J. Capon // Proceedings of the IEEE – 1969. – Vol.57, №8. – pp. 1408-1418.

45. Кейпон Дж. Обработка данных Большой сейсмической группы способом многомерного максимального правдоподобия / Дж. Кейпон, Р. Дж. Гринфилд, Р. Дж. Колкер // ТИИЭР. – 1967. – Т.55. – № 22. – С.66-82.

46. Кейпон Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением. // ТИИЭР. – 1969. – Т.51. – №12. – С.69-79.

47. Stoica P. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation / P. Stoica, K.C. Sharman // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 38. – Issue 7. – pp. 1132-1143.

48. Stoica P. Performance comparison of subspace rotation and MUSIC methods for direction estimation / A. Nehorai, P. Stoica // IEEE Trans, on Acoust., Speech., Signal Process. – 1991. – vol.39. – no. 2. – pp. 446-453.

49. Stoica P. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound / A. Nehorai, P. Stoica // IEEE Trans, on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1989. – Vol. 37. – pp. 720-741.

50. Stoica P. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound: further results and comparisons / A. Nehorai, P. Stoica // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 1990. – vol. 38. –pp. 2140-2150.

51. Gabriel, W. Spectral analysis and adaptive array superresolution techniques / W. Gabriel // Proceedings of the IEEE. – 1980. – Vol.68, №8 – pp. 654-666.

52. Schmidt, R. Multiple emitter location and signal parameter estimation / R. Schmidt // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop, Rome, NY – 1979. – pp. 243-258.

53. Schmidt, R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation / R.O. Schmidt // IEEE Transactions on Antennas Propagation – 1986. – Vol. AP-34, № 3. – pp. 271–280.

54. Van Trees, H.L. Optimum array processing. Part IV of detection, estimation, and modulation theory / H.L. Van Trees – New York: John Willey & Sonss Inc., 2002 – 1472 p.

55. Weiss, A.J. Effect of modeling errors on the resolution threshold of the MUSIC algorithm / A.J. Weiss, B. Friedlander // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1994. –Vol.42, №6. – pp. 1519-1526.

56. Friedlander B. Direction finding in the presence of mutual coupling / B. Friedlander, A. Weiss // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1991. – vol. 39. – no. 3. – pp. 273-284.

57. Friedlander B. Eigenstructure methods for direction finding with sensor gain and phase uncertainties / B. Friedlander, A. Weiss // Proc. IEEE ICASSP 5. – 1988. – pp. 2681-2684.

58. Weiss A.J. On the Cramer-Rao Bound for Direction Finding of Correlated Signals / B. Friedlander, A.J. Weiss // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1993. – Vol. 41. – Issue 1. – pp. 495-499.

59. Марпл-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ.– М.: Мир, 1990.—584 с.

60. Марпл-мл. С.Л. Современные методы спектрального анализа: Обзор / Кей С.М., Марпл-мл. С.Л. //ТИИЭР, 1981. — №11.— С. 5-51.

61. Nehorai, A. Performance analysis of direction finding with large arrays and finite data / A. Nehorai, B. Ottersten, M. Viberg // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1995. – Vol. 43, №2 – pp. 469-477.

62. Ottersten, B. Analysis of subspace fitting based methods for sensor array processing / B. Ottersten, M. Viberg // International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1989. – Vol.4. – pp. 2807-2810.

63. Viberg M. Detection and Estimation in Sensor Arrays Using Weighted Subspace Fitting / T. Kailath, B. Ottersten, M. Viberg // IEEE Trans. Signal Processing. – 39(11). – 1991. – pp. 2436-2449.

64. Ottersten, B. Performance analysis of the total least squares ESPRIT algorithm / T. Kailath, B. Ottersten, M. Viberg // IEEE Trans. Signal Process. – 1991 .– vol. 39. –pp. 1122-1135.

65. Rao, B.D. Effect of spatial smoothing on the performance of MUSIC and the minimumnorm method / K.V.S. Hari, B.D. Rao // IEEE Proceedings. – 1990. – Vol.137, №6. – P. 449-458.

66. Rao B.D. Performance Analysis of Root-Music / K.V.S. Hari, B.D. Rao // IEEE Trans, on Acoust., Speech and Signal Processing. – 1985. – Vol. ASSP-37. – no. 12.– pp. 1939-1949.

67. Rao B.D. Weighted subspace methods and spatial smoothing: analysis and comparison / K.V.S. Hari, B.D. Rao // IEEE Transaction. Signal Process. – 1993. – vol.41, – no. 2. – pp. 788-803.

68. Zoltowski, M.D. Closed-form eigenstructure-based direction finding using arbitrary but identical subarrays on a sparse uniform cartesian array grid / M.D. Zoltowski, K.T. Wong // IEEE Transactions on Signal Processing – 2000 – Vol.48, №8 – P. 2205-2210.

69. Mathews, C.P. Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays / C.P. Mathews, M.D. Zoltowski // IEEE Trans. Signal Process. – 1994. – 42. – pp. 2395-2407.

70. Mathews, C.P. Performance analysis of the UCA-ESPRIT algorithm for circular ring arrays / C.P. Mathews, M.D. Zoltowski // IEEE Trans. Signal Process. – 1994. – 42. – pp. 2535-2539.

71. Barabell, A.J. Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms./ A.J. Barabell // IEEE ICASSP 83, Boston, MA, USA. – 1983. – №4. – pp. 336-339.

72. Barabell, A.J. Performance comparison of superresolution array processing algorithms / A.J. Barabell, J. Capon, D.F. DeLong, J.R. Johnson, K.D. Senne // Lincoln Laboratory. MIT – 1998. – 193 p.

73. Kaveh M. The statistical performance of the MUSIC and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise / A. J. Barabell, M. Kaveh // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. – 1986. –vol. ASSP-34. – pp.331-341.

74. Belloni, F. Reducing excess variance in beamspace methods for uniform circular array / F. Belloni, A. Richter, V. Koivunen // IEEE Statistical Signal Processing Workshop, IEEE/SP 13th. – 2005. – pp. 940-943.

75. A. Moghaddamjoo, Transformed-based covariance differencing approach to the array with spatially nonstationary noise // IEEE Trans. Signal processing. – Vol. 39 – no. 1. – 1991. – pp. 219-221.

76. Borgiotti, G.V. Super resolution of uncorrelated interference sources by using adaptive array techniques / G.V. Borgiotti, L.J. Kaplan // Trans. Antennas Propagation. – 1979. – Vol. 27, № 6. – pp. 842-845.

77. Burg, J.P. Maximum entropy spectral analysis/ J.P. Burg // Proc. 37th Annual Meeting of the Society of Exploration Geophysicists – 1967.

78. Friedlander, B. A sensitivity analysis of the MUSIC algorithm / B. Friedlander // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1990. – Vol.38, №10. – pp. 1740-1751.

79. Friedlander B. Effect of modeling errors on the resolution threshold of the MUSIC algorithm // IEEE Trans. Signal Process. – 42. – pp. 1519-1526.

80. Дженкинс Т., Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения. М.: Мир. – 1971. – 424 с.

81. Roy, R. ESPRIT: estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / R. Roy, T. Kailath // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1989. – Vol.7, №37 – pp. 984-995.

82. Gao, F. A generalized ESPRIT approach to direction-of-arrival estimation / F. Gao, A.B. Gershman // IEEE Signal Processing. – 2005. – Vol.12, №3. – pp. 254-257.

83. Rao B.D. Performance analysis of ESPRIT and TAM in determining the direction of arrival of plane waves in noise / K.V.S. Hari, B.D. Rao // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 1989. – vol. 37. – pp. 1990-1995.

84. Ottersten, B. Performance analysis of the total least squares ESPRIT algorithm / T. Kailath, B. Ottersten, M. Viberg // IEEE Trans. Signal Process. – 1991 .– vol. 39. –pp. 1122-1135.

85. Soon V.C. An analysis of ESPRIT under random sensor uncertainties / Y.F. Huans, V.C. Soon // IEEE Trans. Signal Process. – 1992. – vol. 40. – pp. 2353-2358.

86. Haardt M. Unitary ESPRIT: How to exploit additional information inherent in the rotational invariance structure / M. E. Ali-Hackl, M. Haardt // Proc. IEEE ICASSP. – 1994. – vol. IV. – pp. 229-232.

87. Paulraj A. A Subspace Rotation Approach to Signal Parameter Estimation / T. Kailath, A. Paulraj, R. Roy // Proceedings of the IEEE. – 1986. – pp. 1044-1045.

88. Полрадж А. Оценивание параметров сигнала методом поворота подпространств. / Т. Кайлатх, А. Полрадж, Р. Рой // ТИИЭР, 1986. – т.74. – №7.

89. Koivunen, V. Unitary root-MUSIC technique for uniform circular array / F. Belloni, V. Koivunen // Signal Processing and Information Technology. ISSPIT. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium. – 2003, December. – pp. 451-454.

90. Krim, H. Operator approach to performance analysis of root-MUSIC and root Min-Norm / H. Krim, P. Forster, J.G. Proakis // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1992. – Vol.40, №6. – P. 1687-1688.

91. Wong, K.T. Root-MUSIC-based azimuth-elevation angle of arrival estimation with uniformly spaced but arbitrary oriented velocity hydrophones / K.T. Wong, M.D. Zoltowski // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1999. – Vol.47, №12 – pp. 3250-3260.

92. Goossens, R. A hybrid UCA-RARE/Root-MUSIC approach for 2-D direction of arrival estimation in uniform circular arrays in the presence of mutual coupling / R. Gossens, H. Rogier // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2007. – Vol.55, № 3 – P. 841-849.

93. Johnson, D.H. Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis / D.H. Johnson, S.R. DeGraaf // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. – 29. – 1982. – pp. 401-413.

94. Johnson, D.H. Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays / D.H. Johnson, S.R. DeGraaf // ASSP-30. – 1982. – pp. 638-647.

95. Коробков, М.А. Метод устранения ложного пеленга множественных источников радиоизлучения при использовании пеленгационного алгоритма редукции ранга [Текст] / М.А. Коробков // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014. – №4. – С. 16-20.

96. Wax M. Detection of signals by information theoretic criteria / M.Wax, T. Kailath // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1985. – vol. 33. – no. 2. – pp. 387-392.

97. Rissanen, J., Modeling by the shortest data description // Automatica. – 1978. – 14.–pp. 465-471.

98. Родюшкин К.В. Анализ статистических свойств максимального шумового собственного числа выборочной корреляционной матрицы антенной решетки при наличии сигнала. // Изв. вузов. Радиофизика. – 2001. – № 1-2. – С. 285-290.

99. Кузин С.С. Оценка числа источников помех в обращающем решетчатом фильтре. // Радиотехника. –1994. –№1. –С. 39-43.

100. Reddi S.S. Multiple source location - a digital approach // IEEE Trans. Aerospace and Electron Syst. – 1979 .–vol.15 . – pp. 95-105.

101. Zhao L.C. On the detection of number of signals in the presence of white noise / Z.D. Bai, P.R. Krishnaiah, L.C. Zhao // J. Multivariate Anal. – 1986. – vol. 20 (1).–pp. 1-25.

102. Ермолаев В.Т. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки. / В.Т. Ермолаев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. –1999. – №5. – С. 494-500.

103. Ермолаев В.Т. Статистические характеристики критериев AIC и MDL в задаче оценки числа источников многомерных сигналов в случае

короткой выборки. / В.Т. Ермолаев, А.А. Мальцев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. – 2001. – №12. – С. 1062-1069.

104. Akaike H. A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. Automat. Control. – 1974. – №19. – pp. 716-723.

105. Tayem N. Azimuth and elevation angle estimation with no failure and no eigen decomposition / H. Kwon, N. Tayem // Elsevier Signal Processing Journal. – 2005. – Vol. 86. – Issue 1.– pp. 8-16.

106. Коробков, М.А. Комбинированный алгоритм APP/Кейпона для пеленга множественных целей с помощью однородной кольцевой антенной решетки [Текст] / М.А. Коробков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – №2. – С. 28-33.

107. Li P. A new method for two dimensional array signal processing in unknown noise environments / P. Li, J. Sun, B. Yu // Signal Processing. – 1995. – vol. 47.– no. 3. – pp. 325-332.

108. Swindlehurst A. 2-D parameter estimation using arrays with multidimensional invariance structure / T. Kailath, A. Swindlehurst // 23ACSSC. 29. – 1989. – vol. 2.– pp. 950-953.

109. Sakarya F. A. Estimation 2-D DOA using nonlinear array configurations / M. H. Hayes, F. A. Sakarya // IEEE Trans. Signal Processing. – 1995. – vol. 43. – pp. 2212-2216.

110. Liu T. Azimuth and elevation direction finding using arbitrary array geometries / T. Liu, J. Mendel // IEEE Trans. Signal Processing. – 1998. – vol. 46. – no. 7. – pp. 2061-2065.

111. Lutao Liu, Qingbo Ji, Yilin Jiang, Improved Fast DOA Estimation Based on Propagator Method, APSIPA ASC 2011, URL: http://www.apsipa.org/proceedings_2011/pdf/APSIPA319.pdf.

112. Hongshu Liao, Lu Gan, Ping Wei, 2-D ESPRIT algorithm for 2-D DOA estimation, Journal of information and computational science, 10, 2011, 1961-1871.

113. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. – М.: Вузовская книга, 2003. – 528 с.

114. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. – М,: Вузовская книга, 2007. – 356 с.

115. Коробков, М.А. Методы и алгоритмы пеленга источников радиоизлучения [Текст] / А.С. Петров, М.А. Коробков // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2015. – №4. – С. 3-32.

116. Сафонова А.В. Алгоритм сингулярного разложения матриц // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2016. – №1. – С. 61-66.

117. M. Rahmati, M. S. Sadri, and M. A. Naeini, “FPGA based singular value decomposition for image processing applications,” in Application-Specific Systems, Architectures and Processors, 2008. ASAP 2008. International Conference on, pp. 185–190.

118. Матричные разложения для формирования и обработки сигналов в MIMO системах связи в каналах с МСИ / Ю. Б. Нечаев, А. А. Малютин // Радиотехника. - 2012. - № 8. - С. 40-44 .

119. Y. L. Chen, C. Z. Zhan, T. J. Jheng, and A. Y.Wu, “Reconfigurable adaptive singular value decomposition engine design for high-throughput MIMO-OFDM systems,” Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 4, pp. 747–760, 2013.

120. Сафонова А.В. Эффективность алгоритма оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – №2. – С. 54-60.

121. Макаров, Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой. [Текст]. – Воронеж, 2009. – 167 с.

122. Активные фазированные антенные решетки/ Под ред. Д. И. Воскресенского и А. П. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.

123. Кошелев В.И., Андреев В.Г. Синтез АРСС-моделей эхо-сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1993.– Т.36. – №7. – С. 8-13.

124. Бакулев П.А., Кошелев В.И., Андреев В.Г. Оптимизация АРСС— моделирования эхо-сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1994.— Т.37.— №9.— С. 3-8.

125. Кошелев В.И., Андреев В.Г. Оптимизация АРСС—моделей многокомпонентных радиоотражений // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Выпуск 2.— Рязань, 1997.— С. 38-41.

126. Шинаков Ю С., Сперанский В.С. Совместное обнаружение, разрешение и измерение параметров сигналов на фоне помехи на выходе антенной решетки: Синтез алгоритмов // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27. – №11. – С. 2179-2184.

127. Сафонова А.В. Исследование точности методов углового сверхразрешения источников излучения // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ–2013»: Материалы 9-й межнар. молодежной научно-техн. конф., Севастополь 22 26 апреля 2013 г – Севастополь: СевНТУ, 2013. – С. 95.

128. Кошелев В.И., Штрунова Е.С. Повышение эффективности алгоритмов защиты РЛС от активных шумовых помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2011. – № 37. – С. 27–31.

129. Сафонова А.В., Штрунова Е.С. Исследование эффективности подавления радиолокационной системы активной шумовой помехой по боковым лепесткам диаграммы направленности // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Девятнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. Студентов и аспирантов: Тез. докл. В 4 т. Т. 1 – Москва: МЭИ, 2013. – Т. 1. – С. 121.

130. Нгуен Ч.Т. Алгоритмы формирования трехмерных радиоизображений на основе доплеровской фильтрации и оценивания координат // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2013. – № 45. – С. 27–31.

131. Паршин Ю.Н., Лыонг Ч.В. Разработка гиперболического алгоритма определения координат источника радиоизлучения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2013. – № 43. – С. 32–38.

132. Сафонова А.В. Оценка координат источника излучения при помощи модифицированного PM-алгоритма // 18-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке»: материалы форума – 2014. – Т. 3. – с. 168-169.

133. Marcos S., Marsal A., Benidir M., The propagator method for source bearing estimation // Signal Processing – №42 (2) – pp. 121–138.

134. Lutao Liu, Qingbo Ji, Yilin Jiang, Improved Fast DOA Estimation Based on Propagator Method, APSIPA ASC 2011, http://www.apsipa.org/proceedings_2011/pdf/APSIPA319.pdf.

135. Yuntao Wu, Guisheng Liao, H.C. So., A fast algorithm for 2-D direction-of-arrival estimation // Signal Processing. – №83. – 2003. – pp.1827 - 1831.

136. Сафонова А.В. Исследование модифицированного pm-алгоритма оценки координат // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2014»: материалы 10-ой международной молодежной научно-технической конференции – 2014. – С. 97.

137. Сафонова А.В. Метод оценки направления прихода сигнала // Труды 23-й МНТК "Современная радиоэлектроника" – 2015. – С. 3-5.

138. Hongshu Liao, Lu Gan, Ping Wei, 2-D ESPRIT algoritm for 2-D DOA estimation, Journal of information and computational science,10 – 2011.– pp. 1961-1871.

139. Григорян Д. С. Сверхразрешение по частоте при обработке радиолокационных сигналов когерентными методами линейного предсказания вперед-назад с прореживанием данных– "Журнал радиоэлектроники": электронный журнал. – 2011. –№7. URL: http://jre.cplire.ru/jre/jul11/7/text.html

140. Литвиненко С.Л. Экспериментальные исследования подсистемы пассивной гидролокации гидроакустической навигационной системы с ультракороткой базой // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012 – №3. – С.92-101.

141. Сафонова А.В. Исследование влияния структуры алгоритма сверхразрешения на точность оценки угловых координат источника излучения // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Двадцать первая Международная научно-техн. конф.: Тез. докл. В 4 т – Москва: МЭИ, 2015. – С. 88.

142. A. Flieller, P. Larzabal, H. Clegeot, A placations of high resolution array processing techniques for mobile communication system, in Proc. IEEE Intelligent Vehicles Symp., Paris, France. – 1994. – pp. 606-611.

143. Сафонова А.В. Влияние структуры алгоритма углового разрешения источников излучения на эффективность оценки угловых координат . // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: материалы конференции, Севастополь, 7—13 сентября 2014 г – 2014. – Т. 1. – С. 475-476.

144. Аджемов С. Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных антенных решетках. / С. Аджемов, Г.О. Бокк, А.Г. Зайцев и др.. // Радиотехника. – 2000. – №11. – 66-71.

145. Косяков В.М., Свиридов М.А. Сравнительная оценка методов спектрального анализа по совокупности показателей эффективности / В. М. Косяков, М. А. Свиридов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2013. – № 4. – С. 23-27.

146. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных решеток.// ТИИЭР. – 1980. – Т. 68. – № 6. – С. 19–32.

147. J. Fernandez del Rio and M. Catendra-Peraz, «The matrix pencil method for two-dimensional direction of arrival estimation employing L-shaped array», IEEE Trans. Antennas Propagation. – Vol. 45. – 1997. – pp. 1693-1694.

148. K.C.Huarngf, C.C. Yeh, A unitary transformation method for angle of arrival estimation // IEEE Trans. Acoustic, Speech, Signal processing. – Vol. 39. – 1991. – pp. 975-977.

149. D.A. Linebarger, R.D. DeGroat, E.M. Dowling, Efficient direction-finding methods employing forward-backward everaging // IEEE Trans. Signal processing. – Vol. 42. – 1994. – pp. 2136-2145.

150. M. Rahmati, M. S. Sadri, and M. A. Naeini, “FPGA based singular value decomposition for image processing applications,” in Application-Specific Systems, Architectures and Processors, 2008. ASAP 2008. International Conference on, pp. 185–190.

151. Матричные разложения для формирования и обработки сигналов в MIMO системах связи в каналах с МСИ / Ю. Б. Нечаев, А. А. Малютин // Радиотехника. - 2012. - № 8. - С. 40-44 .

152. Y. L. Chen, C. Z. Zhan, T. J. Jheng, and A. Y.Wu, “Reconfigurable adaptive singular value decomposition engine design for high-throughput MIMO-OFDM systems,” Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 4, pp. 747–760, 2013.

153. Сафонова А.В. Эффективность алгоритма оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – №2. – С. 54-60.

154. Вержбицкий В. М. Численные методы: Линейная алгебра и нелинейные уравнения – М.: Высшая школа, 2000 – 266 с.

155. Van der Vorst H.A., van Dooren P. Parallel algorithms for numerical linear algebra – Amsterdam: North-Holland, 1990 – 320 pp.

156. Основы матричных вычислений / Д.Уоткинс; Пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 664 с.

157. J. Demmel and V. K., “Jacobi’s method is more accurate than QR,” SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications, vol. 13, no. 4, pp. 1204–1245, 1992.

158. Ширапов Д.Ш. Численные методы линейной алгебры: Учебное пособие. – Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ, 2003. - 96 с.

159. Парлетт Б. Симметричная проблема собственных значений. Численные методы: Пер. с англ. - М.:Мир, 1983, 384 с.

160. G. Forsythe and P. Henrici, The cyclic jacobi method for computing the principal values of a complex matrix, Trans. Amer. Math. Soc., 94, 1958, pp. 1-23.

161. F. T. L. R. P. Brent and C. V. Loan, “Computation of the singular value decomposition using mesh-connected processors,” Numerische Mathematik, 1985, pp. 479-491.

162. F. T. Luk and P. Haesun, “A proof of convergence for two parallel Jacobi SVD algorithms”, Computers, IEEE Transactions on, vol. 38, no. 6, 1989, pp. 806–811.

163. M. R. HESTENES, Inversion of matrices by biorthogonalization and related results, J. Soc. Indust. Appl. Math., vol.6, 1958, pp. 51-90.

164. N. D. Hemkumar and J. R. Cavallaro, “A systolic VLSI architecture for complex SVD,” in Circuits and Systems, 1992. ISCAS ’92. Proceedings., 1992 IEEE International Symposium on, vol. 3, pp. 1061–1064.

165. Мелехин В.Ф., Павловский Е.Г. Вычислительные машины: учебник для студ. учреждений высш. проф. образования - М.: Издательский центр "Академия", 2013. – 384 с.

166. A. Ahmedsaid, A. Amira, and A. Bouridane, “Improved SVD systolic array and implementation on FPGA,” in Field-Programmable Technology (FPT), 2003. Proceedings. 2003 IEEE International Conference on, pp. 35-42.

167. Сафонова А.В. Алгоритм быстрой сходимости SVD. XXVIII международная научная конференция Математические методы в технике и технологиях ММТТ-28. – 2015. С. 22-23.

168. http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds150.pdf

ПРИЛОЖЕНИЕ А. СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ, СОКРАЩЕНИЙ И ТЕРМИНОВ.

Знаки

H – эрмитово сопряжение;

T – транспонирование;

* – знак комплексного сопряжения

Список аббревиатур

АР – антенная решётка

АС – антенная система

АЭ – антенный элемент

БПФ – быстрое преобразование Фурье

ДН – диаграмма направленности

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

ИИ – источник излучения

ЛЭАР – линейная эквидистантная антенная решётка

МК – матричный коммутатор

НБЭ – блок нахождения большего элемента

ОСШ - отношение сигнал-шум

ПА – предложенный алгоритм

ПДЭ – блок преобразования матрицы диагональных элементов

ПСТ – блок преобразования столбцов матрицы

ПСТР – блок преобразования строк матрицы

РТС – радиотехническая система

РЭС – радиоэлектронная система

СКО – среднеквадратическое отклонение

ФАР – фазированная антенная решетка

ФПДЭ – блок формирования подматрицы диагональных элементов

ФПНДЭ – блок формирования подматрицы недиагональных элементов

ЭП – элемент памяти

BLV – Brent-Luk-Van Loan

ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

MIMO – Multiple Input Multiple Output

MUSIC – Multiple Signal Classification

PM – Propagator Method

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. КОПИИ АКТОВ ВНЕДРЕНИЯ

УТВЕРЖДАЮ
Первый заместитель генерального
директора – технический директор
АО «ГРПЗ»
_____ Г.Н. Колодько
"____" _____ 2016 г.

АКТ
внедрения результатов кандидатской диссертационной работы
Сафоновой Анастасии Владимировны

Комиссия в составе:

– директора-главного конструктора Научно конструкторского центра видеокомпьютерных технологий (НКЦ ВКТ), к.т.н. Костяшкина Л.Н.,

– зам. директора Научно-технического центра (НТЦ), к.т.н. Фролова И.И.,

– ведущего научного сотрудника НКЦ ВКТ, к.т.н. Юкина С.А.

рассмотрев представленные материалы, составила настоящий акт о том, что практические и теоретические результаты научных исследований Сафоновой А.В., нашли применение в СЧ НИОКР «Разработка эскизно-технического проекта на многоспектральную систему технического зрения с РЛС 3 мм диапазона (МСТЗ)», в инициативной разработке АО «ГРПЗ» по теме «Радиолокационная станция 3-х миллиметрового диапазона РЛС-3В для многоспектральной системы технического зрения БРЭО боевого вертолёта».

При этом использованы следующие результаты диссертационной работы Сафоновой А.В., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук:

1. алгоритмическое обеспечение (далее – алгоритм), предназначенное для оценивания угловых координат и не требующее парного

соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения;

2. алгоритм оценки влияния геометрии АР на эффективность определения угловых координат источника излучения;

3. алгоритм оценивания угловых координат источников радиоизлучения, позволяющий проводить пеленгование как коррелированных, так и некоррелированных источников излучения в условиях воздействия нестационарного шума.

Использование указанных результатов диссертационной работы Сафоновой А.В. дало возможность проведения исследований (оценки) потенциальных характеристик радиолокатора на базе имитационного стенда (позволило решить проблему разработки инструментальных средств исследования/анализа).

Председатель комиссии

Члены комиссии

« Утверждаю »
Проректор по учебной работе
Рязанского государственного
радиотехнического университета
_____ М.В. Дубков
«___» _____ 2016 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта
Рязанского государственного радиотехнического университета
Сафоновой Анастасии Владимировны
в учебный процесс
Рязанского государственного радиотехнического университета
(ФГБОУ ВО «РГРТУ»)

Настоящий акт составлен в том, что следующие результаты диссертационной работы Сафоновой А.В. внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «РГРТУ» в рамках лекционного курса «Методы спектрального анализа сигналов» по направлению 11.04.01 «Радиотехника» (магистратура), лабораторного курса по дисциплинам «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы» и «Радиолокационные объекты и отражения» 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» (специалитет):

1) алгоритм оценивания угловых координат, не требующий парного соответствия между азимутом и углом места пеленгуемых источников излучения;

2) результаты модельных исследований углового разрешения источников излучения при использовании антенных решеток L- и 2DL-формы, позволяющих устранить неоднозначность оценки координат при любых углах прихода сигналов;

3) алгоритм оценивания угловых координат источников радиоизлучения, который позволяет проводить пеленгование коррелированных и некоррелированных источников излучения при воздействии нестационарного шума.

Председатель методической комиссии ФРТ /Ю.Н. Гришаев/

Зав. кафедрой РТС / В.И. Кошелев/

ПРИЛОЖЕНИЕ В. СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015616868

ПРОГРАММА РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ДЛЯ ЗАДАЧ НАВИГАЦИИ

Правообладатель: ***Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Рязанский государственный радиотехнический университет» (RU)***

Авторы: ***Сафонова Анастасия Владимировна (RU), Кошелев Виталий Иванович (RU)***

Заявка № **2015613758**

Дата поступления **05 мая 2015 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***25 июня 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий