

На правах рукописи

A handwritten signature in black ink, consisting of stylized Cyrillic letters, is written over a horizontal line.

НГУЕН ТЬЕН ФАТ

**АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
НА ФОНЕ КОМБИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ
С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ МОЩНОСТЬЮ
НЕКОРРЕЛИРОВАННОЙ КОМПОНЕНТЫ**

05.12.04 — Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Рязань 2015

Работа выполнена на кафедре радиотехнических систем ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет» (ФГБОУ ВПО «РГРТУ», РГРТУ).

- Научный руководитель Андреев Владимир Григорьевич,
доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиотехнических систем ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет», г. Рязань.
- Официальные оппоненты: Бузыкканов Сергей Николаевич, доктор технических наук, ведущий инженер ключевых проектов ООО «Техкомпания Хуавей», г. Москва;
Кривченков Дмитрий Николаевич, кандидат технических наук, ведущий инженер ОАО «Государственный рязанский приборный завод», г. Рязань.
- Ведущая организация ФГБОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (ВлГУ), г. Владимир.

Защита состоится «15» мая 2015 года в 12 часов на заседании диссертационного совета Д 212.211.04 в ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет» по адресу: 390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

С диссертацией можно ознакомиться в научной библиотеке ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет».

Автореферат разослан «_____» _____ 2015 года.

Учёный секретарь диссертационного совета
д-р техн. наук, доцент



Г.В. Овечкин

Общая характеристика работы

Актуальность темы исследования состоит в необходимости повышения качественных показателей систем обработки и передачи радиотехнических сигналов на фоне комбинированных (аддитивной смеси коррелированных и некоррелированных) помех в условиях изменения мощности шума (некоррелированной компоненты мешающего процесса). В современные высокоэффективные методы адаптивной обработки радиотехнических сигналов на фоне помех большой вклад внесли работы Дженкинса Г., Ватса Д., Марпла-мл. С.Л., Уидроу Б., Джонсона К.Р., Четера З.Р., Макмиллана Р.Н., Стирнза С., Ван Три-са Г.Л., Меркулова В.И., Ширмана Я.Д., Куликова Е.И., Джигана В.И., Витязева В.В., Канащенкова А.И., Сергиенко А.Б., Шинакова Ю.С., Трифонова А.П., Зверева В.А., Бакулева П.А., Лихарева В.А., Тихонова В.И., Кириллова С.Н., Кошелева В.И, Тартаковского А.Г. и других исследователей.

Комбинированные помехи часто наблюдаются в радиотехнических системах передачи информации, что снижает эффективность их функционирования: уменьшается дальность действия, ухудшаются точность и условия синхронизации и пр., т.е. комбинированные помехи снижают технические и эксплуатационные характеристики радиосистем. Существуют специально организованные мероприятия, затрудняющие радионаблюдаемость полезных объектов, естественные шумы эфира и приёмного тракта, а также искусственные источники непреднамеренных помех, нарушающие работу радиотехнических систем. Так, для радиосистем передачи информации и для систем управления воздушным движением характерно одновременное присутствие на входе приёмных устройств мешающих коррелированных воздействий и некоррелированных шумов от различных источников (наземное и бортовое радиооборудование, промышленные помехи и т.д.). Кроме того, в медицине, например при обработке кардиосигналов, характерно мешающее воздействие комбинированных помех на сигналы, снимаемые кардиодатчиками, что снижает достоверность медицинской диагностики.

Борьба с комбинированными мешающими процессами заключается в «обелении» коррелированной помеховой компоненты до уровня некоррелированного шума. Оптимальное решение предполагает для оценки параметров обеляющего фильтра пересчёт коэффициентов обратной корреляционной матрицы комбинированных помех при изменении уровня мощности некоррелированной компоненты, что сопряжено со значительными вычислительными затратами. Поэтому на практике часто отказываются от оперативной адаптации к изменяюще-

муса уровню шума, что приводит к недоиспользованию потенциальных возможностей алгоритмов обработки радиотехнических сигналов. Так, при отсутствии адаптации к изменяющейся мощности некоррелированной компоненты снижается значение вероятности D правильного обнаружения полезных сигналов на фоне комбинированных помех. Отметим, что величина мощности некоррелированного шума в ряде практических приложений может быстро и значительно изменяться во времени из-за вариаций окружающей помеховой обстановки (включение и выключение источников шума, уход от направления на них максимумов лепестков диаграммы направленности антенны при сканировании и т.п.), а коррелированная мешающая компонента менее вариабельна.

Цель и задачи работы: синтез и анализ адаптивных алгоритмов обработки радиотехнических сигналов на фоне комбинированных помех для сокращения вычислительных затрат на реализацию адаптивной фильтрации при изменении мощности мешающей некоррелированной компоненты и ограничениях на вычислительные затраты.

Для достижения цели исследования необходимо решить следующие **задачи**.

1. Синтезировать вычислительно эффективные адаптивные алгоритмы подавления комбинированных помех с изменяющимся динамическим диапазоном.

2. Разработать адаптивный рекуррентный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех, дающий возможность повысить среднюю вероятность обнаружения полезных сигналов по сравнению с известным решением.

3. Модифицировать итеративный алгоритм выделения сигналов на фоне помех для уменьшения числа итераций для получения результата адаптации к изменяющейся мощности некоррелированного шума.

Методы исследований: основаны на теории цифровой адаптивной обработки сигналов, математического анализа и статистики, статистической теории радиотехнических систем, матричного исчисления, спектрального анализа сигналов, параметрического моделирования случайных процессов. Кроме теоретических расчётов были, проведены исследования на основе имитационного моделирования, полунатурных экспериментов.

Научная новизна диссертации заключается в следующем.

1. Обоснованы адаптивные алгоритмы подавления комбинированных помех, сокращающие вычислительные затраты (количество арифметических операций) по сравнению с оптимальным адаптивным алгоритмом.

2. Получен адаптивный рекуррентный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех, дающий возможность сократить вычислительные затраты на адаптацию к изменяющейся мощности некоррелированных шумов или увеличить среднюю вероятность обнаружения полезных сигналов по сравнению с известными решениями.

3. Модифицирован итеративный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех для повышения средней вероятности правильного обнаружения полезных сигналов при заданном числе шагов адаптации или сокращающий их число по сравнению с известными рекуррентными процедурами при сохранении эффективности обработки.

Достоверность полученных результатов подтверждена корректным использованием математического аппарата, проведением компьютерного имитационного моделирования функционирования синтезированных алгоритмов; натурными и полунатурными экспериментами; совпадением результатов диссертационной работы в частных случаях с ранее известными данными; практическим использованием результатов диссертации в программно-аппаратных средствах обработки радиотехнических сигналов.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Адаптивные алгоритмы подавления комбинированных помех сокращают в 1,2...9 раз вычислительные затраты (количество арифметических операций) по сравнению с оптимальным адаптивным алгоритмом путём уменьшения числа адаптируемых параметров при сохранении требуемой эффективности подавления.

2. Рекуррентный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех даёт возможность сократить в 1,6...11,7 раз вычислительные затраты на адаптацию к изменяющейся мощности некоррелированных шумов или увеличить среднюю вероятность обнаружения полезных сигналов на 10 %...20 % по сравнению с известным решением за счёт учёта оценки мощности шума при расчёте коэффициентов обратной корреляционной матрицы комбинированных помех.

3. Модифицированный итеративный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех обеспечивает выигрыш на 5 %...12,5 % в средней вероятности обнаружения полезных сигналов или уменьшает в 1,7...2 раза число итераций для получения результата адаптации к уровню некоррелированных шумов по сравнению с известным подходом за счёт учёта при выборе начальных условий априорной информации о параметрах коррелированных помех.

Внедрение научных результатов диссертационной работы произведено в разработки ООО «СНИ» на базе ЗАО «Рязанская радио-

электронная компания» и в учебный процесс РГРТУ, о чём получены соответствующие акты внедрения.

Апробация работы произведена в форме научных докладов по основным результатам диссертационной работы и дискуссий, которые проходили на следующих научных конференциях: 61-й Международной молодежной научно-технической конференции «Молодежь. Наука. Инновации» (г. Владивосток, 2013 г.); Международных научно-практических конференциях «Наука и образование в XXI веке» (г. Тамбов, 2013 г., 2014 г.); XXVI и XXVII Всероссийских научно-технических конференциях студентов, молодых ученых и специалистов «Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы» (г. Рязань, 2013 г., 2014 г.); XIV Международной научно-технической конференции «Информационно-вычислительные технологии и их приложения» (г. Пенза, 2014 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 16 печатных научных работ, в том числе 6 статей в изданиях, входящих в список ВАК, 6 тезисов докладов на конференциях различного, в том числе международного, уровня, 3 статьи в научных журналах, 1 свидетельство о регистрации программ для ЭВМ в Российском фонде регистрации программ для ЭВМ, баз данных, топологий ИМС.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, трёх глав, заключения, библиографического списка из 150-ти наименований и 2-х приложений. Диссертация содержит 117 страниц, в том числе 88 страниц основного текста, 5 таблиц и 20 рисунков.

Содержание диссертации

Во введении обосновывается актуальность темы диссертационных исследований, формулируются цели и задачи исследований, приводятся основные положения, выносимые на защиту, описывается научная новизна и практическая ценность диссертационной работы.

В первой главе предлагаются и анализируются адаптивные алгоритмы оценки коэффициентов нерекурсивного фильтра подавления комбинированных помех.

Постановка задачи предполагает представление корреляционной матрицы \mathbf{R} комбинированного мешающего процесса как суммы коррелированной \mathbf{R}_c и некоррелированной $P_n \mathbf{I}$ компонент соответственно:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_c + P_n \mathbf{I}, \quad (1)$$

где \mathbf{R} — $(q+1) \times (q+1)$ -мерная корреляционная матрица комбинированных помех, q — порядок нерекурсивного обесцвечивающего фильтра; \mathbf{R}_c — $(q+1) \times (q+1)$ -мерная корреляционная матрица коррелированной компоненты мешающего процесса с нормированной к единице дисперсии

ей; P_n — относительная мощность шума (некоррелированной компоненты), \mathbf{I} — единичная матрица.

При нормировке к единице первого коэффициента импульсной характеристики $[1; \mathbf{a}_w]$ обесляющего фильтра вектор \mathbf{a}_w его параметров может быть определен следующим образом:

$$\mathbf{R} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_w^2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где σ_w^2 — дисперсии возбуждающего шума, $\mathbf{0}$ — q -мерный нулевой вектор-столбец.

Пуём удаления верхнего уравнения из системы (2) линейных уравнений можно, с учётом теплицевости и эрмитовости корреляционной матрицы \mathbf{R} , преобразовать (2) к виду:

$$\begin{bmatrix} R_1 & P_c + P_n & R_1^* & \cdots & R_{q-1}^* \\ \vdots & R_1 & P_c + P_n & \ddots & \vdots \\ R_{q-1} & \vdots & \ddots & \ddots & R_1^* \\ R_q & R_{q-1} & \cdots & R_1 & P_c + P_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_w \end{bmatrix} = \mathbf{0}, \quad (3)$$

где R_k — коэффициенты корреляции помехи, $k = 1, 2, \dots, q$; P_c — мощность (дисперсия) помехи; * — знак комплексного сопряжения. Для нахождения параметров \mathbf{a}_w обесляющего фильтра преобразуем систему линейных уравнений (3):

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ \vdots \\ R_{q-1} \\ R_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_c + P_n & R_1^* & \cdots & R_{q-1}^* \\ R_1 & P_c + P_n & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & R_1^* \\ R_{q-1} & \cdots & R_1 & P_c + P_n \end{bmatrix} \mathbf{a}_w = \mathbf{0}$$

или

$$(\widetilde{\mathbf{R}}_c + P_n \mathbf{I}) \mathbf{a}_w = -\mathbf{r}, \quad (4)$$

где $\widetilde{\mathbf{R}}_c$ — корреляционная матрица, аналогичная представленной в выражении (1) матрице \mathbf{R}_c , мерность которой сокращена до $(q \times q)$; $\mathbf{r}^T = [R_1; R_2; \dots; R_q]$ — автокорреляционная последовательность (дискретная автокорреляционная функция) мешающего коррелированного процесса, T — знак транспонирования.

Определение параметров \mathbf{a}_w обесляющего фильтра из (4) сводится к виду:

$$\mathbf{a}_w = -\widetilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{r}, \quad (5)$$

где $\tilde{\mathbf{R}}$ — корреляционная матрица, аналогичная представленной в выражении (1) матрице \mathbf{R} , мерность которой сокращена до $(q \times q)$.

Вектор $\mathbf{a}^T = [a_1; a_2; \dots; a_q]$ представляет собой коэффициенты импульсной характеристики обеляющего нерекурсивного фильтра q -го порядка при нормировке к единице нулевого коэффициента $a_0 = 1$. Определение вектора \mathbf{a} производится по аналогичному (5) выражению:

$$\mathbf{a} = -\tilde{\mathbf{R}}_c^{-1} \mathbf{r}. \quad (6)$$

Выражение (6) представляет собой оптимальное решение в случае отсутствия воздействия некоррелированных помех на вход приёмника, т.е. $\mathbf{a} = \mathbf{a}_w$ при $P_n = 0$.

Адаптивный алгоритм А. Сокращение вычислительных затрат путём введения корректирующего множителя χ при синтезе адаптивного обеляющего фильтра в условиях изменения мощности P_n некоррелированных помех.

Предлагается найти поправочный коэффициент χ , являющийся функцией уровня мощности P_n шума. Произведение коэффициента χ и известного вектора \mathbf{a} весовых коэффициентов фильтра приблизительно равно вектору \mathbf{a}_w обеляющего фильтра: $\chi \mathbf{a} \approx \mathbf{a}_w$ или

$$\chi \mathbf{a} = \mathbf{a}_w + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (7)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}$ — вектор невязки.

Для определения множителя χ используется критерий минимума квадрата модуля q -мерного вектора $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки

$$\boldsymbol{\varepsilon} = (\tilde{\mathbf{R}}_c + P_n \mathbf{I}) \mathbf{a} \chi + \mathbf{r},$$

т.е. минимума среднеквадратической ошибки:

$$\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon} \rightarrow \min_{\chi \in \mathbb{C}}, \quad (8)$$

где \mathbb{C} — пространство комплексных чисел. Множитель χ , при котором выполняется требование (8), соответствует оптимальному значению $\chi_{\text{опт}}$.

Для определения минимума функции $\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon}(\chi)$ возьмем производную по χ и приравняем ее к нулю:

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon}}{d\chi} = 2\chi(-\mathbf{r} + P_n \mathbf{a})^{T*} (-\mathbf{r} + P_n \mathbf{a}) + 2 \operatorname{Re}\{(-\mathbf{r} + P_n \mathbf{a})^{T*} \mathbf{r}\} = 0, \quad (9)$$

где $\operatorname{Re}\{\bullet\}$ — оператор выделения действительной части. Решение уравнения (9) имеет вид:

$$\chi_{\text{опт}} = -[(-\mathbf{r} + P_n \mathbf{a})^{T*} (-\mathbf{r} + P_n \mathbf{a})]^{-1} \operatorname{Re}\{(-\mathbf{r} + P_n \mathbf{a})^{T*} \mathbf{r}\}. \quad (10)$$

Вычисление коэффициента $\chi_{\text{опт}}$ в соответствии с выраженным (10) требует использования операции обращения величины

$(-\mathbf{r}+P_n\mathbf{a})^{T*}(-\mathbf{r}+P_n\mathbf{a})$, которая представляет собой свёртку векторов и вырождается в скаляр. Таким образом, определение коэффициента χ_{opt} не предполагает осуществления операции обращения матрицы.

Для подтверждения факта наличия глобального минимума целевой функции $\boldsymbol{\varepsilon}^{T*}\boldsymbol{\varepsilon}(\chi)$ проанализируем знак её второй производной:

$$\frac{d^2\boldsymbol{\varepsilon}^{T*}\boldsymbol{\varepsilon}}{d\chi^2} = (-\mathbf{r}+P_n\mathbf{a})^{T*}(-\mathbf{r}+P_n\mathbf{a}) = |-\mathbf{r}+P_n\mathbf{a}|^2 > 0. \quad (11)$$

Из выражения (11) следует, что вторая производная целевой функции неотрицательна при ненулевой длине вектора $(P_n\mathbf{a} - \mathbf{r})$, что подтверждает оптимальность полученного решения.

Сравним вычислительные затраты на адаптацию при оптимальном и предлагаемом решениях. В таблице 1 приведены приближенные формулы для оценки вычислительных затрат. Положим, что m — число изменений относительной мощности P_n шума ($m \geq 0$) на интервале наблюдения при сохранении статистических свойств коррелированной компоненты ($\mathbf{R}_c = \text{const}$).

Таблица 1 — Вычислительные затраты

Оптимальный алгоритм	Предлагаемый алгоритм
Общее количество арифметических операций	
$(m+1)(q+1)^3 + (m+1)(q+1)$	$(m+1)(6q+2)$

Из анализа таблицы 1 следует, что при втором порядке $q = 2$ фильтра и значении $m = 1$ изменения величины P_n выигрыш в вычислительных затратах составляет 2,1 раз, при $m = 5$, $q = 4$ — 5 раз, а при $m = 10$, $q = 6$ — 9 раз.

Для оценки эффективности функционирования предлагаемого решения использован критерий Неймана—Пирсона, который предполагает максимизацию вероятности D правильного обнаружения полезных сигналов при заданной вероятности F ложной тревоги. Произведено сравнение характеристик обнаружения полезных сигналов для радиотехнических систем, реализующих известное, оптимальное и предлагаемое решения. Оценим среднюю по вероятным частотам сигнала вероятность \bar{D} его правильного обнаружения при $F = 10^{-6}$, порядке фильтра $q = 2$, мощности $P_n = 10^{-1}$ мешающей некоррелированной компоненты, относительной ширине $\Delta FT = 0,1$ спектра коррелированной помехи и относительной ширине $\Delta F_s T = 0,01$ спектра полезного сигнала. На рисунке 1 представлены зависимости средней вероятности \bar{D} правильного обнаружения от отношения Q сигнал-(помеха+шум).

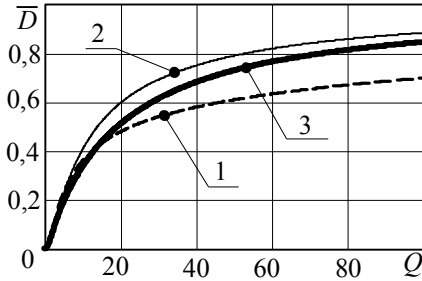


Рисунок 1 — Зависимости средней вероятности обнаружения полезного сигнала от отношения сигнал-(помеха+шум)

Предлагаемый алгоритм адаптации коэффициентов нерекурсивного фильтра подавления целесобразно использовать при малых порядках фильтра (2...6), на уровнях мощности P_n некоррелированных мешающих компонентов, соизмеримых с уровнем мощности P_c коррелированной помехи и при обнаружении полезных сигналов, относительные частоты F_s которых близки к частотам F_c коррелированной помехи. Показано, что выигрыш в средней вероятности правильного обнаружения полезных сигналов составляет 10 %...20 % по сравнению с известным фильтром подавления помех, а выигрыш в вычислительных затратах составляет от 2,1 до 9 раз по сравнению с оптимальным решением.

Адаптивный алгоритм В предполагает сокращение вычислительных затрат путём введения поправочного вектора χ при синтезе адаптивного обеляющего фильтра в условиях изменения мощности P_n некоррелированных помех.

Поправочный вектор, например двумерный $\chi^T = [\chi_1; \chi_2]$, домножается на дополнительную матрицу \mathbf{M} и известную диагональную матрицу $\text{diag}(\mathbf{a})$ так, что произведение приблизительно равно вектору \mathbf{a}_w обеляющего фильтра:

$$\text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}\chi \approx \mathbf{a}_w, \quad (12)$$

где \mathbf{M} — $[(q+1) \times 2]$ -мерная дополнительная матрица, имеющая вид:

$$\mathbf{M}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & | & 1 & 0 & | & \dots & | & 1 & 0 \\ 0 & 1 & | & 0 & 1 & | & \dots & | & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Структура дополнительной матрицы \mathbf{M} подобрана эмпирически, исходя из наилучшего качества подавления комбинированных помех по введённому ниже критерию. Фактически матрица \mathbf{M} распределяет компоненты $\chi_1; \chi_2$ поправочного вектора χ таким образом, что вектор $\mathbf{a}^T = [a_1; a_2; \dots; a_q]$ в выражении (12) подвержен домножениям на χ_1 сво-

их нечётных коэффициентов, а чётные домножаются на χ_2 . Подобную структуру матрицы \mathbf{M} можно объяснить тем, что, как следует из выражения (2), аппроксимируемый вектор $[1; \mathbf{a}_w]^T$ представляет собой с точностью до постоянной крайний левый вектор-столбец матрицы \mathbf{R}^{-1} , а обратная матрица формируется из знакопеременных миронов $A_{j,k}$ (алгебраических дополнений матрицы \mathbf{R}):

$$\mathbf{R}^{-1} = G[(-1)^{j+k} A_{j,k}],$$

где $G = \det(\mathbf{R})^{-1}$ — константа; $j = 0, 1, \dots, q$; $k = 0, 1, \dots, q$.

Подставляя вместо точного решения \mathbf{a}_w приближённое значение $\text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}\chi$ из (12) в (4), можно выразить q -мерный вектор $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки:

$$(\tilde{\mathbf{R}}_c + P_n \mathbf{I}) \text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}\chi = -\mathbf{r} + \boldsymbol{\varepsilon}$$

или $\boldsymbol{\varepsilon} = (\tilde{\mathbf{R}}_c + P_n \mathbf{I}) \text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}\chi + \mathbf{r}$. Для определения двумерного корректирующего вектора χ можно использовать критерий минимума квадрата длины q -мерного вектора $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки, т.е. минимума среднеквадратической ошибки:

$$\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon} \rightarrow \min, \quad \chi \in \mathbb{C}^2 \quad (13)$$

где \mathbb{C}^2 — двумерное пространство комплексных чисел. Корректирующий вектор χ , при котором выполняется требование (13), соответствует своему оптимальному значению χ_{opt} .

Для определения минимума функции $\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon}(\chi)$ возьмем производную по вектору χ и приравняем её к двумерному нулевому вектору $\mathbf{0}$:

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon}}{d\chi} = 2\chi[\tilde{\mathbf{R}} \text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}]^{T*} [\tilde{\mathbf{R}} \text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}] + 2 \text{Re} \{ [\tilde{\mathbf{R}} \text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{M}]^{T*} \mathbf{r} \} = \mathbf{0}, \quad (14)$$

где $\mathbf{0}$ — нулевой двумерный вектор градиента целевой функции $\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon}(\chi)$. Полагая матрицу преобразований $\mathbf{B} = \tilde{\mathbf{R}} \text{diag}(\mathbf{a}) \mathbf{M}$, выражение (14) можно записать как решение системы нормальных уравнений:

$$\chi_{\text{opt}} = -[\mathbf{B}^{T*} \mathbf{B}]^{-1} \text{Re} \{ \mathbf{B}^{T*} \mathbf{r} \}. \quad (15)$$

Вычисление значения χ_{opt} в соответствии с (15) требует выполнения операции обращения матрицы $\mathbf{B}^{T*} \mathbf{B}$, которая представляет собой матрицу размером (2×2) . Её обращение с точностью до константы (определителя) может быть произведено просто перестановкой элементов матрицы со сменой знака соответствующего алгебраического дополнения, т.е. сложной процедуры обращения не требуется.

Для подтверждения факта наличия глобального минимума целевой функции $\boldsymbol{\varepsilon}^{T*} \boldsymbol{\varepsilon}(\chi)$ в точке с координатами χ_{opt} проанализируем знак второй производной:

$$\frac{d^2 \boldsymbol{\varepsilon}^T \boldsymbol{\varepsilon}}{d\boldsymbol{\chi}^2} = 2\mathbf{B}^T \mathbf{B}. \quad (16)$$

Из выражения (16) видно, что (2×2) -мерная квадратная матрица вторых производных представляет собой удвоенное произведение транспонированной и комплексно сопряжённой величины \mathbf{B}^T и исходной матрицы \mathbf{B} и поэтому определена положительно, что подтверждает оптимальность полученного по правилу (15) решения.

Эксперименты показали, что эффективность коррекции по критерию (13) квадрата длины вектора $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки существенно зависит от порядка q фильтра. Это связано с тем, что с ростом q увеличивается число компонент a_k вектора обработки \mathbf{a} , подлежащих коррекции. Так, при втором порядке фильтра ($q = 2$) $\text{diag}(\mathbf{a})\boldsymbol{\chi} = \mathbf{a}_w$, так как корректирующий вектор тоже двумерен. В случае большего числа коэффициентов a_k ($q > 2$) точно скорректировать их все двумерным корректирующим векторным множителем $\boldsymbol{\chi}$ в общем случае невозможно. Поэтому с ростом порядка q фильтра качество коррекции его параметров ухудшается.

Поэтому предлагаемый алгоритм адаптации коэффициентов нерекурсивного фильтра подавления целесообразно использовать на малых порядках q фильтра ($q = 3 \dots 6$), на уровнях мощности P_n шумовой компоненты, соизмеримых с мощностью P_c коррелированной помехи, и при обнаружении полезных сигналов, частоты которых F_s близки к частотам F_c коррелированных помех. Анализ эффективности предлагаемого решения показал, что оно обладает выигрышами в средней вероятности \bar{D} правильного обнаружения полезных сигналов на 6 %...28 % по сравнению с известным неадаптивным фильтром подавления комбинированных помех. При этом обеспечивается выигрыш в 1,2...2,8 раз в вычислительных затратах по сравнению с оптимальным адаптивным решением.

Во второй главе диссертации предлагаются и анализируются рекуррентный и итеративный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех.

Рекуррентный алгоритм позволяет уменьшить в 1,6...11,7 раз количество вычислительных операций по сравнению с оптимальным решением и обеспечивает увеличение средней вероятности правильного обнаружения полезных сигналов на 10 %...20 % по сравнению с известным (неадаптивным) алгоритмом.

Для определения обратной к \mathbf{R}_c в (1) матрицы \mathbf{R}_c^{-1} часто используется формула:

$$\mathbf{R}_c^{-1} = \sum_{i=1}^{q+1} \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^{\text{T}*}, \quad (17)$$

где λ_i, \mathbf{u}_i — соответственно собственные значения и собственные векторы матрицы \mathbf{R}_c . В этом случае все собственные значения λ_i строго положительны, так как матрица \mathbf{R}_c положительно определена. Известно, что собственные значения матрицы \mathbf{R} в (1) сводятся к виду $(\lambda_i + P_n)$, тогда нетрудно показать, что матрицы \mathbf{R}, \mathbf{R}_c имеют одинаковые собственные векторы \mathbf{u}_i . Поэтому из выражения (17) получим предлагаемую формулу расчёта матрицы \mathbf{R}^{-1} , являющейся обратной к матрице \mathbf{R} :

$$\mathbf{R}^{-1} = \sum_{i=1}^{q+1} \frac{1}{\lambda_i + P_n} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^{\text{T}*}. \quad (18)$$

Очевидно, что если свойства коррелированных помех не изменяются, то собственные значения λ_i и соответствующие им собственные векторы \mathbf{u}_i матрицы \mathbf{R}_c фиксируются. При этом в формуле (18) величины λ_i и произведения $\mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^{\text{T}*}$ будут неизменны для всех $i = 1, \dots, q+1$, что даёт возможность сохранить $\lambda_i, \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^{\text{T}*}$ в памяти устройства обработки. Поэтому при вариациях относительной мощности P_n шума расчёт обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} по формуле (18) упрощается по сравнению с алгоритмами обращения матриц общего вида. Отметим, что результаты расчёта по предлагаемому алгоритму совпадают с истинными значениями коэффициентов обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} комбинированных помех (оптимальным решением).

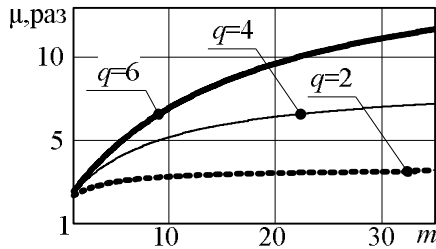


Рисунок 2 — Зависимости выигрыша от числа изменений относительной мощности шума и порядка фильтра

Сравним вычислительные затраты на адаптацию при оптимальном (общего вида) и предлагаемом упрощённом решениях. Семейство зависимостей $\mu(m)$ для разных q представлено на рисунке 2. Оно отражает вычислительную эффективность μ (соотношение между общим количеством арифметических операций, необходимых для предлагаемого (18) и оптимального алгоритмов расчёта коэффициентов обесцарающего фильтра q -го порядка) при разном числе m изменений относительной

мощности P_n шума в процессе наблюдения. Из рисунка 2 следует, что при увеличении значений q и m выигрыши μ нарастают.

Анализ эффективности предлагаемого адаптивного алгоритма (18) расчёта коэффициентов обеляющего фильтра показал, что имеется выигрыш в точности вычисления коэффициентов обратной матрицы комбинированных помех по сравнению с известным неадаптивным подходом в условиях изменения мощности P_n некоррелированного шума. Это позволяет увеличить среднюю вероятность \bar{D} правильного обнаружения полезных сигналов на 10 %...20 % по сравнению с известным решением. Кроме того, обеспечивается сокращение в 1,6...11,7 раз вычислительных по отношению к оптимальному решению (см. рисунок 3).

Итеративный алгоритм предполагает определение обратной к \mathbf{R} в формуле (1) матрицы итерационным путём:

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{k-1} - \frac{\mathbf{W}_{k-1} \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^T \mathbf{W}_{k-1}^T}{1 + \mathbf{x}_k^T \mathbf{W}_{k-1} \mathbf{x}_k}, \quad (19)$$

где \mathbf{W}_k — оценка обратной матрицы на k -м шаге; $k = 1, \dots, N$; N — число шагов итерационного алгоритма; \mathbf{x} — вектор входных отсчетов; матрица $\mathbf{W}_N \approx \mathbf{R}^{-1}$ формируется после N шагов. Предлагаемое начальное условие алгоритма (19): $\mathbf{W}_0 = \mathbf{R}_c^{-1}$, а общепринятое начальное условие предполагает $\mathbf{W}_0 = \mathbf{I}$, т.е. отсутствие коррелированной компоненты, что не достаточно полно соответствует априорной информации о наличии коррелированной мешающей составляющей в принимаемом сигнале.

Рассмотрим результирующую эффективность используемых алгоритмов по критерию среднеквадратического отклонения получаемых решений от оптимальных. Рассчитанные по формуле (19) приближённые значения крайних левых векторов-столбцов обратных матриц \mathbf{W}_N обозначим через \mathbf{v}_1 при общепринятых начальных условиях $\mathbf{W}_0 = \mathbf{I}$ и через \mathbf{v}_2 при предлагаемых $\mathbf{W}_0 = \mathbf{R}_c^{-1}$. Векторы $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ подвергаются нормировке к своему первому элементу, который обращается в единицу.

Для сравнения эффективности итерационных алгоритмов (19) рассмотрим квадраты E_1, E_2 длин векторов невязок между точным \mathbf{a}_w и приближёнными $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ известным и предлагаемым (соответственно) решениями:

$$E_1 = \left(\begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_w \end{bmatrix} - \mathbf{v}_1 \right)^T \left(\begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_w \end{bmatrix} - \mathbf{v}_1 \right), E_2 = \left(\begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_w \end{bmatrix} - \mathbf{v}_2 \right)^T \left(\begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_w \end{bmatrix} - \mathbf{v}_2 \right). \quad (20)$$

На рисунке 3 изображены рассчитанные по формуле (20) зависимости ошибок E_1, E_2 для известного (пунктирная кривая) и предлагае-

мого (сплошная линия) алгоритмов (соответственно) от числа N шагов при $q = 2$ и $P_n = 10^{-4}$.

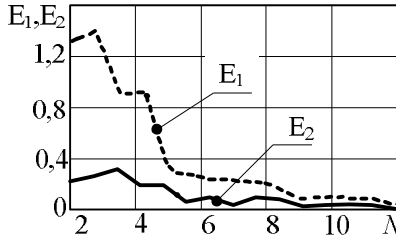


Рисунок 3 — Зависимости эффективности итеративных алгоритмов от числа шагов

Анализ эффективности предлагаемого модифицированного алгоритма (19) показал, что обеспечивается выигрыш на 5%...12,5% в средней вероятности обнаружения полезных сигналов по сравнению с известным итерационным алгоритмом. Выигрыши достигаются за счёт учёта априорной информации о статистических свойствах коррелированной компоненты мешающего процесса, которая слабо изменяется во времени. Априорные данные введены в начальные условия рекуррентного алгоритма (19) в виде предложенной модификации начального шага рекурсии: $\mathbf{W}_0 = \mathbf{R}_c^{-1}$, что дало возможность обеспечить выигрыш в 1,7...2 раза число итераций для получения результата. Это достигается уменьшением числа N необходимых для достижения заданной точности ($E_1 = E_2 < 0,3$) шагов рекуррентного алгоритма (19) с $N > 10...15$ для известного алгоритма до $N < 5...9$ для предлагаемого.

В третьей главе диссертации с помощью байесовского адаптивного подхода к оцениванию мощности P_n обоснованы рекомендации по выбору длины интервала наблюдения. Показано на различных примерах из нескольких прикладных областей, что число m наблюдения варьируются. Так, $m \leq 10$ в радиотехнических задачах, связанных с быстрыми изменениями величины P_n , и $100 \leq m \leq 1000$ в областях, где характерна стабильность помеховой обстановки. Было исследовано влияние мощности P_n некоррелированного шума на результат экологического мониторинга и обоснованы рекомендации по предельно допустимой диапозону мощности ($P_n < 4$) шума для обеспечения адекватности измерений, а для реализации преимуществ изложенных в диссертации оригинальных подходов необходимо обеспечение условия $P_n > 10^{-4}$.

Кроме того, в главе анализируются упрощённые методы обработки радиотехнических сигналов на фоне комбинированных помех.

Первый метод. Воспользуемся известной формулой разложения

разности квадратов на множителе:

$$\mathbf{R}_c^2 - (P_n \mathbf{I})^2 = (\mathbf{R}_c + P_n \mathbf{I})(\mathbf{R}_c - P_n \mathbf{I}). \quad (21)$$

При малых значениях относительной мощности некоррелированной компоненты ($P_n < 10^{-3}$) её возведённое в квадрат значение $P_n^2 < 10^{-6}$ представляет собой второй уровень малости и может быть положено равным нулю $P_n^2 \approx 0$. Поэтому из выражения (21) получим оценку обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} по приближенной формуле следующим образом:

$$(\mathbf{R}_c + P_n \mathbf{I})^{-1} \approx (\mathbf{R}_c - P_n \mathbf{I}) \mathbf{R}_c^{-2}. \quad (22)$$

Второй метод. Аналогично (21) сумма кубов может быть представлена в следующем виде:

$$\mathbf{R}_c^3 + (P_n \mathbf{I})^3 = (\mathbf{R}_c + P_n \mathbf{I})[\mathbf{R}_c^2 - P_n \mathbf{R}_c + (P_n \mathbf{I})^2]. \quad (23)$$

Как и в первом методе, при малых значениях мощности шума ($P_n < 10^{-3}$) значение $P_n^3 < 10^{-9}$ третьей степени малости может быть отброшено путём обнуления ($P_n^3 \approx 0$). Поэтому из выражения (23) мы можем получить приближенную формулу расчёта обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} :

$$(\mathbf{R}_c + P_n \mathbf{I})^{-1} \approx [\mathbf{R}_c^2 - P_n \mathbf{R}_c + (P_n \mathbf{I})^2] \mathbf{R}_c^{-3}. \quad (24)$$

Очевидно, что если свойства коррелированных помех не изменяются, то коэффициенты матрицы \mathbf{R}_c фиксируются. При этом в формулах (22) и (24) величины \mathbf{R}_c^{-3} , \mathbf{R}_c^{-2} , \mathbf{R}_c будут неизменны на длительном интервале наблюдения, а значения P_n изменяются быстро, что даёт возможность сохранить значения матриц \mathbf{R}_c^{-3} , \mathbf{R}_c^{-2} , \mathbf{R}_c в памяти системы обработки. Поэтому при вариациях относительной мощности P_n шума расчёт обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} по формулам (22) или (24) упрощается по сравнению с точным алгоритмом общего вида.

Для анализа качества подавления (обеления) комбинированных помех предлагаемыми упрощёнными методами воспользуемся критерием среднеквадратического отклонения получаемых решений от оптимальных. Рассчитанные по (22) приближённые значения крайних левых векторов-столбцов матриц \mathbf{R}^{-1} для первого метода обозначим через \mathbf{a}_1 и через \mathbf{a}_2 — для второго метода (24).

Для сравнения эффективности используемых алгоритмов рассмотрим квадраты E_1 , E_2 длин векторов невязок между точным $\mathbf{R} \mathbf{a}_w = \mathbf{i}$ и приближёнными $\mathbf{R} \mathbf{a}_1$, $\mathbf{R} \mathbf{a}_2$ первым и вторым предлагаемым (соответственно) решениями:

$$E_1 = (\mathbf{R} \mathbf{a}_1 - \mathbf{i})^T (\mathbf{R} \mathbf{a}_1 - \mathbf{i}), \quad E_2 = (\mathbf{R} \mathbf{a}_2 - \mathbf{i})^T (\mathbf{R} \mathbf{a}_2 - \mathbf{i}), \quad (25)$$

где \mathbf{i} — крайний левый вектор-столбец единичной матрицы \mathbf{I} .

Анализ зависимостей $E_1(P_n)$, $E_2(P_n)$ объективно показал качество

обеления по критерию (25) предлагаемых двух упрощённых алгоритмов (22), (24). Формирование приведенной на рисунке 4 зависимости десятичного логарифма величины E_1 , E_2 для первого (сплошная линия 1) и второго (пунктирная кривая 2) алгоритмов (соответственно) от относительной мощности P_n некоррелированного шума произведено при порядке $q=4$ обеляющего фильтра.

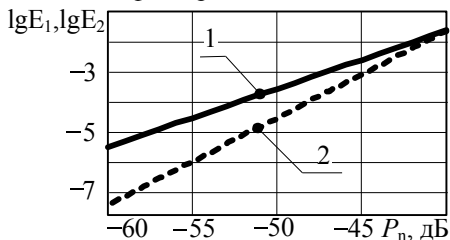


Рисунок 4 — Логарифмические зависимости длины вектора невязки от мощности некоррелированного шума

В условиях изменения мощности $P_n \leq 10^{-3}$ некоррелированного шума анализ эффективности первого предлагаемого метода расчёта коэффициентов обеляющего фильтра показал, что имеется выигрыш в $\mu = 2,1 \dots 4,9$ раз в вычислительных затратах по сравнению с оптимальным решением, уступая ему в эффективности по критерию (25) менее 10 %. Для второго предлагаемого метода (24) обеспечивается меньшее сокращение (в 1,2...2 раза) вычислительных затрат, т.е. первый метод (22) требует в 2...2,5 раза меньше вычислений для своего осуществления, чем второй. Однако качество обеления комбинированных помех второго метода в $E_1/E_2 = 1,8 \dots 100$ раз выше, чем у первого метода, что даёт возможность выбора конкретного метода для обработки радиотехнических сигналов при заданных ограничениях на вычислительные затраты и/или качество обеления комбинированных помех. Выигрыши μ в вычислительных затратах достигаются за счёт учёта априорной информации о стабильности корреляционных свойств коррелированной компоненты мешающего процесса и быстрых изменениях мощности P_n некоррелированного шума на интервале наблюдения.

В заключении подведены итоги диссертационной работы и сформулированы её основные научные и практические результаты, которые сводятся к следующему.

1. Обоснованы адаптивные алгоритмы подавления комбинированных помех, которые сокращают в 1,2...9 раз вычислительные затраты по сравнению с оптимальным адаптивным алгоритмом.

2. Предложен и исследован адаптивный рекуррентный алгоритм обработки сигналов на фоне комбинированных помех, сокращающий в

1,6...11,7 раз вычислительные затраты на адаптацию к изменяющейся мощности некоррелированных шумов.

3. Произведена модификация итеративного алгоритма обработки сигналов на фоне комбинированных помех, дающая выигрыш на 5 %...12,5 % в средней вероятности обнаружения полезных сигналов при наличии ограничений на число итераций.

В приложениях приведены список условных обозначений и аббревиатур, встречающихся в тексте диссертации, а также копии актов о внедрении результатов, полученных в диссертационной работе.

Список основных научных работ, опубликованных по теме диссертации

Статьи в журналах из перечня ВАК

1. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф., Нарбеков А.Ю. Адаптивная фильтрация комбинированных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — № 3. — Выпуск 45. — Рязань: РГРТУ, 2013. — С. 38-41.

2. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Оптимизация рекуррентной процедуры расчета коэффициентов фильтра подавления комбинированных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — № 4. — Выпуск 46. — Рязань: РГРТУ, 2013. Часть 2. — С. 27-30.

3. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Адаптивный алгоритм подавления комбинированных помех с изменяющейся мощностью некоррелированной компоненты // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — № 1. — Выпуск 47. — Рязань: РГРТУ, 2014. — С. 47-50.

4. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Обработка кардиосигналов на фоне комбинированных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — № 2. — Выпуск 48. — Рязань: РГРТУ, 2014. — С. 60-64.

5. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Быстрый адаптивный алгоритм подавления комбинированных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — № 3. — Выпуск 49. — Рязань: РГРТУ, 2014. — С. 50-44.

6. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Адаптивная обработка сигналов на фоне комбинированных помех // Изв. вузов. Радиотехника. — 2015. — Т. 58. — № 2. — С. 48-53.

Статьи в научных журналах и материалы конференций

7. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Влияние мощности некоррелированной мешающей процессов при подавлении комбинированных помех // Молодежь. Наука. Инновации: сборник докладов 61-й Международной молодежной научно-технической конференции. Владивосток: Мор. гос ун-т, 2013. Т. 1. — С. 103-106.

8. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Адаптивное подавление комбинированных помех при помощи рекуррентной процедуры // Наука и образование в XXI: сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции. Тамбов: Юком, 2013. Часть 25. — С. 9-10.

9. Нгуен Т.Ф. Влияние мощности шумов на контроль состояния здоровья человека по пульсу // Биомедсистемы: тезисы докладов XXVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов.

Рязань: РГРТУ, 2013.— С. 154-156.

10. Нгуен Т.Ф. Адаптивный алгоритм подавления комбинированных помех с коррекцией коэффициентов вектора обработки // Сборник статей Электронного периодического научного журнала «SCI-ARTICLE.RU», 2014.— С. 44-48. Режим доступа: <http://sci-article.ru/-stat.php?i=1396695824>.

11. Нгуен Т.Ф., Андреев В.Г. Адаптивный быстродействующий алгоритм подавления комбинированных помех // Научный резерв: сборник статей триместрового военно-научного журнала. — № 14 — Рязань: 2014 — С. 60-61.

12. Нгуен Т.Ф., Нгуен Х.Х. Быстрый адаптивный алгоритм подавления комбинированных помех с изменяющейся мощностью шума // Сборник статей Электронного периодического научного журнала «SCI-ARTICLE.RU», 2014.— С. 222-227. Режим доступа: <http://sciarticle.ru/stat.php?i=1411373665>.

13. Нгуен Т.Ф. Подавления комбинированных помех при обработке кардиосигналов // Информационно-вычислительные технологии и их приложения: сборник статей XVIII Международной научно-практической конференции «Информационно-вычислительные технологии и их приложения». Пенза: РИО ПГСХА, 2014. — С. 73-76.

14. Нгуен Т.Ф. Оценка вычислительных затрат при реализации адаптивного алгоритма подавления комбинированных помех // Наука, образование, общество: проблемы и перспективы развития: сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции. Тамбов: Изд-во ТРОО «Бизнес-Наука-Общество», 2014. Часть 1.— С. 100-101.

15. Нгуен Т.Ф. Борьба с комбинированными помехами при обработке кардиосигналов // Биомедсистемы: тезисы докладов XXVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязань: РГРТУ, 2014.— С. 106-110.

Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ

16. Андреев В.Г., Нгуен Т.Ф. Программа для адаптивного алгоритма подавления комбинированных помех: свидетельство РФ № 2014662891 о гос. регистрации программ для ЭВМ / ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет». — М.: ФСИС, 2014.— (Заявка 2014660658 от 10 декабря 2014 г.)

Соискатель



Т.Ф. Нгуен

Н г у е н Т ь е н Ф а г

Адаптивные алгоритмы обработки радиотехнических сигналов
на фоне комбинированных помех
с изменяющейся мощностью некоррелированной компоненты

Автореферат
диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Подписано в печать2015. Формат бумаги 60×84 1/16.

Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 1,0.

Тираж 100 экз. Заказ

Рязанский государственный радиотехнический университет.

390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.