

На правах рукописи

Бойко Игорь Андреевич

**РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ ГИБРИДНЫХ
СЕТЕЙ СВЯЗИ**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2026

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» на кафедре радиотехники.

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор,
Глушанков Евгений Иванович

Официальные
оппоненты: **Григорьев Владимир Александрович**,
доктор технических наук, профессор,
ООО «Лаборатория инфокоммуникационных сетей»,
генеральный директор, действительный
член Академии инженерных наук им.
А.М. Прохорова, президент Санкт-Петербургского
отделения АИН

Веремьев Владимир Иванович,
кандидат технических наук, профессор,
Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ» им.
В.И. Ульянова (Ленина), кафедра радиотехнических
систем, профессор кафедры, директор НИИ «Прогноз»

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Поволжский государственный университет
телекоммуникаций и информатики»,
г. Самара

Защита состоится 23 декабря 2026 года в 11.00 на заседании диссертационного совета 55.2.004.01, созданном на базе Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», по адресу: Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1, ауд. 554/1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке СПбГУТ по адресу Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1 и на сайте www.sut.ru.

Автореферат разослан 29 октября 2026 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета 55.2.004.01,
канд. техн. наук, доцент

А.Г. Владыко

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования. Для решения важных задач по достижению повсеместной цифровизации Российской Федерации возникает необходимость развития высокоскоростной инфраструктуры передачи информации. Одним из решений данной проблемы является внедрение гибридных сетей связи (ГСС), которые представляют совокупность различных типов сетей доступа, технологий и стандартов, объединённых в единую сеть для предоставления телекоммуникационных услуг с требуемым качеством. В условиях сложной электромагнитной обстановки, в которой функционируют современные ГСС, возникает необходимость в подавлении взаимных помех, возникающих в условиях ограниченного радиочастотного ресурса, а также группировании большого количества радиоэлектронных систем на ограниченном пространстве. Наряду с взаимными помехами серьёзный риск несут преднамеренные помехи, которые являются результатом работы средств радиоэлектронной борьбы и могут привести к искажению или даже полному подавлению полезного сигнала. В связи с этим повышение помехоустойчивости ГСС является актуальной задачей. Среди существующих способов повышения помехоустойчивости методы пространственной обработки сигналов (ПОС) являются наиболее актуальными, поскольку позволяют осуществить выделение полезного сигнала даже в случае частотного перекрытия помехой. Более того методы ПОС не требуют внесения изменений в используемые сигнально-кодовые конструкции, для применения методов ПОС необходимы изменения только в антенной системе.

Существует множество работ, посвящённых проблеме повышения помехоустойчивости за счёт использования алгоритмов адаптивной ПОС, которые предполагают динамическую подстройку к изменяющейся сигнально-помеховой обстановке. Разработаны различные классы алгоритмов — LMS (от англ. least mean squares — метод наименьших квадратов), NLMS (от англ. normalized least mean squares — нормированный метод наименьших квадратов), RLS (от англ. recursive least squares — рекуррентный метод наименьших квадратов), непосредственного обращения корреляционных матриц различной структуры, на основе классической калмановской фильтрации и др. При этом ключевые подходы методов ПОС заключаются в максимизации отношения сигнал / (шум + помеха), минимизации среднеквадратической ошибки между опорным сигналом и выходным, либо минимизации дисперсии шума.

Несмотря на подробное освещение данной темы, существующие алгоритмы, основанные на процедурах RLS и фильтрах Калмана, при всей своей высокой эффективности, в том числе при возможности работы в нестационарных сценариях сигнально-помеховой обстановки, обладают исключительно высокой вычислительной сложностью, что требует исследования способов повышения быстродействия алгоритмов ПОС. А достаточно простые алгоритмы LMS и NLMS являются оптимальными только для стационарного случая и/или в условиях априорно известной сигнально-помеховой обстановки. В связи с этим, актуальность работы заключается в разработке новых алгоритмов, обеспечивающих повышение быстродействия методов ПОС, а также устойчивость работы в условиях нестационарной сигнально-помеховой обстановки.

Актуальность данного исследования заключается в разработке новых алгоритмов адаптивной ПОС, которые, по сравнению с существующими решениями,

позволяют повысить эффективность методов ПОС за счёт увеличения быстродействия и помехоустойчивости гибридных систем связи.

Степень разработанности темы исследования. Задача повышения помехоустойчивости систем связи посредством пространственной обработки сигналов достаточно хорошо изучена. Её решению посвящено значительное количество работ отечественных и зарубежных учёных, среди которых стоит выделить труды В.А. Варгаузина, О.В. Горячкина, В.А. Григорьева, В.И. Джигана, В.Б. Крейнделина, Р.А. Монзинго (R.A. Monzingo), А.В. Оппенгейма (A.V. Oppenheim), С.Д. Стирнса (S.D. Stearns), Р.Л. Стратоновича, В.И. Тихонова, Г.Л. Ван Триса (H.L. Van Trees), Б. Уидроу (B. Widrow), Г.А. Фокина, М.Х. Хейеса (M.H. Hayes), С. Хейкина (S. Haykin), А.М. Чуднова, Д. Симона (D. Simon), П.С.Р. Диниз (P.S.R. Diniz) Г. Сингх (H. Singh) и Я.Д. Ширмана. Многие из результатов, приведённых в работах указанных авторов, являются в основном теоретическими, прикладных исследований существенно меньше, либо они рассчитаны лишь на успешное практическое применение только в условиях определённых ограничений. В этой связи можно констатировать, что известные результаты, полученные при решении упомянутой задачи, могут получить плодотворное развитие в ходе дальнейших исследований.

Целью данной работы является повышение помехоустойчивости гибридных сетей связи за счёт использования алгоритмов пространственной обработки сигналов в антенных системах.

Объектом исследования являются методы и алгоритмы пространственной обработки сигналов в гибридных сетях и сетях сотовой связи 5G и 6G.

Предметом исследования в работе является помехоустойчивость гибридных сетей и сетей сотовой связи при использовании алгоритмов пространственной обработки сигналов в антенных системах.

Научной задачей работы является разработка алгоритмов пространственной обработки сигналов в антенных системах, обеспечивающих повышение помехоустойчивости гибридных сетей связи и обладающих высоким быстродействием.

Для достижения указанной цели в работе решаются следующие **частные задачи**:

1. Предложены модификации существующих алгоритмов ПОС на приёмной и передающей стороне с целью повышения быстродействия алгоритмов.
2. Предложены решения по оптимизации методов ПОС на приёмной и передающей стороне.
3. Разработан новый алгоритм адаптивного диаграммообразования на основе фильтра Калмана с целью повышения помехоустойчивости при энергетической и пространственной динамике сигнально-помеховой обстановки.
4. Разработан новый алгоритм нелинейного прекодирования на основе сингулярного разложения с целью повышения помехоустойчивости при максимальной нагрузженности канала.
5. Проведены эксперименты по реализации аппаратно-программного комплекса, включающего в себя методы ПОС на приёмной и передающей стороне, для повышения помехоустойчивости гибридных сетей связи.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Модификации алгоритмов пространственной обработки сигналов на приёмной стороне, отличающиеся от известных возможностью настройки параметров к изменениям сигнально-помеховой обстановки и обеспечивающие повышение быстродействия на 10% и более, а также новый

алгоритм на основе нечувствительного фильтра Калмана, обеспечивающий энергетический выигрыш на 5,3 дБ по сравнению с известными алгоритмами.

2. Модифицированный алгоритм Ньютона пространственной обработки сигналов в режиме работы на передачу, отличающийся от известных итерационных алгоритмов линейного прекодирования переменным коэффициентом связи и обеспечивающий повышение быстродействия на 6%, а также новый алгоритм нелинейного прекодирования на основе сингулярного разложения, обеспечивающий повышение энергетической эффективности на 5,9 дБ по сравнению с известными алгоритмами.
3. Аппаратно-программный комплекс пространственной обработки сигналов в составе прототипа антенной системы базовой станции, обеспечивающий повышение спектральной и энергетической эффективности гибридных сетей связи с одновременным выигрышем в быстродействии по сравнению с известными алгоритмами.

Научная новизна результатов исследования состоит в следующем:

1. Разработан новый алгоритм пространственной обработки сигналов на основе фильтра Калмана с целью повышения помехоустойчивости при энергетической и пространственной динамике сигнально-помеховой обстановки.
2. Разработан новый алгоритм нелинейного прекодирования на основе сингулярного разложения с целью повышения помехоустойчивости при максимальной нагруженности канала.
3. Предложен комплекс модификаций алгоритмов пространственной обработки сигналов на приёмной и передающей стороне с целью увеличения быстродействия.
4. Предложен новый аппаратно-программный комплекс обработки сигналов, имеющий в своей основе модифицированные алгоритмы пространственной обработки сигналов и обеспечивающие корректную сигнальную обработку.

Теоретическая и практическая значимости.

Теоретическая значимость результатов работы заключается в следующем:

- проведена модернизация алгоритмов пространственной обработки сигналов на приёмной и передающей сторонах с целью повышения быстродействия алгоритмов;
- разработан комплекс новых алгоритмов пространственной обработки сигналов на приёмной и передающей сторонах, обеспечивающих большую энергетическую эффективность в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки по сравнению с известными алгоритмами;
- предложены решения по оптимизации методов пространственной обработки сигналов на приёмной и передающей сторонах.

Практическая значимость результатов работы заключается в следующем:

- повышение помехоустойчивости гибридных сетей связи;
- исследование поведения характеристик энергетической эффективности и быстродействия методов пространственной обработки сигналов;
- реализация и проведение испытаний аппаратно-программного комплекса систем пространственной обработки сигналов.

Методология и методы исследования. Решение научной задачи для достижения цели исследования основано на применении методов математического

моделирования, теории связи, цифровой обработки сигналов, теории вероятности и вычислительной статистики, компьютерного моделирования в среде специализированных пакетов программного обеспечения *MATLAB*, компьютерного синтеза и анализа проектов для разработки систем на кристалле в среде специализированных пакетов программного обеспечения *Vivado Design Suite*.

Достоверность полученных результатов подтверждается:

- корректным применением проверенного математического аппарата;
- результатами имитационного моделирования, машинных и натуральных экспериментов;
- соответствием полученных результатов предшествующим исследованиям;
- обсуждением результатов на международных научных конференциях и их публикацией в рецензируемых научных журналах.

Апробация работы. Основные результаты работы докладывались и обсуждались со специалистами на российских и международных научных конференциях:

- Международная конференция «SYNCHROINFO» (2021 г., 2022 г.);
- Международная конференция «Congress on Ultra-Modern Telecom-munication and Control System and Workshops (ICUMT)» (2021 г.);
- Международная конференция «Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications» (2022 г., 2024 г.);
- Всероссийская научно-методическая конференция «Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики» (2020 г., 2023 г.);
- Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (2021 г., 2022 г., 2023 г., 2024 г.);
- Международная конференция «Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)» (2025 г.);
- Международная конференция «Волновая электроника и ее применение в информационных и телекоммуникационных системах» («Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF») (2026 г.).

Публикации. Основные результаты по теме диссертации изложены в 20 печатных изданиях, 4 из которых изданы в журналах, рекомендованных ВАК, 8 — в изданиях, индексируемых Scopus, 8 — в сборниках трудов конференций, индексируемых РИНЦ, 9 представляют собой отчёты о научно-исследовательской работе. Зарегистрированы 4 программы для ЭВМ и 2 патента на изобретение.

Реализация результатов работы. Полученные в диссертационной работе результаты были внедрены в АО «НПО ЗАВОД «ВОЛНА» при проведении опытно-конструкторских работ по модернизации комплексов связи с повышенной помехозащищённостью для надводных кораблей и вспомогательных судов, а также в Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича в рамках научно-исследовательских работах «Телепорт-2030» и «РАСТР», что подтверждается полученными актами о внедрении и подготовленными отчётами о научно-исследовательской работе.

Соответствие паспорту специальности. Диссертация соответствует следующим пунктам паспорта специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»:

- 3. Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости.
- 5. Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки.
- 6. Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая системы телевидения и передачи информации, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости.
- 8. Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем передачи информации, в том числе эфирных, радиорелейных и космических, с целью повышения их пропускной способности, помехоустойчивости и помехозащищенности.

Личный вклад. Диссертационная работа выполнена лично автором, все результаты теоретических и экспериментальных исследований получены автором самостоятельно. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежит основная роль при постановке и решении задач, а также обобщении полученных результатов. Доклады на конференциях сделаны автором лично.

Объём и структура работы. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения и 5 приложений. Полный объём диссертации составляет 219 страниц, включая 103 рисунка и 36 таблиц. Список литературы содержит 147 наименований.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации, соглашение № 071–03-2026-010, «Разработка фрагмента модельной гибридной орбитально-наземной сети связи и проведение прикладных научных исследований на ее базе»

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** к работе обоснована актуальность темы исследования, определены его объект и предмет, сформулированы цели и задачи диссертационной работы, раскрыты научная новизна, теоретическая и практическая значимости полученных результатов, представлены положения, выносимые на защиту, а также приведены сведения об апробации работы и публикациях по её теме.

Первая глава посвящена общим сведениям о гибридных сетях связи (ГСС), а также принципах их функционирования. Ключевой особенностью данной работы является повышение помехоустойчивости ГСС. В связи с этим приводятся основные методы повышения помехоустойчивости гибридных сетей, среди которых актуальными являются методы пространственной обработки сигналов (ПОС), обеспечивающие выделение полезного сигнала даже в случае частотного перекрытия помехой. В первой главе также приводится обоснование необходимости использования методов ПОС на приёмной и передающей сторонах.

Приведён анализ известных алгоритмов на приёмной и передающих сторонах, а также условия их функционирования. На основании проведённого анализа был осуществлён выбор классов алгоритмов ПОС на приёмной и передающих сторонах для повышения помехоустойчивости элементов ГСС: абонентских терминалов (АТ), базовых станций (БС), беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), космических аппаратов (КА).

Описаны качественные показатели эффективности работы алгоритмов ПОС. Так, энергетическим показателем эффективности работы адаптивных алгоритмов ПОС является выигрыш в отношении сигнал / (шум + помеха) (ОСШП) $\Delta h^2 = h_A^2 - h^2$, который показывает разность между ОСШП без адаптации h^2 и с адаптацией h_A^2 . Показателем быстродействия адаптивных алгоритмов является время их работы T . Были введены многокритериальные показатели эффективности работы алгоритмов, которые позволяют определить оптимальные алгоритмы ПОС с точки зрения быстродействия и энергетической эффективности:

$$\begin{aligned} \min_A T \text{ при условии } \Delta h^2 &\geq \Delta h_{\text{порог}}^2; \\ \max_A \Delta h^2 \text{ при условии } T &\leq T_{\text{порог}}. \end{aligned}$$

Вторая глава посвящена методам ПОС на приёмной стороне. В данной главе приводится сравнение характеристик алгоритмов ПОС, полученных в результате компьютерного моделирования.

Для стационарных алгоритмов ПОС была предложена модификация алгоритма LMS, которая заключается в введении переменного шага адаптации $\mu(k)$ с целью повышения быстродействия алгоритма:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) + \mu(k)e^*(k)\mathbf{x}(k), \\ \mu(k) &= \frac{\mu_0}{\mathbf{x}^H(k)\mathbf{x}(k) + \varepsilon}, \end{aligned}$$

где $\mathbf{w}(k)$ — вектор весовых коэффициентов (ВВК), $e(k)$ — сигнал ошибки, $\mathbf{x}(k)$ — вектор входного воздействия, μ_0 — фиксированное значение шага адаптации, ε — положительная константа, определяющая значение переменного шага адаптации при нулевых значениях входного сигнала. Предложенная модификация обеспечивает выигрыш на 10% в быстродействии. На рисунке 1 приведены сравнения вычислительной сложности и требуемого времени работы градиентных алгоритмов от

количества элементов цифровой антенной решётки (ЦАР) N . На рисунке 2 приведены зависимости требуемого времени работы, среднего значения (СЗ) и среднеквадратического отклонения (СКО) выигрыша в ОСШП при подавлении 1–3 помех.

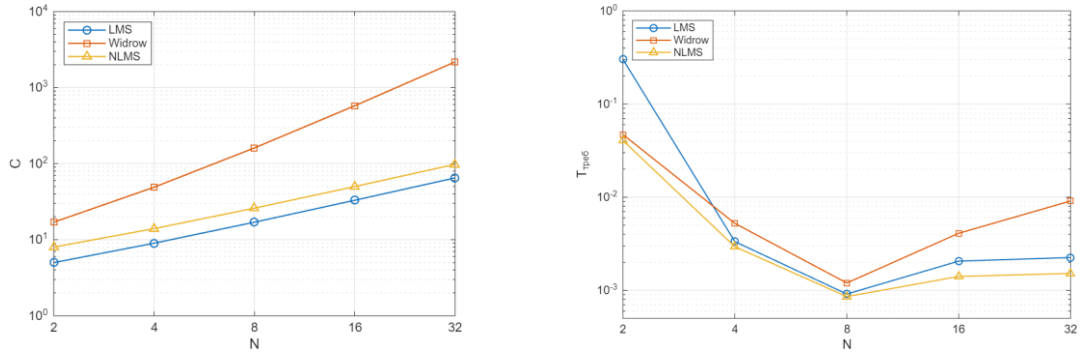


Рис. 1 — Зависимости вычислительной сложности (слева) и времени работы (справа) градиентных алгоритмов от количества элементов ЦАР

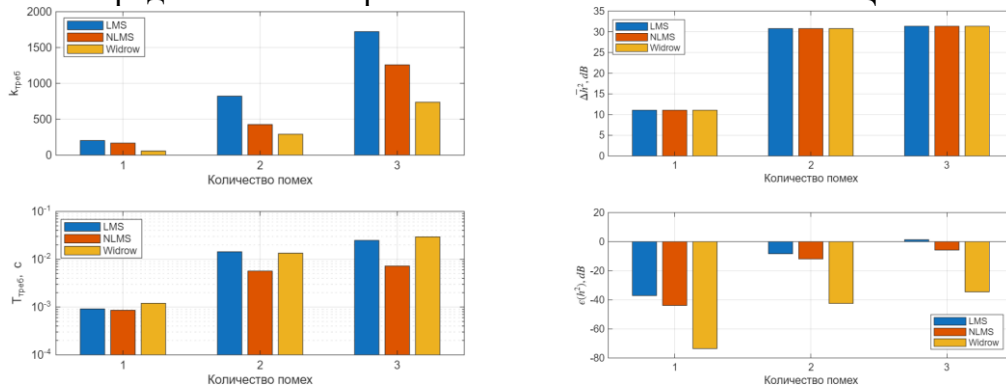


Рис. 2 — Зависимости времени работы (слева), СЗ и СКО выигрыша в ОСШП градиентных алгоритмов от количества помех

Для кольцевых решёток была предложена модификация алгоритма LMS на основе решения MVDR (минимальной дисперсии без искажений):

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{P}(k+1)(\mathbf{w}(k) - \mu \mathbf{R}_{xx}(k)\mathbf{w}(k)) + \sum_{i=1}^{N_s} \frac{\mathbf{a}_i}{\mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i},$$

$$\mathbf{P}(k+1) = \mathbf{I} - \sum_{i=1}^{N_s} \frac{\mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H}{\mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i},$$

где $\mathbf{R}_{xx}$ — автокорреляционная матрица воздействия, $\mathbf{a}$ — управляющий вектор воздействия, $\mathbf{P}$ — коэффициент усиления, N — знак эрмитова сопряжения. Предложенная модификация обеспечивает выигрыш на 15% в быстродействии для малоэлементных ЦАР. На рисунке 3 приведены сравнения вычислительной сложности и требуемого времени работы градиентных алгоритмов от количества элементов ЦАР N . На рисунке 4 приведены зависимости требуемого времени работы, СЗ и СКО выигрыша в ОСШП при подавлении 1–3 помех.

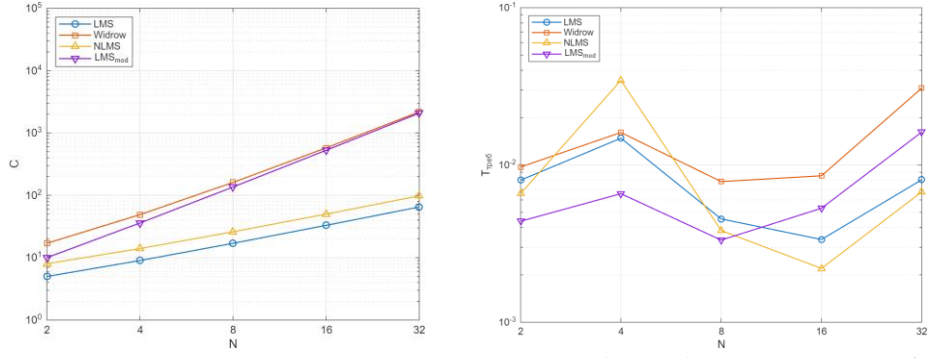


Рис. 3 — Зависимости вычислительной сложности (слева) и времени работы (справа) градиентных алгоритмов от количества элементов кольцевой ЦАР

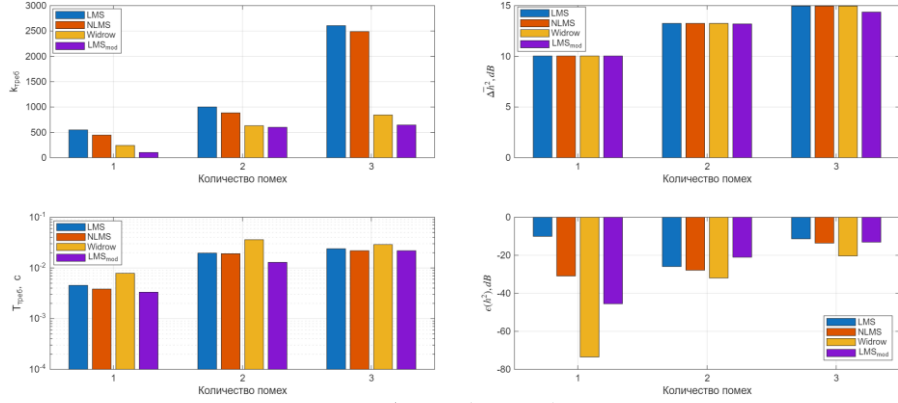


Рис. 4 — Зависимости времени работы (слева), СЗ и СКО выигрыша в ОСШП градиентных алгоритмов от количества помех

Для нестационарной сигнально-помеховой обстановки (СПО) была предложена модификация алгоритма RLS с целью повышения быстродействия, которая заключается в использовании специально введенного коэффициента забывания λ :

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mathbf{k}(k+1)e(k),$$

$$\mathbf{k}(k+1) = \frac{\mathbf{P}(k)\mathbf{x}(k)}{\lambda + \mathbf{x}^H(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{x}(k)},$$

$$\mathbf{P}(k+1) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{P}(k) - \mathbf{k}(k+1)\mathbf{x}^H(k)\mathbf{P}(k)],$$

где $\mathbf{k}$ — вектор коэффициентов усиления Калмана, $\mathbf{P}$ — ковариационная матрица воздействия. Предложенная модификация обеспечивает выигрыш в 2 раза в быстродействии. На рисунке 5 приведены зависимости требуемого времени работы, СЗ и СКО выигрыша в ОСШП при подавлении 1–3 помех.

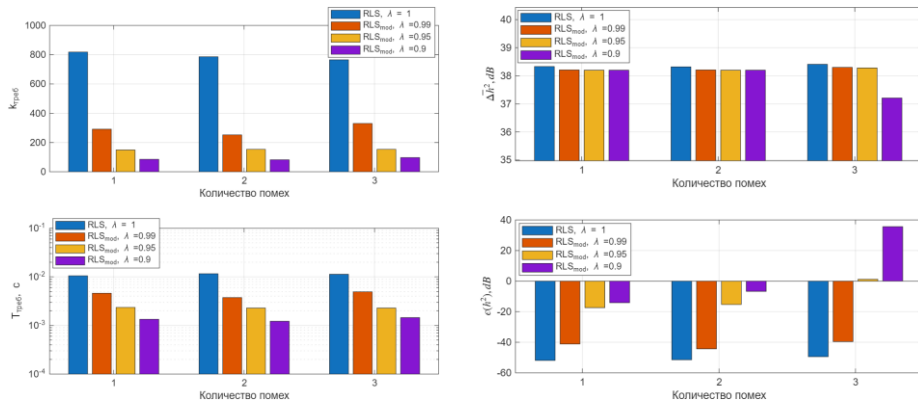


Рис. 5 — Зависимости времени работы (слева), СЗ и СКО выигрыша в ОСШП рекуррентных алгоритмов от количества помех

Для сильно нестационарной СПО в условиях априорной неопределённости динамики СПО ВВК является нестационарным процессом с нелинейной зависимостью. Для таких сценариев используют алгоритмы ПОС на основе калмановской фильтрации. Среди известных решений существует алгоритм UKF-СМА, обладающий устойчивостью к энергетической динамике СПО, и EKF-MVDR, обладающий устойчивостью к изменению углов прихода полезного сигнала и помех. Для обеспечения устойчивости как к энергетической нестационарности, так и изменению углов прихода сигнала и помех был разработан новый алгоритм на основе нечувствительного фильтра Калмана UKF-MVDR. Вектор состояния системы длины $(N + 2)$ представляется следующим образом:

$$\mathbf{h}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{x}^H(k)\mathbf{w}(k) \\ j_2(\mathbf{w}(k)) \end{bmatrix},$$

где $j_2(\mathbf{w}(k))$ — Якобиан ВВК, равный:

$$j_2(\mathbf{w}(k)) = \mathbf{w}^H(k)[\mathbf{w}(k) - \mathbf{a}(k)\mathbf{a}^H(k)\mathbf{w}(k) + \mathbf{a}(k)] + \mathbf{a}^H(k)\mathbf{w}(k).$$

Произведем разделение множителя при $\mathbf{w}^H(k)$ и слагаемого $\mathbf{a}^H(k)\mathbf{w}(k)$:

$$\begin{aligned} j'_2(\mathbf{w}(k)) &= \mathbf{w}(k) - \mathbf{a}(k)\mathbf{a}^H(k)\mathbf{w}(k) + \mathbf{a}(k), \\ j''_2(\mathbf{w}(k)) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{a}^H(k)\mathbf{w}(k) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где $j''_2(\mathbf{w}(k))$ — вектор длины $(N + 2)$, где первые $(N + 1)$ элемента нулевые.

Тогда модель перехода состояния представляется следующим образом:

$$\hat{\mathbf{h}}(k) = \mathbf{F}(k)\hat{\mathbf{h}}(k - 1) + j'_2(\mathbf{w}(k - 1)) + \mathbf{n}_q,$$

где $\mathbf{n}_q$ — белый Гауссовский шум с ковариационной матрицей $\mathbf{Q} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N+2}$, а матрица перехода состояния $\mathbf{F}(k)$ равна:

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & 0 & 0 \\ \mathbf{x}^H(k) & 0 & 0 \\ j'_2(\mathbf{w}(k - 1)) & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Модель измерения имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^H(k)\mathbf{w}(k) \\ j_2(\mathbf{w}(k)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_2(k) \end{bmatrix},$$

где $e_1(k)$ и $e_2(k)$ — остаточные и ограничительные ошибки соответственно, они предполагаются белыми гауссовыми с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 , совместно формирующие ковариационную матрицу остаточных погрешностей:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}.$$

На этапе прогноза в алгоритме UKF-MVDR производится расчёт матрицы сигматочек χ с учётом разброса значений ковариационной матрицы на прошлой итерации:

$$\chi(k - 1) = \begin{cases} \hat{\mathbf{h}}^+(k - 1), & i = 1 \\ \hat{\mathbf{h}}^+(k - 1) + \sqrt{\lambda + N + 1} \cdot \sqrt{\mathbf{P}(k - 1)}, & i = 2, \dots, N + 3 \\ \hat{\mathbf{h}}^+(k - 1) - \sqrt{\lambda + N + 1} \cdot \sqrt{\mathbf{P}(k - 1)}, & i = N + 3, \dots, 2N + 5 \end{cases},$$

где i — номер соответствующего столбца матрицы $\mathbf{x}(k-1)$, $\sqrt{\mathbf{P}}$ — разложение Холецкого ковариационной матрицы процесса.

Далее производится прогноз состояния системы на текущей итерации:

$$\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) = \mathbf{F}(k) \cdot \mathbf{x}_{[:,i]}(k-1),$$

где $[:,i]$ — номер соответствующего столбца матрицы, $i = 1, 2, \dots, 2N+5$.

Затем вычисляются средневзвешенные оценки состояния $\hat{\mathbf{h}}^-(k)$ и ковариационной матрицы $\mathbf{P}^-(k)$:

$$\hat{\mathbf{h}}^-(k) = \sum_{i=1}^{2N+3} \mathbf{w}_{m,(i)} \mathbf{H}_{[:,i]}^-(k),$$

$$\mathbf{P}^-(k) = \sum_{i=1}^{2N+3} \mathbf{w}_{c,(i)} \cdot [\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}^-(k)] \cdot [\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}^-(k)]^H + \mathbf{Q},$$

где $[:,i]$ — номер соответствующего столбца матрицы, (i) — номер соответствующей строки вектора, $\mathbf{w}_m$ и $\mathbf{w}_c$ — весовые коэффициенты вектора состояния и ковариационной матрицы соответственно:

$$\mathbf{w}_m = \begin{cases} \frac{\lambda}{\lambda + N + 2}, & i = 1 \\ \frac{1}{2(\lambda + N + 2)}, & i = 2, 3, \dots, 2N + 5 \end{cases},$$

$$\mathbf{w}_c = \begin{cases} \frac{\lambda}{\lambda + N + 1} + 1 + \alpha^2 + \beta, & i = 1 \\ \mathbf{w}_{m,(i)}, & i = 2, 3, \dots, 2N + 3 \end{cases},$$

где α — параметр разброса сигма-точек, β — параметр, учитывающий предварительные знания о моментах распределения более высоких порядков, $\lambda = \alpha^2(N + \kappa + 1)$ — коэффициент масштабирования, κ — второй параметр масштабирования.

После этого вычисляется матрица взаимных ковариаций $\mathbf{C}(k)$ размерностью $(N+2) \times 2$ и матрица автокорреляционных параметров $\mathbf{S}(k)$:

$$\mathbf{C}(k) = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{2N+5} \mathbf{w}_{c,(i)} \cdot [\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}^-(k)] \cdot [\mathbf{H}_{[N+1,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}_{[N+1,i]}^-(k)]^H \\ \sum_{i=1}^{2N+5} \mathbf{w}_{c,(i)} \cdot [\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}^-(k)] \cdot [\mathbf{H}_{[N+2,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}_{[N+2,i]}^-(k)]^H \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{S}(k) = \begin{bmatrix} s_1(k) & 0 \\ 0 & s_2(k) \end{bmatrix} + \mathbf{R},$$

$$s_1(k) = \sum_{i=1}^{2N+5} \mathbf{w}_{c,(i)} \cdot [\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}^-(k)] \cdot [\mathbf{H}_{[N+1,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}_{[N+1,i]}^-(k)]^H,$$

$$s_2(k) = \sum_{i=1}^{2N+5} \mathbf{w}_{c,(i)} \cdot [\mathbf{H}_{[:,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}^-(k)] \cdot [\mathbf{H}_{[N+2,i]}^-(k) - \hat{\mathbf{h}}_{[N+2,i]}^-(k)]^H$$

Далее производится вычисление матрицы коэффициентов Калмана:

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{C}(k) \mathbf{S}^{-1}(k).$$

На этапе коррекции происходит обновление весовых коэффициентов:

$$\hat{\mathbf{h}}^+(k) = \hat{\mathbf{h}}^-(k) + \mathbf{K}(k) \cdot [d(k) - \hat{\mathbf{z}}^-(k)],$$

где

$$\hat{\mathbf{z}}^-(k) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_{[N+1,i]}^-(k) \\ \hat{\mathbf{h}}_{[N+2,i]}^-(k) \end{bmatrix},$$

а также обновление ковариационной матрицы:

$$\mathbf{P}^+(k) = \mathbf{P}^-(k) + \mathbf{K}(k)\mathbf{S}(k)\mathbf{K}^H(k).$$

Затем цикл повторяется, а оптимальный ВВК элементов АР вычисляется как:

$$\mathbf{w}_{opt} = \hat{\mathbf{h}}^+_{(1:N)}(k).$$

На рисунке 6 приведены сравнения вычислительной сложности и требуемого времени работы алгоритмов ПОС на основе калмановской фильтрации от количества элементов ЦАР N . На рисунке 7 приведены результаты устойчивости алгоритмов к энергетической нестационарности СПО. На рисунке 8 приведены результаты устойчивости алгоритмов к изменению углов прихода полезного сигнала и помех. Разработанный алгоритм обеспечивает увеличение ОСШП минимум на 5,3 дБ по сравнению с известными алгоритмами на основе калмановского решения.

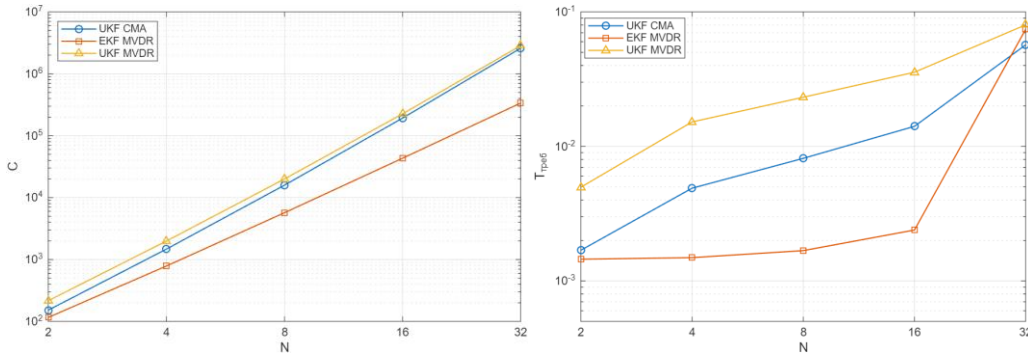


Рис. 6 — Зависимости вычислительной сложности (слева) и времени работы (справа) алгоритмов ПОС на основе калмановской фильтрации от количества элементов ЦАР

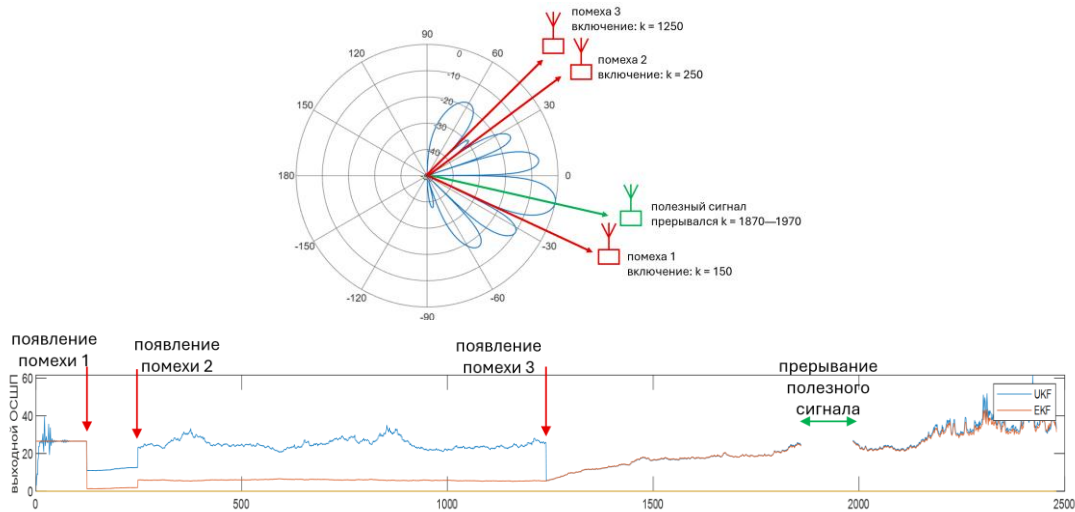


Рис. 7 — СПО эксперимента (сверху) и выигрыш в ОСШП (снизу) алгоритмов ПОС на основе калмановской фильтрации

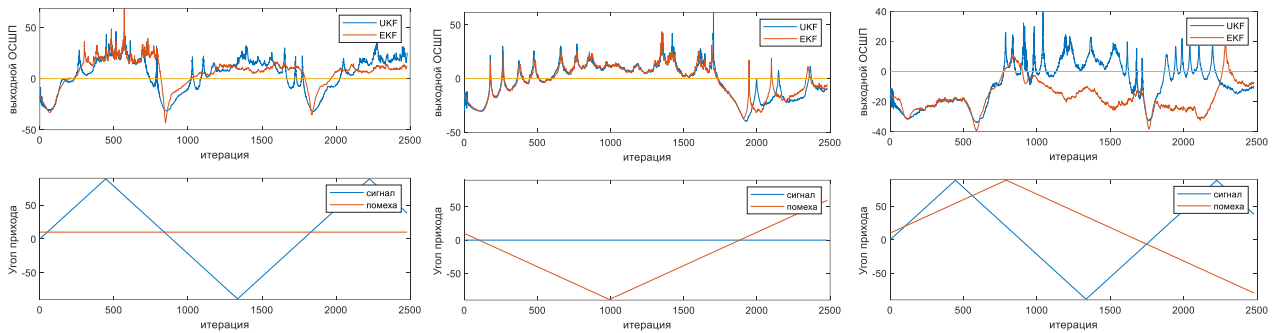


Рис. 8 — Выигрыш в ОСШП (сверху) алгоритмов ПОС на основе калмановской фильтрации и изменения углов прихода сигнала и помехи (снизу)

В случае, если СПО является априорно неизвестной было предложено использование схемы, состоящей из фильтра Калмана для оценки образцового сигнала и алгоритма ПОС (рисунок 9). На рисунке 10 представлены СЗ и СКО выигрыша в ОСШП от ОСШ в канале при использовании различных априорных данных. Предложенная схема обеспечивает близкие показатели ОСШП, что и в случае априорно известной СПО.

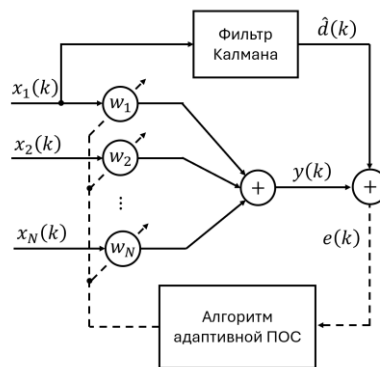


Рис. 9 — Структурная схема ПОС в условиях априорной неопределённости образцового сигнала

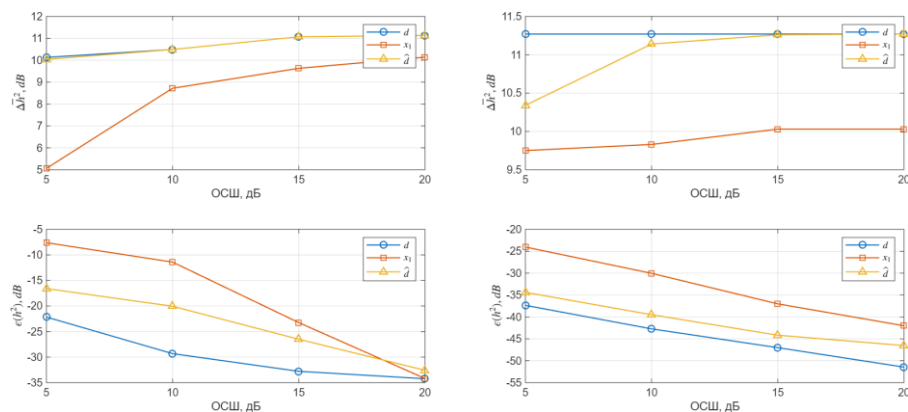


Рис. 10 — Зависимости СЗ и СКО выигрыша в ОСШП от ОСШ в канале связи при использовании различных данных в качестве образцового сигнала для алгоритмов NLMS (слева) и модифицированного RLS (справа)

В случае, если функции системы и наблюдения являются нелинейными, а формирующий шум не белый, целесообразно использование нечувствительного фильтра Калмана (UKF), обладающего минимальным значением СКО оценки. В случае, если цвет формирующего шума априорно неизвестен, вместо истинной ковариационной матрицы формирующего шума можно использовать его

аппроксимацию белым шумом $\hat{\mathbf{Q}} = \sigma_{\text{форм}}^2 \mathbf{I}$. СКО в данном случае увеличивается не более, чем на 25% (таблица 1).

Таблица 1 — СКО оценок алгоритма UKF для истинной и оценочной ковариационной матрицы формирующего шума

Функция измерения		Линейная		Нелинейная	
Ковариационная матрица формирующего шума		Истинная	Оценка	Истинная	Оценка
Формирующий шум	Белый	0,0321	0,0321	0,0508	0,0508
	Коричневый	0,0161	0,0171	0,0256	0,0342
	Розовый	0,0295	0,0377	0,0433	0,0435
	Синий	0,0308	0,0333	0,0491	0,0528
	Фиолетовый	0,0301	0,0333	0,0470	0,0529
	Серый	0,0409	0,0409	0,0504	0,0555

В случае априорно неизвестных функций системы их можно аппроксимировать как $f(\mathbf{x}) = \mathbf{x}$, $g(x) = \mathbf{x}$. Для белого формирующего шума UKF обеспечивается довольно точная оценка вектора системы. Однако в случае цветного формирующего шума, данный подход приводит к потере устойчивости алгоритма в результате накопления ошибок при осуществлении разложения Холецкого. Для повышения устойчивости UKF было рассмотрено использование других методов разложения ковариационной матрицы $\mathbf{P}^+$ (таблица 2).

Таблица 2 — СКО оценок алгоритма UKF при использовании различных методов разложения ковариационной матрицы процесса

Формирующий шум	Метод разложения			
	Холецкого	LU (L)	LU ($\mathbf{U}^H$)	LDL ($L\sqrt{D}$)
Белый	0,0552	0,4788	0,4221	0,0552
Коричневый	Inf	Inf	0,0862	Inf
Розовый	Inf	Inf	0,1339	Inf
Синий	0,0452	0,5238	0,0199	0,0452
Фиолетовый	0,0430	0,5219	0,0199	0,0430
Серый	0,0728	NaN	0,1367	NaN

В случае, если уровень шума наблюдения меняется с течением времени, может быть предложен следующий метод калибровки. Данный метод строится на предположении, что в случае, если полезный сигнал не передается в течение некоторого времени, то весь принятый сигнал является шумом измерения, то есть $\mathbf{z}(k) = \mathbf{n}_i(k)$. В данном методе приёмная сторона отключает передачу полезного сигнала в течении некоторого времени ΔT . При этом для обеспечения непрерывной работы алгоритма адаптации в период ΔT оценка вектора $\hat{\mathbf{x}}(k)$ должна производиться, минуя этап корректировки, либо же используя последнее полученное значение $\mathbf{z}(k)$. В таблице 3 представлены нормированные значения СКО оценки EKF и UKF без периодической калибровки априорной дисперсии шума наблюдения σ_i^2 в условиях линейного увеличения дисперсии АБГШ соразмерно номеру итерации и с периодической калибровкой.

Таблица 3 — СКО оценок алгоритмов EKF и UKF при увеличении дисперсии шума измерения

Калибровка шума измерения	Отсутствует	Присутствует
EKF	0,8391	0,0321
UKF	0,8943	0,0267

Третья глава посвящена методам ПОС на передающей стороне. В данной главе приводится сравнение характеристик алгоритмов ПОС, полученных в результате компьютерного моделирования.

Как правило, в литературе предполагается, что матрица ковариации канала точно известна. Однако на практике это не всегда так, поскольку характеристики матрицы ковариации канала сильно зависят от количества элементов антенной решетки БС и от размера выборки статистических данных. Элементы матрицы оцениваются с неточностями, обусловленными ошибками в канале и конечным объемом обучающей выборки.

Рассмотрим канал восходящей линии с L сотами, каждая из которых включает базовую станцию с M антеннами и N абонентских терминалов с одной антенной. Статистику канала, достаточную для точной оценки вектора канала, можно представить в виде блока статистики с временем наблюдения $T_s = 0,5$ с и полосой пропускания на частоте 2 ГГц $B_s = 10$ МГц. Блок статистики состоит из набора когерентных блоков, в пределах которых характеристики канала остаются постоянными, с длительностью $T_c = 1$ мс и полосой пропускания $B_c = 200$ кГц. Таким образом, общее количество когерентных блоков в блоке статистики составляет:

$$\tau_s = \frac{B_s T_s}{B_c T_c} = \frac{B_s T_s}{\tau_c} = \frac{10^6 \cdot 1}{2 \cdot 10^5 \cdot 10^{-3}} = 2500.$$

При таком большом количестве когерентных блоков вычисление идеального вектора канала занимает много времени. Можно предложить оценить вектор канала с меньшим размером выборки, но в этом случае ковариационная матрица будет либо необратимой, либо плохо обусловленной, что требует применения процедуры регуляризации. При меньшем числе выборки $N_Q < \tau_s$ предлагается использовать следующий алгоритм оценки канального вектора, который состоит из 5 этапов:

1) Вычисление выборочной ковариационной матрицы пилот-сигналов:

$$\hat{\mathbf{Q}}_1^s = \frac{1}{N_Q} \sum_{n=1}^{N_Q} \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n).$$

2) Регуляризация ковариационной матрицы пилот-сигналов, которая представляет собой линейную комбинацию выборочной ковариационной матрицы и её диагонализированной матрицей:

$$\hat{\mathbf{Q}}(\eta) = \eta \hat{\mathbf{Q}}_1^s + (1 - \eta) \hat{\mathbf{Q}}_1^{diag}.$$

3) Вычисление выборочной ковариационной канальной матрицы. Данный метод предполагает использование дополнительных пилот-сигналов для такого большого числа когерентных блоков. Суть метода заключается в том, что дополнительные пилот-сигналы излучают все остальные АТ, за исключением исследуемого, для которого вычисляется вектор канала. Таким образом, оценка выборочной ковариационной матрицы канала представляет собой разность между ковариационной матрицей основных пилот-сигналов и

ковариационной матрицей дополнительных пилот-сигналов:

$$\hat{\mathbf{R}}^s = \hat{\mathbf{Q}}_1^s - \hat{\mathbf{Q}}_2^s.$$

4) Регуляризация ковариационной канальной матрицы:

$$\hat{\mathbf{R}}(\mu) = \mu \hat{\mathbf{R}}^s + (1 - \mu) \hat{\mathbf{R}}^{diag}.$$

5) Вычисление оценки канального вектора:

$$\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{R}}(\mu) \hat{\mathbf{Q}}^{-1}(\eta) \mathbf{y}.$$

На рисунке 11 представлены зависимости нормированной СКО от количества дополнительных пилот-сигналов при различных значениях параметра η и μ . В таблице 4 представлены основные параметры предложенного алгоритма оценки канального вектора, обеспечивающие минимальное значение СКО. Предложенный алгоритм позволяет сократить количество дополнительных пилот-сигналов, требуемых для точной оценки канальной матрицы, в 4–5 раз.

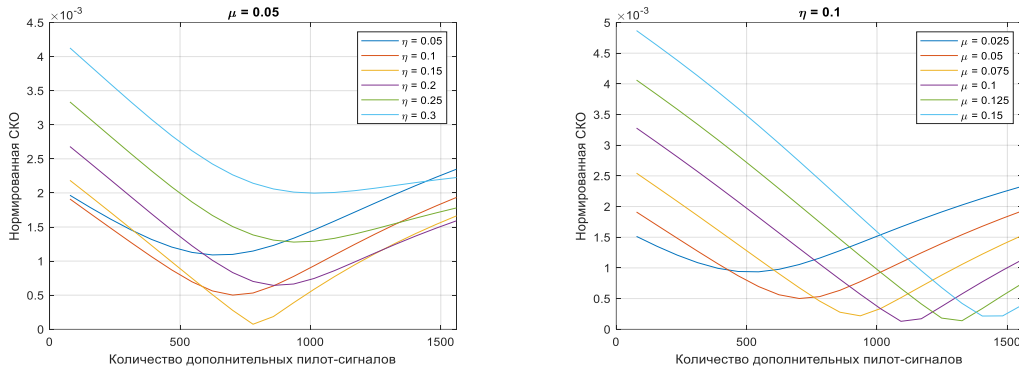


Рис. 11 — Зависимости нормированной СКО от количества дополнительных пилот-сигналов при различных значениях параметра η и μ

Таблица 4 — Основные параметры предложенного алгоритма оценки канального вектора

M	η	μ	$N_Q \text{ треб}$	СКО
2	0,1	0,1	903	$5,25 \cdot 10^{-4}$
4	0,15	0,075	750	$2,67 \cdot 10^{-4}$
8	0,2	0,025	623	$1,55 \cdot 10^{-4}$
16	0,2	0,015	540	$1,09 \cdot 10^{-4}$
32	0,2	0,005	492	$1,01 \cdot 10^{-4}$

Алгоритмы линейного прекодирования заключаются во внесении предскажений в передаваемый сигнал путём умножения на прекодирующую матрицу $\mathbf{P}$. На практике в алгоритмах линейного прекодирования, например, как ZF и MMSE, обращение матрицы Грама $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H$ осуществляется итерационным способом. Среди известных итерационных алгоритмов обращения, наиболее распространёнными являются алгоритм Ньютона, обладающий низкой вычислительной сложностью:

$$\hat{\mathbf{G}}^{-1} = \mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1}(2\mathbf{I} - \mathbf{G}\mathbf{X}_{k-1}),$$

а также алгоритм Чебышёва, обладающий быстрой сходимостью, однако имеющий большую вычислительную сложность:

$$\hat{\mathbf{G}}^{-1} = \mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1}[\mathbf{3I} - \mathbf{G}\mathbf{X}_{k-1}(\mathbf{3I} - \mathbf{G}\mathbf{X}_{k-1})].$$

Для повышения быстродействия была предложена модификация алгоритма Ньютона, заключающаяся в использовании переменного параметра связи λ_k , связывающий

текущую $\mathbf{X}_k$ и предыдущую $\mathbf{X}_{k-1}$ оценки обратной матрицы. Повышение значения параметра λ_k обеспечит большую скорость сходимости на первых шагах итерации, однако, в свою очередь приведёт к более грубой сходимости текущей оценки. Следовательно, необходимо, чтобы параметр связи λ_k постепенно уменьшался с каждой итерацией алгоритма, тем самым обеспечивая плавную подстройку на более поздних итерациях. В таком случае, необходимо ввести дополнительный параметр масштаба ε , влияющий на скорость изменения параметра λ . С учётом предложенных модификаций выражение для оценки обратной матрицы на k -й итерации будет равно:

$$\hat{\mathbf{G}}^{-1} = \mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1}[(\lambda_k + 1)\mathbf{I} - \lambda_k \mathbf{G}\mathbf{X}_{k-1}],$$

$$\lambda_k = \lambda_{k-1}(1 - \varepsilon).$$

В таблице 5 приведена вычислительная сложность итерационных алгоритмов обращения, где N — количество АТ, определяющих размерность матрицы Грама, M — число элементов антенной решётки на БС. Предложенная модификация алгоритма Ньютона обеспечивает выигрыш на 6% в быстродействии по сравнению с известными итерационными алгоритмами, что подтверждается результатами времени работы алгоритмов, приведёнными на рисунке 12.

Таблица 5 — Вычислительная сложность итерационных алгоритмов прекодирования

Алгоритм	Вычислительная сложность
Ньютона	$k_{\text{треб}} 2N^3 + N^2 + MN + M$
Чебышёва	$k_{\text{треб}} 3N^3 + N^2 + MN + M$
Ньютона мод.	$k_{\text{треб}}(2N^3 + N^2) + N^2 + MN + M$

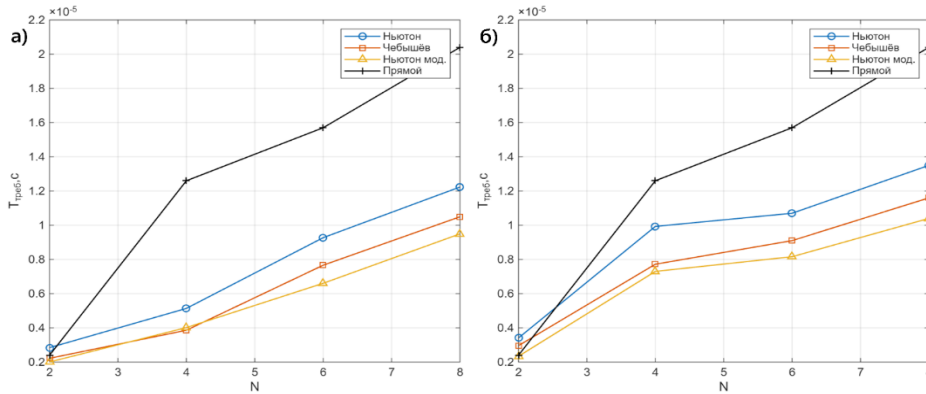


Рис. 12 — Зависимости требуемого времени работы алгоритмов от N для достижения ошибки $e(k) = \text{а) } 10^{-3}, \text{ б) } 10^{-5}$.

Подобно алгоритму линейного прекодирования MMSE, где происходит регуляризация обратной матрицы с целью учёта мощности шума в канале, можно произвести регуляризацию матрицы связи в алгоритме нелинейного прекодирования на основе LQ-разложения. В предложенной модификации канальная матрица $\mathbf{H}$ также раскладывается на нижнюю треугольную матрицу $\mathbf{L}$ и унитарную матрицу $\mathbf{Q}$, и вычисляется матрица коэффициентов усиления для каждого потока как обратная от диагональных элементов $\mathbf{K} = \text{diag}\{\mathbf{L}\}^{-1}$.

Матрица обратной связи вычисляется с учётом мощности шума в канале:

$$\mathbf{B} = \mathbf{K}\mathbf{L} - \alpha\mathbf{I},$$

где $\alpha = 1 + \sigma^2$ — коэффициент, определяемый значением мощности АБГШ в канале σ^2 .

Предложенная модификация алгоритма нелинейного прекодирования на основе LQ-разложения обеспечивает повышение ОСШП на 6 дБ при минимальной

нагруженности канала ($N = 1$) и на 4,1 дБ при максимальной нагруженности канала ($N = M$) (рисунок 13).

Для повышения энергоэффективности при максимальной нагруженности канала был предложен новый алгоритм нелинейного прекодирования на основе сингулярного разложения. В данном алгоритме используются такие матрицы прямой $\mathbf{F}$ и обратной $\mathbf{B}$ связи, которые удовлетворяют следующему выражению для принятого сигнала:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{F}(\mathbf{I} - \mathbf{B})\mathbf{d} + \mathbf{n} = \mathbf{S}\mathbf{d} + \mathbf{n},$$

где $\mathbf{d}$ — вектор полезных сигналов, $\mathbf{x}$ — вектор излучаемых сигналов на элементах ЦАР БС, $\mathbf{n}$ — вектор АБГШ.

Разложим канальную матрицы $\mathbf{H}$ на сингулярную матрицу $\mathbf{S}$ размером $N \times M$ и две унитарные матрицы $\mathbf{U}$ размером $N \times N$ и $\mathbf{V}$ размером $M \times M$, тогда получим следующее выражение:

$$\mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H\mathbf{F}(\mathbf{I} - \mathbf{B}) = \mathbf{S}.$$

Тогда матрица прямой связи будет равна $\mathbf{F} = \mathbf{V}\mathbf{S}^+$, где $\mathbf{S}^+$ — псевдообратная матрица размером $M \times N$ от диагональной матрицы $\mathbf{S}$.

Остаётся найти матрицу обратной связи $\mathbf{B}$, которая должна удовлетворять равенству $\mathbf{U}(\mathbf{I} - \mathbf{B}) = \mathbf{S}$. Отсюда получим:

$$\mathbf{B} = \mathbf{I} - \mathbf{U}^H\mathbf{S}.$$

Разработанный алгоритм позволяет увеличить ОСШП на 5,9 дБ при максимальной нагруженности канала (рисунок 13). Аналогично можно произвести регуляризацию матрицы обратной связи с целью учёта мощности шума в канале, что приводит к увеличению ОСШП на 8,3 дБ:

$$\mathbf{B} = \alpha\mathbf{I} - \mathbf{U}^H\mathbf{S}.$$

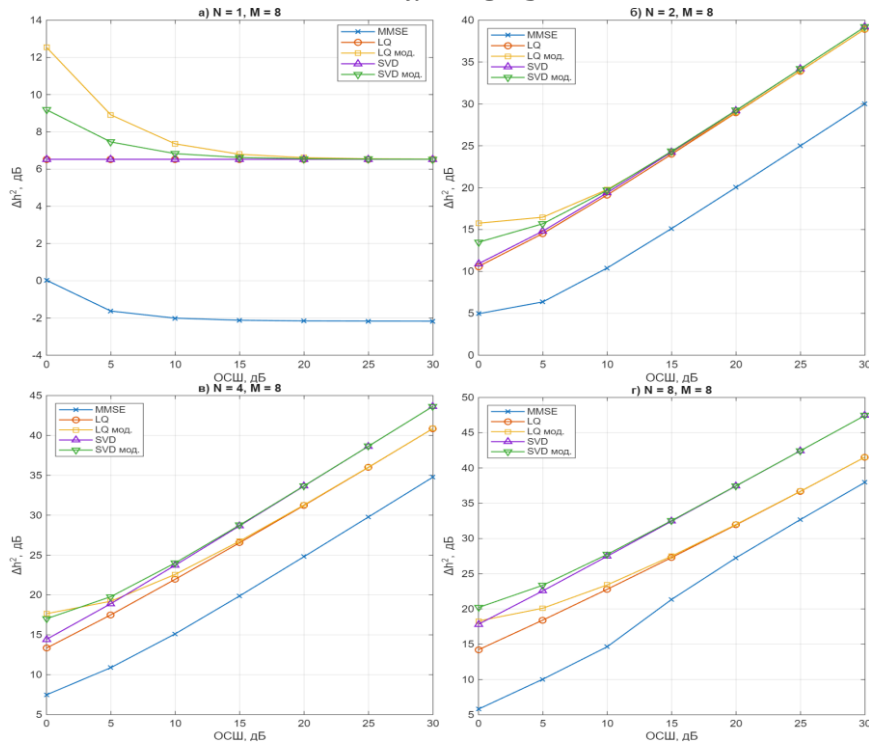


Рис. 13 — Зависимости выигрыша в ОСШП от ОСШ в канале для различных алгоритмов прекодирования при $N =$ а) 1, б) 2, в) 4, г) 8

Использование методов прекодирования на передающей стороне позволяет согласовать передаваемый сигнал с каналом связи путём формирования ортогональных лучей диаграммы направленности в направлении каждого из обслуживаемых АТ. В то же время данный метод приводит к увеличению пик-фактора (PAPR) результирующего сигнала, что в свою очередь приводит к возникновению внутрисполосных и внеполосных искажений. Одним из простейших методов ограничения пик-фактора является метод амплитудного ограничения (АО), который заключается в ограничении амплитуды для каждого элемента вектора передаваемого сигнала $\mathbf{x}(k)$ при превышении некоторого порога $A_{\max}$ с сохранением фазы $\mathbf{x}(k)$:

$$x_{CL,i}(k) = \begin{cases} x_i(k), & |x_i(k)| \leq A_{\max} \\ A_{\max} \cdot e^{j \cdot \arg\{x_i(k)\}}, & |x_i(k)| > A_{\max} \end{cases}.$$

Пороговое значение $A_{\max}$ связано с уровнем ограничения $CL = 10 \lg\{P_{\max}/P_{\text{сред}}\}$.

Другим методом ограничения PAPR является метод выборочного отображения (ВО), который вносит фазовые сдвиги в передаваемую последовательность информационных сигналов $\mathbf{x}(k)$. Метод ВО заключается в создании U независимых реализаций одного и того же вектора информационных сигналов путём умножения вектора $\mathbf{x}(k)$ на матрицу фазовых коэффициентов и состоит из следующих этапов:

- 1) Создание матрицы всевозможных комбинаций фазовых коэффициентов Φ .
- 2) Вычисление PAPR исходной последовательности.
- 3) Вычисление БПФ исходной последовательности $\mathbf{x}(k)$.
- 4) Умножение матрицы Φ по столбцам на БПФ последовательности $\mathbf{x}(k)$.
- 5) Вычисляется ОБПФ новых последовательностей $\tilde{\mathbf{x}}_u(k)$.
- 6) Для каждого из U последовательностей $\tilde{\mathbf{x}}_u(k)$ вычисляется PAPR.
- 7) Результаты значений PAPR исходной последовательности $\mathbf{x}(k)$ и новых $\tilde{\mathbf{x}}_u(k)$ сравниваются между собой. Выбирается та реализация, которая обладает наименьшим значением PAPR.

Было рассмотрено совместное использование методов снижения PAPR и алгоритмов прекодирования для модуляции QPSK. На рисунке 14 представлены графики CCDF при использовании метода АО с различными значениями уровня ограничения CL , а также метода ВО с различным числом реализаций U , которые отображают вероятность возникновения пиков большой амплитуды сигнала. Были получены оптимальные значения $CL = 8$ дБ для метода АО и $U = 32$ для метода ВО, обеспечивающие максимальное снижение пиковой мощности при минимальном уменьшении ОСШП.

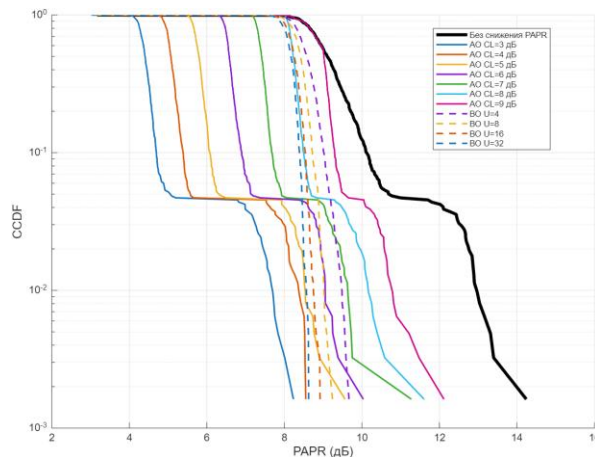


Рис. 14 — Графики CCDF при использовании методов АО и ВО

На рисунках 15–16 представлены зависимости изменения ОСШ $\Delta h_{R\text{APR}}^2$ от ОСШ в канале для методов АО и ВО.

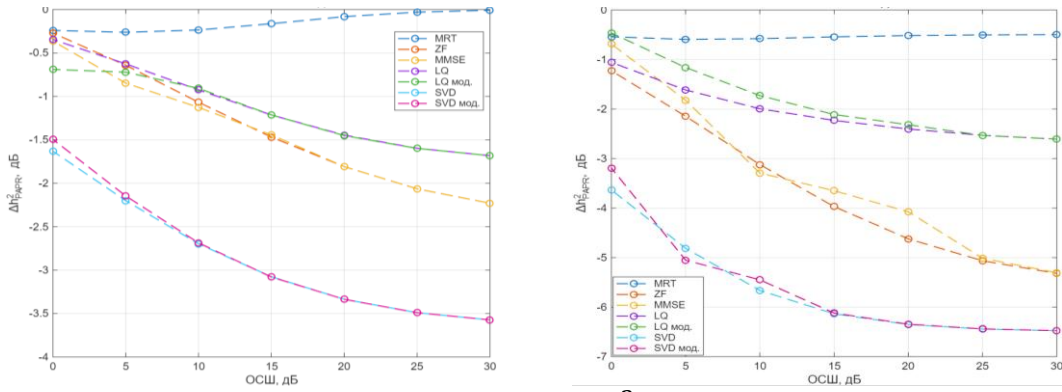


Рис. 15 — Зависимости изменения ОСШ $\Delta h_{R\text{APR}}^2$ от ОСШ в канале алгоритмов прекодирования при использовании АО для $N = 4$ (слева) и $N = 8$ (справа)

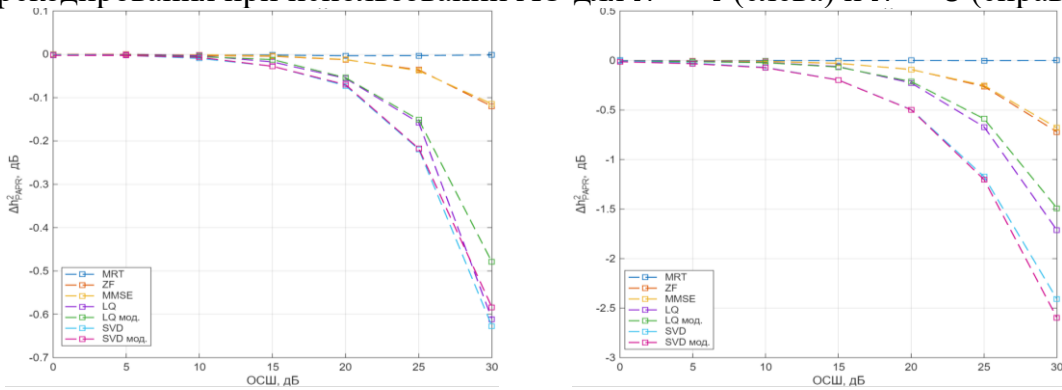


Рис. 16 — Зависимости изменения ОСШ $\Delta h_{R\text{APR}}^2$ от ОСШ в канале алгоритмов прекодирования при использовании ВО для $N = 4$ (слева) и $N = 8$ (справа)

Проведённый анализ совместного использования методов ограничения пик-фактора с алгоритмами прекодирования показывает, что для снижения ОСШП не более чем на 2 дБ рекомендуется использовать метод АО, обладающий простотой реализации, для алгоритма MRT при любой нагрузженности канала, а также для алгоритмов ZF, MMSE и алгоритмов на основе LQ-разложения при низкой или средней нагрузженности канала. В свою очередь, метод ВО, обладающий большей вычислительной сложностью, подходит для алгоритмов на основе сингулярного разложения, а также для остальных рассматриваемых алгоритмов прекодирования при высокой нагрузженности канала.

Четвёртая глава посвящена предложениям по практической реализации алгоритмов ПОС в виде аппаратного комплекса цифровой обработки сигналов (ЦОС) в составе адаптивной антенной решётки (ААР). ААР предусматривает в своём составе 8-элементную решётку, аналоговые усилители радиочастотного тракта и отладочную плату в виде системы на кристалле (СнК), на которой реализована ЦОС, в том числе ПОС для приёмной и передающей стороны.

В качестве методов ПОС при реализации в составе ААР были выбраны три алгоритма:

- быстрый алгоритм LMS с переменным шагом был выбран для работы на приём в односигнальном режиме поскольку обладает минимальным требуемым временем работы среди стационарных алгоритмов;
- алгоритм с итерационным обращением корреляционной матрицы на основе модифицированного алгоритма Ньютона был выбран для работы на приём в

многоканальном режиме поскольку является практическим решением реализации оптимального винеровского решения;

- итерационный алгоритм линейного прекодирования на основе модифицированного алгоритма Ньютона был выбран для работы на передаче поскольку является практическим решением реализации алгоритма ZF.

Данные алгоритмы были реализованы на ПЛИС на языке описания аппаратуры Verilog, что позволяет обеспечить гибкость настройки системы, а также высокое быстродействие за счёт распараллеливания алгоритмов, что в свою очередь удовлетворяет жёстким требованиям к низкой задержке ГСС. На рисунке 17 представлена структурная схема аппаратной реализации ПОС в составе ААР и измерительный комплекс ААР.

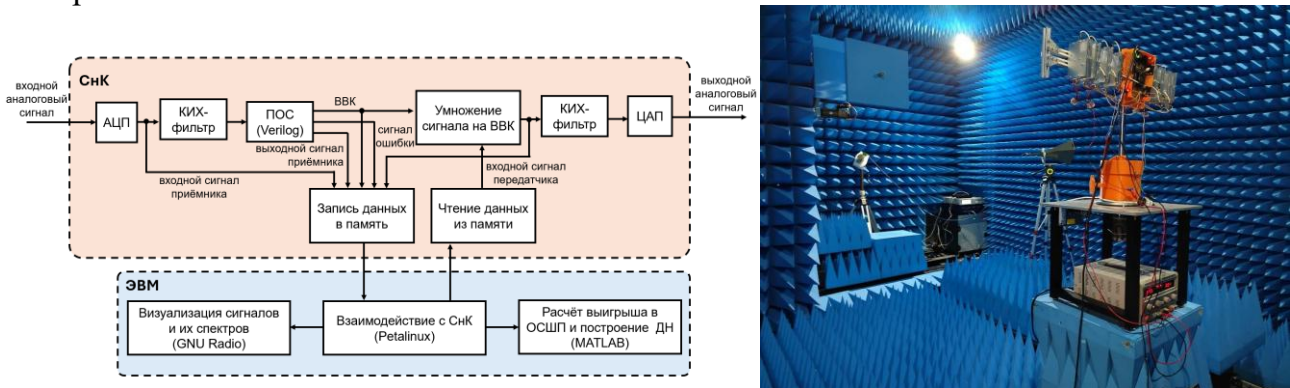


Рис. 17 — Структурная схема аппаратной реализации ПОС (слева) и измерительный комплекс ААР в безэховой камере (справа)

Для проведения работоспособности алгоритма NLMS были проведены натурные испытания: один источник сигнала с выходной мощностью 5 Вт, который устанавливался под углом 0° к нормали испытуемой ААР, и один источник помехи с выходной мощностью 5 Вт и ослаблением аттенюатора -5 дБ, который устанавливался под углом к нормали испытуемой ААР. В таблице 6 представлены значения уровня боковых лепестков (УБЛ) на углах прихода помехи, а также коэффициент совпадения (КС) по критерию Смирнова-Колмогорова характеристик ДН.

Таблица 6 — Результаты натурных испытаний ААР при использовании алгоритма NLMS

Углы прихода источника помехи, град.	УБЛ на углах помехи, дБ		КС, %
	Симуляция в MATLAB	Натурные испытания	
0	-	-	84
10	-7,4	-12,4	79
20	-21	-26,5	81
30	-26	-24	83
40	-18	-18,7	83
50	-30	-24,4	82
60	-25	-20	79

Для алгоритма с обращением корреляционной матрицы были проведены следующие натурные испытания: один источник сигнала с выходной мощностью 5 Вт, который устанавливался под углом 0° к нормали испытуемой ААР, и два источника помехи с выходной мощностью 5 Вт и ослаблением аттенюатора -5 дБ, которые

устанавливались под углом к нормали испытуемой ААР. Результаты испытаний приведены в таблице 7.

Таблица 7 — Результаты натуральных испытаний ААР при использовании алгоритма с обращением корреляционной матрицы

Углы прихода источников помех, град.	Симуляция в MATLAB		Натурные испытания		КС, %
	УБЛ на углах помехи 1, дБ	УБЛ на углах помехи 2, дБ	УБЛ на углах помехи 1, дБ	УБЛ на углах помехи 2, дБ	
10, 20	-24,7	-9,8	-15,2	-12,7	84
10, 30	-26,1	-24,7	-14,7	-22,2	78
10, 40	-24,8	-17,6	-15,3	-20,1	77
20, 30	-35	-20,3	-21,4	-18,9	82
20, 40	-29,8	-21,3	-16,4	-23,3	81
30, 40	-42,1	-19,8	-33,4	-32,7	82

Для алгоритма линейного прекодирования на основе модифицированного алгоритма Ньютона были проведены следующие натурные испытания: два источника сигнала с выходной мощностью 5 Вт, которые устанавливались под углом 0° к нормали испытуемой ААР. Результаты испытаний приведены в таблице 8.

Таблица 8 — Результаты натуральных испытаний ААР при использовании модифицированного алгоритма Ньютона

Углы прихода источника полезного сигнала, град.	Максимальный УБЛ, дБ		КС, %
	Симуляция в MATLAB	Натурные испытания	
0, 10	-17,9	-16,8	94
0, 20	-12,7	-10,9	89
0, 30	-10,4	-2,6	92
0, 40	-15,5	-14,1	91
10, 20	-16,7	-15,4	88
10, 30	-16,6	-15,6	93
10, 40	-10,4	-9,8	90
20, 30	-16,6	-14,24	89
20, 40	-18,3	-15,8	91
30, 40	-15,9	-19,2	84
40, 50	-13,4	-11,9	88

На рисунках 18–22 представлены предложения по реализации методов ПОС в ГСС.

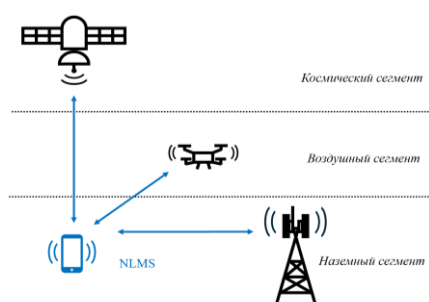


Рис. 18 — Предложения по реализации методов ПОС на АТ

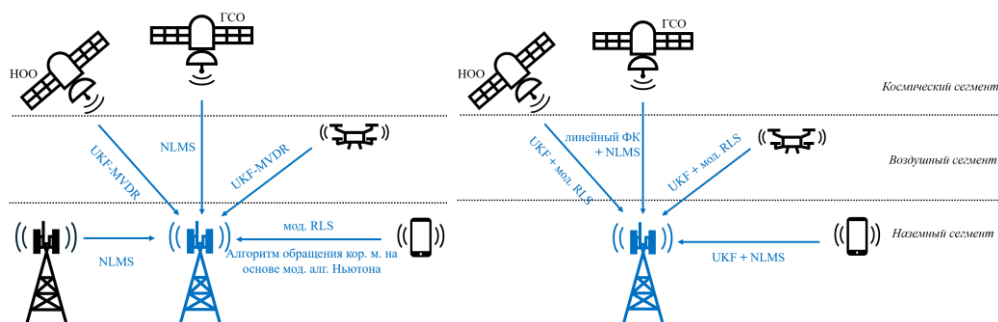


Рис. 19 — Предложения по реализации методов ПОС на БС в режиме на приём в условиях априорно известной (слева) и априорно неизвестной (справа) СПО

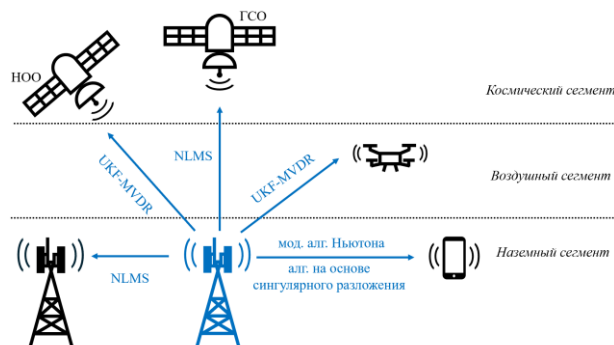


Рис. 20 — Предложения по реализации методов ПОС на БС в режиме на передачу

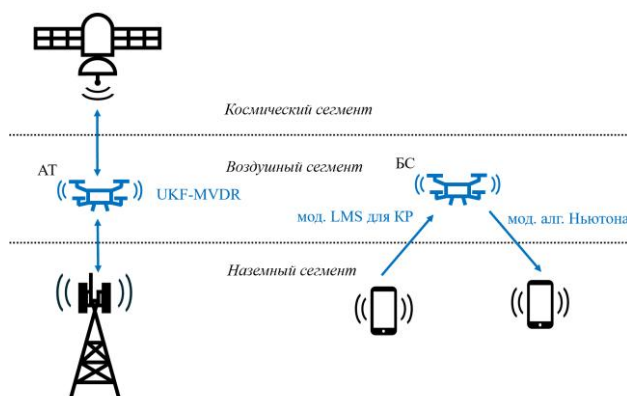


Рис. 21 — Предложения по реализации методов ПОС на БПЛА, используемого в качестве АТ (слева) и БС (справа)

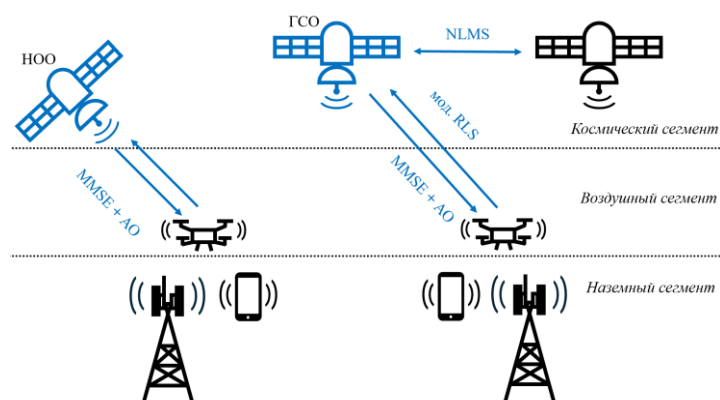


Рис. 22 — Предложения по реализации методов ПОС на КА

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения вышеописанных исследований были решены все поставленные задачи работы и достигнута её цель. Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Предложены модификации стационарных и нестационарных алгоритмов для методов ПОС на приёмной стороне с целью повышения быстродействия. Так по результатам компьютерного моделирования предложенные модификации алгоритма LMS для линейной решётки позволяют повысить устойчивость алгоритма, а также сократить требуемое время работы на 10%, для кольцевой малоэлементной — на 15%. Предложенная модификация алгоритма RLS позволяет сократить время работы алгоритма в 2 раза.
2. Разработан новый нестационарный алгоритм для методов ПОС на приёмной стороне UKF-MVDR на основе несмещённого фильтра Калмана. Разработанный алгоритм показывает наибольшее значение выигрыша в ОСШП по сравнению с существующими алгоритмами, а также демонстрирует устойчивость как к энергетической нестационарности сигналов, так и к одновременному изменению углов прихода полезного сигнала и помех.
3. Предложены схемы адаптивной ПОС на приёмной стороне в условиях априорной неопределённости сигнальной и помеховой обстановки на основе фильтра Калмана и алгоритма адаптивной ПОС. Предложена параметризация несмещённого фильтра Калмана для повышения устойчивости предложенной схемы, а также повышения точности оценки образцового сигнала в условиях нелинейных моделей образцового сигнала и канала связи.
4. Предложены решения по оптимизации методов ПОС на передающей стороне. Модификация алгоритма оценки канальной матрицы с помощью регуляризации ковариационных матриц пилот-сигналов позволяет сократить количество дополнительных пилот-сигналов, требуемых для точной оценки канальной матрицы, в 4–5 раз. Проведена параметризация методов ограничения пик-фактора, а также предложены рекомендации по использованию методов ограничения пик-фактора для рассматриваемых алгоритмов прекодирования.
5. Предложены модификации алгоритмов линейного и нелинейного прекодирования для ПОС на передающей стороне. Предложенная модификация итерационного алгоритма Ньютона позволяет сократить время работы на 20% быстрее по сравнению с классическим алгоритмом Ньютона и на 6% быстрее по сравнению с алгоритмом Чебышёва. Предложенная модификация алгоритма нелинейного прекодирования на основе LQ-разложения, которая заключается в регуляризации матрицы обратной связи, позволяет увеличить ОСШП минимум на 4,1 дБ.
6. Разработаны новые алгоритмы нелинейного прекодирования на основе сингулярного разложения с целью повышения ОСШП при максимальной нагрузке канала. Результаты компьютерного моделирования показывают увеличение ОСШП на 5,9 дБ при максимальной нагрузке канала по сравнению с существующим алгоритмом на основе LQ-разложения.
7. Предложен аппаратно-программный комплекс по реализации алгоритмов ПОС на приёмной и передающей стороне. Рассмотрена реализация предложенного аппаратно-программного комплекса на импортной и отечественной элементной базе. Проведённые натурные испытания свидетельствуют о корректной работе аппаратно-программного комплекса.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК

1. Бойко, И. А. Алгоритмы адаптивной обработки сигналов в геостационарных системах / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, А. Ж. Лялина // Труды учебных заведений. — 2025. — Т. 11, №5. — С. 74-83.
2. Глушанков, Е. И. Реализация алгоритма адаптивного диаграммообразования с обращением корреляционной матрицы на ПЛИС / Е. И. Глушанков, К. О. Коровин, И. А. Бойко // Электросвязь. — 2024. — №12-2. — С. 70-75.
3. Глушанков, Е. И. Реализация алгоритма адаптивного диаграммообразования на ПЛИС / Е. И. Глушанков, Д. И. Кирик, К. О. Коровин, И. В. Царик, И. А. Бойко, О. Ю. Казьмин // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. — 2023. — Т. 11, №1 (40). — С. 19-20.
4. Бойко, И. А. Моделирование градиентного алгоритма адаптации антенной решётки в среде MATLAB / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, Е. А. Рылов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. — 2022. — №. 1. — С. 55-61.

Свидетельства о результатах интеллектуальной деятельности

5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2026689988 Российская Федерация. Программный модуль нелинейного предварительного кодирования с многоканальным входом и многоканальным выходом (MIMO) на основе сингулярного разложения: № 2026690238: заявлено 02.10.2026: опубликовано 02.10.2026 / И. А. Бойко. — 16,33 Кбайт.
6. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025611257 Российская Федерация. Программа моделирования системы MIMO со спектрально кодовыми конструкциями и пространственно-временным кодированием: № 2024692465: заявлено 17.12.2024: опубликовано 17.01.2025 / Д. Д. Некрасов, И. А. Бойко, Е. И. Глушанков. — 24780 Байт.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025689152 Российская Федерация. Программный модуль адаптивного диаграммообразования на основе несмещенного фильтра Калмана UKF-MVDR: № 2025688633: заявлено 24.10.2025 / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков. — 12,37 Кбайт.
8. Патент на изобретение RU 2804839 C1 Российская Федерация. Способ для полнодуплексной системы предварительного кодирования с многоканальным входом и многоканальным выходом (MIMO): № 2023105052: заявлено 03.03.2023: опубликовано 06.10.2023 / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, И. А. Горобцов, Д. И. Кирик, К. О. Коровин, А. В. Шестаков. — 14 с.
9. Патент на изобретение RU 2788589 C1 Российская Федерация. Способ адаптации антенной решетки градиентной процедурой с переменным шагом: № 2021137119: заявлено 14.12.2021: опубликовано 23.01.2023 / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, И. А. Горобцов, Д. И. Кирик, К. О. Коровин, А. В. Шестаков. — 17 с.
10. Патент на изобретение RU 2788589 C9 Российская Федерация. Способ адаптации антенной решетки градиентной процедурой с переменным шагом: № 2021137119: заявлено 14.12.2021: опубликовано 25.05.2023 / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, И. А. Горобцов, Д. И. Кирик, К. О. Коровин, А. В. Шестаков. — 17 с.

11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2021681348 Российская Федерация. Программа модифицированного алгоритма RLS: № 2021680757: заявлено 14.12.2021: опубликовано 21.12.2021 / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, И. А. Горобцов, Д. И. Кирик, К. О. Коровин. — 3072 Байт.

Публикации в изданиях, входящих в международные базы цитирования

12. Boyko, I. A. Nonlinear Precoding Algorithms Based on Matrix Decomposition for Terrestrial Components of Hybrid Communication Networks / I. Boyko, E. Glushankov, A. Vladyko // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation: IEEE, 2026 P. 1-6.
13. Boyko, I. Methods of Adaptive Signal Processing in Hybrid Network Communication / I. Boyko, I. Gorobtsov, E. Glushankov, A. Vladyko // 2025 IEEE XVII International Scientific and Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation: IEEE, 2025. P. 1-5.
14. Glushankov, E. Methods to Improve the Accuracy of State Estimation in Nonlinear Kalman Filter in Case of a Priori Uncertainty / E. Glushankov, I. Boyko, D. Kirik, K. Korovin, A. Shchedrin // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation: IEEE, 2024. P. 1-6.
15. Glushankov, E. I. Spatial Signal Processing in Centrally Symmetric Linear and Circular Antenna Arrays / E. I. Glushankov, D. I. Kirik, A. A. Khrenov, K. O. Korovin and I. A. Boyko // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation: IEEE, 2022. P. 1-5.
16. Glushankov, E. I. Channel Vector Estimation Using Covariance Matrices Regularization Method / E. I. Glushankov, I. A. Boyko, D. I. Kirik, K. O. Korovin // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Arkhangelsk, Russian Federation: IEEE, 2022. P. 1-4.
17. Glushankov, E. Development of a Modified Newton Iteration Algorithm for massive MIMO systems with precoding and its study in MATLAB environment / E. Glushankov, I. Boyko, D. Kirik, K. Korovin // Journal of Physics: Conference Series. — IOP Publishing, 2022. — Vol. 2291, No. 1. — P. 012011.
18. Glushankov, E. I. Algorithms for Multiple Signals Adaptive Processing in Radio Engineering Systems Antenna Arrays / I. A. Boyko, E. I. Glushankov, D. I. Kirik, K. O. Korovin, E. A. Rylov // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Kaliningrad, Russia: IEEE, 2021. P. 1-6.
19. Glushankov, E. Optimization of Fan-Beam Radiation Pattern of Cylindrical Phased Array / E. Glushankov, K. Korovin, I. Gorobtsov, I. Boyko, D. Kirik // 2021 13th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), Brno, Czech Republic: IEEE, 2021. P. 224-229.

Публикации в других изданиях и сборниках научных трудов и конференций

20. Бойко, И. А. Методы адаптивной обработки сигналов в гибридных сетях связи / И. А. Бойко, А. Г. Владыко, Е. И. Глушанков, И. А. Горобцов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2025): сборник научных статей XIV Международной научно-технической и научно-методической конференции. — Санкт-Петербург, 25-27 июня 2025. — Т. 2. — С. 254-259.

21. Глушанков, Е. И. Современное состояние и перспективы развития адаптивных антенных комплексов в радиотехнических системах / Е. И. Глушанков, К. О. Коровин, И. А. Бойко, М. Г. Борисов // Вестник СПбГУТ. — 2024. — Т. 2, №1. — С. 9.
22. Щедрин, А. А. Исследование калмановских алгоритмов фильтрации в целях адаптивного диаграммообразования / А. А. Щедрин, И. А. Бойко, Е. И. Глушанков // Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио: материалы конференции. — Санкт-Петербург, 22-26 апреля 2024. — № 1(79). — С. 3-5.
23. Бойко, И. А. Методы оценки шума измерения приемной адаптивной антенной решетки, работающей на принципах калмановской фильтрации / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, А. А. Щедрин // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2023): сборник лучших докладов. — Санкт-Петербург, 5-7 декабря 2023. — Т. 1. — С. 88-94.
24. Бойко, И. А. Адаптивное диаграммообразование в условиях неопределённости эталонного сигнала, оцениваемого фильтром Калмана / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2023): сборник научных статей XII Международной научно-технической и научно-методической конференции. — Санкт-Петербург, 28 февраля – 1 марта 2023. — Т. 1. — С. 87-91.
25. Бойко, И. А. Модифицированный алгоритм Ньютона в системах massive MIMO с прекодированием / И. А. Бойко, И. А. Глушанков // XVII Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления»: материалы докладов Международной научно-практической конференции. — Томск, 19-21 ноября 2021. — Т. 2. — С. 255-258.
26. Бойко, И. А. Моделирование градиентного алгоритма адаптации антенной решетки в среде MATLAB / И. А. Бойко, Е. И. Глушанков, Е. А. Рылов // X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция "Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании" (АПИНО 2021): сборник научных статей. — Санкт-Петербург, 24-25 февраля 2021. — Т. 3. — С. 49-54.
27. Бойко, И. А. Моделирование устойчивых адаптивных БИХ-фильтров // XIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция "Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании" (АПИНО 2024): сборник научных статей. — Санкт-Петербург, 24-25 февраля 2021. — Т. 3. — С. 69-73.

Отчёты о НИР

28. Шестаков А.В., Громова Н.Н., Кучерявый А.Е., Бойко И.А. и др. Прикладные научные исследования в области создания сетей связи 2030, включая услуги телеприсутствия с сетевой поддержкой, и экспериментальная проверка решений при подготовке отраслевых кадров. Вторая очередь. Шифр «Телепорт-2030». Этап 2. Отчет о НИР. 2022. — 660 с. Номер государственной регистрации: 122020100465-3.
29. Шестаков А.В., Громова Н.Н., Кучерявый А.Е., Бойко И.А. и др. Прикладные научные исследования в области создания сетей связи 2030, включая услуги телеприсутствия с сетевой поддержкой, и экспериментальная проверка решений при подготовке отраслевых кадров. Вторая очередь. Шифр «Телепорт-2030». Этап 1. Отчет о НИР. 2022. — 660 с. Номер государственной регистрации: 122020100465-3.

30. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 9. Отчет о НИР. 2023. — 1317 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.
31. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 8. Отчет о НИР. 2023. — 152 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.
32. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 7. Отчет о НИР. 2023. — 250 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.
33. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 6. Отчет о НИР. 2022. — 210 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.
34. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 5. Отчет о НИР. 2022. — 182 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.
35. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 4. Отчет о НИР. 2022. — 248 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.
36. Кирик Д.И., Глушанков Е.И., Коровин К.О., Бойко И.А. и др. Исследование и отработка современных технологий проектирования адаптивных («умных») антенн и поиска решений для систем связи будущего. Шифр «Растр». Этап 3. Отчет о НИР. 2021. — 154 с. Номер государственной регистрации: 121032500118-8.