



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ**

**(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ**

(21)(22) Заявка: **2010146217/07**, **31.03.2009**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
**31.03.2009**

Приоритет(ы):

(30) Конвенционный приоритет:  
**15.04.2008 US 12/103,145**

(43) Дата публикации заявки: **20.05.2012** Бюл. № 14

(45) Опубликовано: **10.06.2013** Бюл. № 16

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **WO 2006/132593 A2**, **14.12.2006. US 2008/063033 A1**, **13.03.2008. RU 2104615 C1**, **10.02.1998. RU 2145772 C1**, **20.02.2000. WO 02/075950 A1**, **26.09.2002. GB 2418327 A**, **22.03.2006.**

(85) Дата начала рассмотрения заявки РСТ на национальной фазе: **15.11.2010**

(86) Заявка РСТ:  
**SE 2009/050336 (31.03.2009)**

(87) Публикация заявки РСТ:  
**WO 2009/128771 (22.10.2009)**

Адрес для переписки:

**129090, Москва, ул.Б.Спасская, 25, стр.3,  
ООО "Юридическая фирма Городисский и  
Партнеры", пат.пов. А.В.Мицу, рег.№ 364**

(72) Автор(ы):

**КАЙРАЛЛАХ Али С. (US),  
ФУЛГХАМ Трейси (US),  
КОЦЦО Кармела (US)**

(73) Патентообладатель(и):

**ТЕЛЕФОНАКТИЕБОЛАГЕТ Л М  
ЭРИКССОН (ПАБЛ) (SE)**

**(54) СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВЫЧИТАНИЯ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ ОБРАБОТКИ МАТРИЦЫ КОРНЯ КОВАРИАЦИИ**

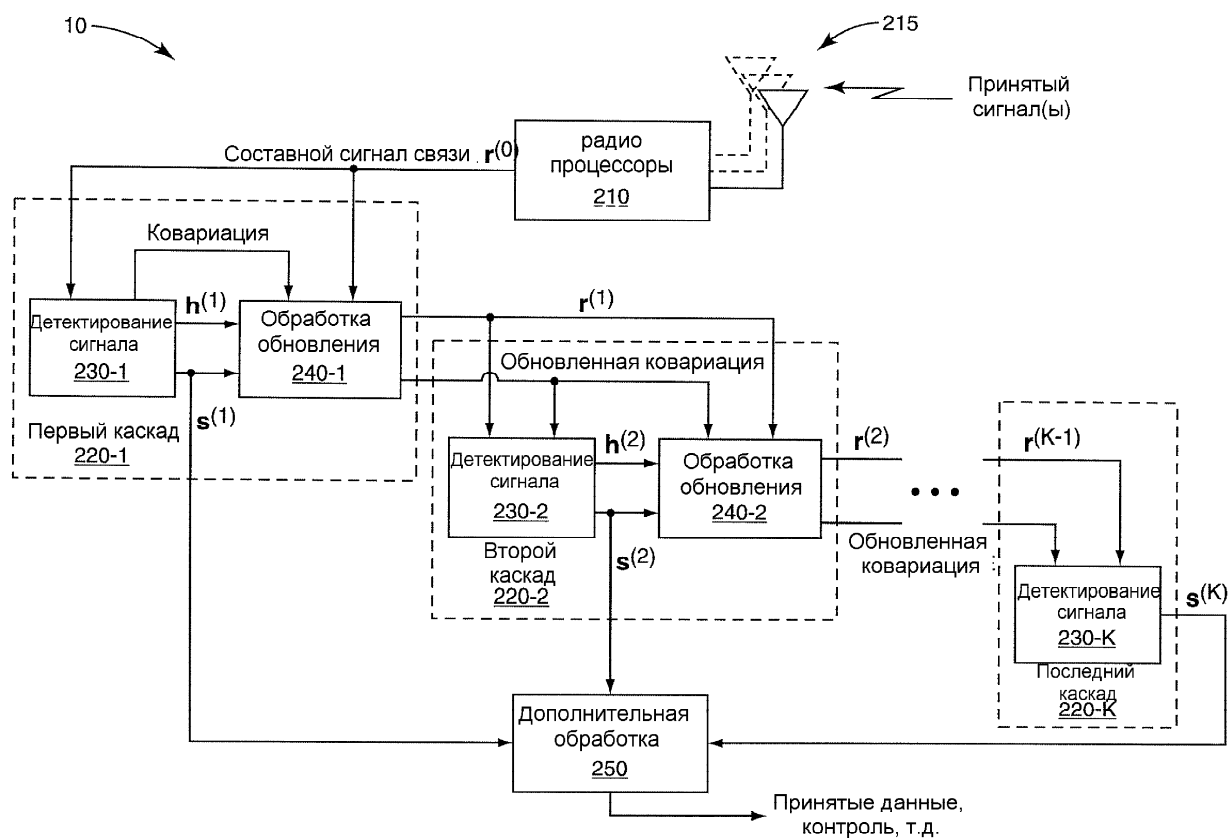
(57) Реферат:

Изобретение относится к технике беспроводной связи и может быть использовано для обработки сигналов связи, использующих последовательное вычитание помех. Способ обработки составного сигнала связи, содержащего два или более одновременно принятых представляющих интерес сигнала, содержит вычисление восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала, основанной

на детектированных первых символах, соответствующих первому представляющему интерес сигналу, и формирование обновленного сигнала связи путем вычитания восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из составного сигнала связи, первые символы для использования в вычислении восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала, детектируют, используя первые весовые коэффициенты, вычисленные из

матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, при этом матрица квадратного корня ковариации представляет ковариацию искажений или ковариацию данных для составного сигнала связи, затем матрицу квадратного корня ковариации обновляют, чтобы получить

обновленную матрицу квадратного корня ковариации, соответствующую обновленному сигналу связи. Технический результат - повышение точности отслеживания статистических свойств принимаемого сигнала путем упрощения вычислений. 2 н. и 27 з.п. ф-лы, 1 табл., 12 ил.



Фиг.2



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

## (12) ABSTRACT OF INVENTION

(21)(22) Application: **2010146217/07, 31.03.2009**

(24) Effective date for property rights:  
**31.03.2009**

Priority:

(30) Convention priority:  
**15.04.2008 US 12/103,145**

(43) Application published: **20.05.2012 Bull. 14**

(45) Date of publication: **10.06.2013 Bull. 16**

(85) Commencement of national phase: **15.11.2010**

(86) PCT application:  
**SE 2009/050336 (31.03.2009)**

(87) PCT publication:  
**WO 2009/128771 (22.10.2009)**

Mail address:

**129090, Moskva, ul.B.Spaskaja, 25, str.3, OOO  
"Juridicheskaja firma Gorodisskij i Partnery",  
pat.pov. A.V.Mitsu, reg.№ 364**

(72) Inventor(s):

**KAJRALLAKh Ali S. (US),  
FULGKham Trejsi (US),  
KOTsTsO Karmela (US)**

(73) Proprietor(s):

**TELEFONAKTIEBOLAGET L M EhRIKSSON  
(PABL) (SE)**

## (54) METHOD AND APPARATUS FOR SUCCESSIVE INTERFERENCE SUBTRACTION WITH COVARIANCE ROOT PROCESSING

(57) Abstract:

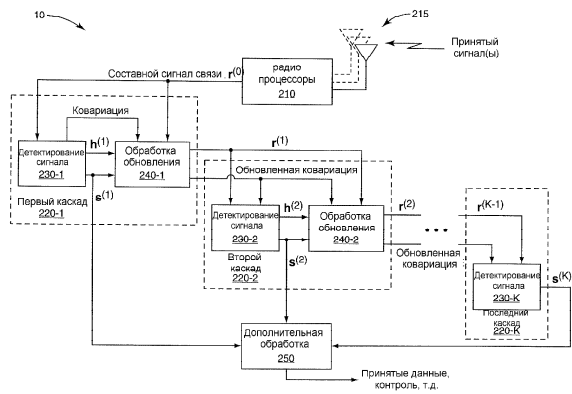
FIELD: radio engineering, communication.

SUBSTANCE: method for processing a composite communication signal comprising two or more simultaneously received signals of interest involves calculating a reconstructed version of a first signal of interest based on detected first symbols corresponding to the first signal of interest, and generating an updated communication signal by subtracting the reconstructed version of the first signal of interest from the composite communication signal; the first symbols for use in calculating the reconstructed version of the first signal of interest are detected; using first weight

coefficients calculated from a square-root covariance matrix and a net channel response for the first signal of interest, wherein the square-root covariance matrix represents impairment covariance or data covariance for the composite communication signal; the square-root covariance matrix is then updated to obtain an updated square-root covariance matrix corresponding to the updated communication signal.

EFFECT: high accuracy of monitoring statistical properties of a received signal by simplifying calculations.

29 cl, 12 dwg



Фиг.2

RU 2 4 8 4 5 8 2 C 2

RU 2 4 8 4 5 8 2 C 2

## ОБЛАСТЬ ТЕХНИКИ, К КОТОРОЙ ОТНОСИТСЯ ИЗОБРЕТЕНИЕ

Настоящее изобретение в целом относится к беспроводным системам связи, и, более конкретно, относится к способам и устройству для обработки сигналов связи, использующим последовательное вычитание помех.

### УРОВЕНЬ ТЕХНИКИ

Традиционные беспроводные приемники часто используют информацию о ковариации шумов и/или данных в виде ковариационной матрицы для подавления помех между многочисленными принимаемыми сигналами, то есть многочисленными наборами отсчетов (выборок) одиночного передаваемого сигнала, многочисленными разными сигналами или любой их комбинацией. Примеры подавляющих помехи приемников включают в себя корректоры чипов (символьных последовательностей), RAKE-приемники, обобщенные RAKE-приемники (GRAKE), приемники с одним входом и многими выходами, приемники с многими входами и многими выходами и так далее.

Как известно в данной области техники, было показано, что многопользовательское детектирование (MUD) является эффективным способом для подавления помех множественного доступа (MAI) и улучшения пропускной способности системы. В системах MUD, сигналы от создающих помехи пользователей используются при детектировании сигналов индивидуальных пользователей. Примеры систем MUD включают в себя приемники вычитания помех, часто упоминаемые как приемники последовательного подавления помех (SIC) и приемники с обратной связью принятия решения (DF). Подход SIC основан на идее, что как только принято решение о бите создающего помехи пользователя, создающий помехи сигнал может быть восстановлен на приемнике, используя знания о канале, и вычтен из принятого сигнала. Этот процесс повторяется последовательно для одного или более сигналов других пользователей, и постепенно снижает помехи, по мере того, как детектируется каждый из сигналов, связанных с другими пользователями. Часто самые сильные сигналы детектируются первыми и вычитаются из принятого сигнала, что ослабляет помехи для более слабых сигналов.

Подход DF основан на схожей идее, за исключением того, что вычитание производится на обработанной версии принятого сигнала, а именно на статистике решений приемника. Кроме того, вычитаемая величина формируется из предварительно детектированных битов пользователя, схожим с коррекцией обратной связи принятия решения способом. Хотя системы MUD эффективны в уменьшении MAI, сложность оптимальных систем MUD возрастает экспоненциально с числом пользователей. Соответственно, большинство практических систем MUD используют субоптимальные системы детектирования.

Приемники с подавлением помех требуют точного отслеживания статистических свойств принимаемого сигнала и/или искажений сигнала, обычно с использованием ковариационной матрицы. Отслеживание ковариаций данных или искажений часто требует крайне сложных вычислений из-за огромного числа принимаемых наборов отсчетов. Эти сложные вычисления часто ограничивают способность беспроводного приемника точно отслеживать и использовать ковариации сигнала. Эти проблемы могут усложняться в приемниках с вычитанием помех и других конструкциях MUD приемников из-за необходимости вычислять ковариации каждый раз, когда принятый сигнал модифицируется путем вычитания сигнала создающего помехи пользователя.

### РАСКРЫТИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

В материалах настоящей заявки раскрыты способы и устройство для обработки

составного сигнала связи, содержащего два или более одновременно принимаемых представляющих интерес сигнала. Примерный приемник, который может включать в себя приемник G-Rake, линейный корректор чипов или другой подавляющий помехи приемник, применяет матрицу квадратного корня ковариации для обработки  
 5 принятых сигналов, где матрица квадратного корня ковариации является альтернативой ковариационной матрице для представления ковариации искажений или ковариации данных для составного сигнала связи.

В примерном способе для обработки составного сигнала связи, приемник  
 10 детектирует первые символы, соответствующие первому представляющему интерес сигналу, из составного сигнала связи, используя весовые коэффициенты обработки, вычисленные из матрицы квадратного корня ковариации и суммарную характеристику канала для первого представляющего интерес сигнала. Как отмечено выше, матрица квадратного корня представляет ковариацию искажений или  
 15 ковариацию данных для составного сигнала связи. Способ дополнительно содержит расчет восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из детектированных первых символов, формирование обновленного сигнала связи путем вычитания восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из  
 20 составного сигнала связи, и обновление матрицы квадратного корня ковариации для получения обновленной матрицы квадратного корня ковариации. В некоторых вариантах осуществления, обновление матрицы квадратного корня ковариации включает в себя применение одного или более обновлений ранга 1 к матрице квадратного корня ковариации, хотя также могут быть использованы обновления  
 25 более высокого ранга. В некоторых вариантах осуществления используется единственное обновление ранга 1, вычисленное в зависимости от суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, в то время как в других применяется более развернутый процесс обновления, основанный на модели ковариации данных восстановленной версии первого представляющего интерес  
 30 сигнала.

Обновленная матрица квадратного корня ковариации, созданная, согласно изобретению, первым каскадом приемника, может быть предоставлена второму каскаду приемника для выполнения обработки обновленного сигнала связи. В таком  
 35 варианте осуществления вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу, могут быть детектированы, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные из обновленной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для второго представляющего интерес сигнала.  
 40

В некоторых вариантах осуществления второй представляющий интерес сигнал может быть восстановлен и вычтен из обновленного сигнала связи, чтобы произвести второй обновленный сигнал связи для дальнейшей обработки.

Устройство для обработки составного сигнала связи, согласно одному или более из  
 45 вышеприведенных способов, а также вариациям этих способов, также раскрыто в материалах настоящей заявки. В частности, раскрываются схемы приемника, сконфигурированные для получения и обработки составного сигнала связи, содержащего два или более представляющих интерес сигнала. В некоторых вариантах осуществления схема приемника содержит схему детектирования сигнала,  
 50 сконфигурированную для детектирования первых символов, соответствующих первому представляющему интерес сигналу из составного сигнала связи, используя весовые коэффициенты обработки, вычисленные из матрицы квадратного корня

ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала. В этих вариантах осуществления схема приемника может дополнительно содержать схему подавления помех, сконфигурированную, чтобы рассчитывать восстановленную версию первого представляющего интерес сигнала, основываясь на детектированных первых символах, и формировать обновленный сигнал связи путем вычитания восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из составного сигнала связи. Схема приемника дополнительно содержит схему обновления ковариации, сконфигурированную, чтобы обновлять матрицу квадратного корня ковариации для получения обновленной матрицы квадратного корня ковариации, соответствующей обновленному сигналу связи. Схема детектирования сигнала может содержать приемник Rake или G-Rake, в этом случае весовые коэффициенты обработки могут содержать комбинирующие весовые коэффициенты Rake или G-Rake. В других вариантах осуществления схема детектирования сигнала может содержать корректор чипов, в этом случае весовые коэффициенты обработки могут содержать весовые коэффициенты отводов корректора чипов. В некоторых вариантах осуществления схема приемника может содержать один или более дополнительных каскадов приемника, включающих в себя одну или более дополнительных схем детектирования сигнала для дополнительной обработки обновленного сигнала связи, используя обновленную матрицу квадратного корня ковариации.

Конечно, настоящее изобретение не ограничивается вышеприведенными признаками и преимуществами. Специалистам в данной области будут понятны дополнительные признаки и преимущества из нижеследующего подробного описания и сопроводительных чертежей.

#### КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЧЕРТЕЖЕЙ

Фиг.1 иллюстрирует примерную систему связи.

Фиг.2 - блок-схема, иллюстрирующая примерный приемник вычитания помех согласно одному из вариантов осуществления изобретения.

Фиг.3 иллюстрирует примерный каскад приемника, использующий ковариационную матрицу.

Фиг.4 иллюстрирует примерный каскад приемника, использующий матрицу квадратного корня ковариации.

Фиг.5 - блок-схема, иллюстрирующая несколько каскадов приемника, соединенных последовательно.

Фиг.6 - блок-схема, иллюстрирующая примерный каскад приемника, сконфигурированный для параллельного детектирования нескольких сигналов.

Фиг.7 иллюстрирует синхронизацию нескольких не выровненных принятых сигналов.

Фиг.8 - логическая блок-схема последовательности операций, иллюстрирующая примерный способ обработки составного сигнала связи.

Фиг.9 - еще одна логическая блок-схема последовательности операций, иллюстрирующая способ обработки сигналов связи согласно изобретению.

Фиг.10 - логическая блок-схема последовательности операций, иллюстрирующая другой примерный способ согласно изобретению.

Фиг.11 - логическая блок-схема последовательности операций, иллюстрирующая еще один примерный способ обработки сигналов связи согласно изобретению.

#### ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

Обсуждаемые и иллюстрируемые детали во многих примерных вариантах

осуществления настоящего изобретения неизбежно содержат определенный уровень сложности. Такие сложности рассматриваются в примерных деталях, показанных позже в материалах настоящей заявки, но изначальное понимание более широких аспектов настоящего изобретения может быть получено со ссылкой на сравнительно простую диаграмму, показанную на фиг.1. Однако, перед обсуждением фиг.1, следует понять, что настоящее изобретение широко использует детектирование сигнала на основе G-Rake (или другие методы обработки, которые используют ковариационные матрицы данных и/или искажений в процессе детектирования сигнала) в сочетании с последовательным подавлением помех.

Термин «G-Rake», в качестве используемого в материалах настоящей заявки, подразумевает комбинирующую схему «Rake» или комбинирующий способ Rake, который рассчитывает комбинирующие весовые коэффициенты, основанные на оценке корреляций искажений между выходами коррелятора Rake ("отводами"). Такие искажения возникают, например, по причине MAI, повторного использования кода расширения, условий многолучевого распространения и замирания (фединга) канала, межсотовых помех и так далее. Как будет объяснено более детально ниже, обработка G-Rake может быть приспособлена для использования в приемнике с последовательным подавлением помех, чтобы обработка корреляции искажений в последовательных каскадах примерной цепи детектирования сигнала отражала изменяющиеся условия искажения, возникающие из-за последовательных подавлений сигнала.

Фиг.1 иллюстрирует примерную беспроводную систему 8 связи, содержащую приемник 10 и несколько передатчиков с 12-1 по 12-K, обменивающихся информацией через соответствующие каналы распространения с 11-1 по 11-K. Для целей обработки принятых сигналов, каналы могут рассматриваться включающими в себя воздействия передающих и приемных трактов обработки сигналов (например, импульсный профиль фильтра), а также воздействия среды передачи (например, трактов распространения между передатчиком и приемником).

Приемник 10 может, к примеру, быть включен в или связан с базовой радиостанцией, в то время как каждый из передатчиков с 12-1 по 12-K может быть включен в или связан с мобильным терминалом, таким как сотовый радиотелефон, портативный цифровой секретарь (PDA), ноутбук, карманный компьютер, или другое устройство, поддерживающее беспроводную связь.

Приемник 10 и передатчики 12 функционируют, например, в соответствии с установленным форматом/протоколом беспроводной передачи сигналов, например, в соответствии со стандартом IS-95B/IS-2000 (CDMA 2000) множественного доступа с кодовым разделением (CDMA), широкополосным CDMA (WCDMA) или стандартом универсальных мобильных телекоммуникационных систем (UMTS). Таким образом, несмотря на то, что изобретение описывается с различных позиций в нижеследующем обсуждении в контексте систем WCDMA, специалистам в данной области техники будет понятно, что изобретение может применяться при других условиях, используя другие стандарты.

Более того, хотя сценарий вычитания помех описывается здесь в установке восходящих линий связи (то есть касательно многочисленных сигналов, принимаемых на базовой станции от некоторого количества мобильных передатчиков), специалистам в данной области техники будет понятно, что методы, раскрытые в материалах настоящей заявки, также могут применяться к сигналам нисходящих линий связи. Например, передатчик 10 базовой станции может быть сформирован

согласно конфигурации поблочной асинхронной передачи (BLAST) (например, CR-BLAST), используя, таким образом, многочисленные антенны для передачи желаемого сигнала пользователя, в виде одновременных параллельных подпотоков. При таком подходе, информационный сигнал для заданного пользователя разделяется на параллельные подпотоки, каждый из которых может кодироваться отдельно. На приемнике пользователя подпотоки принимаются, типично используя многочисленные антенны приемника, и могут быть детектированы последовательно, как представляющий интерес сигнал в серии каскадов детектирования сигнала. Таким образом, влияние каждого подпотока может быть последовательно подавлено по мере того, как обработка сигнала проходит через последовательность каскадов детектирования сигнала. Специалистам в данной области техники должно быть понятно, что выбранные аспекты конструкций примерного приемника, описанного в материалах настоящей заявки, могут, таким образом, быть сконфигурированы, чтобы применять особые характеристики заданной конструкции передатчика и/или структуры сигнала.

Другим применением заявленных способов, описанных в материалах настоящей заявки, которое может быть полезно как в нисходящих, так и восходящих линиях связи, является уменьшение помех совместных каналов. В случае нисходящих линий связи, многочисленные ячейки передают на одной и той же несущей частоте, и приемник терминала может подавлять создающие помехи сигналы от других ячеек, используя раскрытые способы и конструкции приемника. В случае восходящих линий связи, приемник базовой станции может подавлять создающие помехи сигналы, отправленные с терминалов, связанных с другими ячейками, вновь используя раскрытые методы.

Согласно фиг.1, приемник 10 обслуживает ряд пользователей, соответствующих передатчикам с 12-1 по 12-K. Переданные сигналы пользователя создают друг другу помехи на приемнике 10. Так как базовая станция должна демодулировать сигналы, соответствующие каждому из K пользователей в любом случае, дополнительная работа, требуемая для использования выходных данных из одного процесса детектирования сигнала в другом, является приемлемой. Таким образом, выгодно использовать архитектуру вычитания помех в приемнике 10, чтобы детектированный сигнал пользователя мог быть вычтен из составного принятого сигнала для снижения его вредного воздействия на недетектированные сигналы для других пользователей.

Специалистам в данной области должно быть понятно, что порядок вычитания может иметь значение. Одна из возможных стратегий - ранжировать пользователей в порядке снижения принимаемой мощности, что типично переносится в снижение скорости передачи данных (в битах в секунду). Пользователи могут быть дополнительно сгруппированы в подмножества сходной принимаемой мощности. Еще одна возможная стратегия состоит в том, чтобы группировать пользователей согласно поддиапазнам мощности, которые могут быть предустановлены или адаптированы к имеющемуся в распоряжении общему диапазону сигнала. Любой из этих подходов хорошо подходит для смешанного сценария, при котором пользователи высокоскоростной передачи данных сосуществуют с пользователями низкоскоростных голосовых служб и служб коротких сообщений (SMS). Другая возможная стратегия - ранжировать пользователей в порядке снижения избыточного качества сигнала. Другими словами, сигнал пользователя, принятый при таких условиях, что качество канала (например, отношение сигнала к совокупной мощности шумов и помех, или SINR), превышает минимальные требования, вероятнее всего

будет обработан успешно. Следовательно, детектирование сигнала этого пользователя первым и вычитание его вклада в помехи из составного принятого сигнала с большей вероятностью поможет другим. Вновь, вышеприведенные варианты могут быть приняты. Еще одна возможная стратегия - ранжировать  
 5 пользователей в порядке снижения чувствительности к задержке обработки. То есть некоторые пользователи могут посылать голосовые данные, имеющие высокую чувствительность, тогда как другие пользователи могут загружать большой файл, с низкими чувствительностями к задержкам обработки. Другие стратегии, такие как  
 10 сочетание предыдущих трех, также могут быть рассмотрены. В нижеследующем обсуждении предполагается, что пользователи были ранжированы согласно подходящей стратегии, и обозначены от 1 до К, как раньше. Сначала описывается чисто последовательная конфигурация, в которой К пользователей обрабатываются последовательно. Затем обсуждается последовательная/параллельная гибридная  
 15 конфигурация.

В нижеследующем подробном обсуждении приемником для каждого индивидуального сигнала является G-Rake, который может быть описан в целом как линейный корректор символов с «отбеливанием». Как хорошо известно специалистам  
 20 в данной области техники, он тесно связан с классом линейных корректоров чипов. Специалистам в данной области техники, таким образом, должно быть понятно, что методы, раскрытые в материалах настоящей заявки в контексте приемника G-Rake, могут быть применены к соответствующим конструкциям корректора чипов. Более того, нелинейные приемники, которые используют информацию о ковариации, могут  
 25 быть использованы вместо линейных приемников. Примеры этого включают в себя корректоры с обратной связью принятия решения (DFE) и приемники с оценкой последовательности по критерию максимального правдоподобия (MLSE).

Приемник G-Rake обрабатывает выходные данные устройства декодирования, обратного расширения, полученные с различными задержками. Детали  
 30 традиционного приемника G-Rake хорошо известны, будучи широко описанными в технической литературе (см., например, G.E. Bottomley, T. Ottosson and Y.-P.E. Wang, "A generalized RAKE receiver for interference suppression (Обобщенный RAKE-приемник для подавления помех)", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 18, pp.1536-1545, Aug. 2000), а  
 35 также в патентных заявках (см., например, Cairns et al., заявка № 10/800,167, поданная 12.03.2004 и опубликованная как заявка № 2005/0201447 A1, все содержание которой включено в материалы настоящей заявки путем ссылки). Эти детали, таким образом, не повторяются в материалах настоящей заявки.

Фиг. 2 предоставляет блок-схему для примерного приемника 10 вычитания помех согласно одному или более вариантам осуществления изобретения. Приемник 10  
 40 включает в себя входной каскад радио, содержащий некоторое количество антенн 215 приемника и один или более процессоров 210 радио. Процессоры 210 радио могут включать в себя усилители, фильтры, преобразователи частот, цифровые  
 45 преобразователи и/или другую электронику, необходимую для создания дискретизированного составного сигнала связи для дальнейшей обработки. Приемник 10 дополнительно содержит множество последовательных каскадов с 220-1 по 220-К приемника. В примерной конфигурации каждый каскад (кроме последнего, как будет рассмотрено ниже) содержит схему 230 детектирования сигнала и схему 240  
 50 обработки обновления.

В процессе работы, радиопроцессор(ы) 210 сконфигурированы, чтобы обеспечить оцифрованные выборки, соответствующие принятому составному сигналу,  $\mathbf{r}^{(0)}$ ,

который включает в себя многочисленные представляющие интерес сигналы. Эти многочисленные представляющие интерес сигналы могут представлять собой различные сигналы пользователей, переданные с двух или более передатчиков 10. В любом случае, последовательные каскады с 220-1 по 220-K приемника  
 5 сконфигурированы, чтобы обеспечить последовательное детектирование представляющих интерес сигналов внутри принятого составного сигнала, например сигналов  $S_1, S_2, \dots, S_K$ , и дополнительно сконфигурированы, чтобы обеспечить последовательное подавление детектированных сигналов, так что более поздние  
 10 каскады в цепи детектирования извлекают пользу из детектирования и подавления сигналов в предыдущих каскадах. Таким образом, помехи, возникающие из детектированного представляющего интерес сигнала в каждом каскаде 220-i приемника, постепенно устраняются из последовательно включенных входных сигналов каскадов, основываясь на детектировании представляющего интерес сигнала  
 15 в каждом каскаде 220 и обновлении составного сигнала связи путем вычитания детектированного представляющего интерес сигнала из входного сигнала каскада, предоставленного для следующего каскада 18.

Например, в проиллюстрированной конфигурации каскад 220-1 детектирует  
 20 представляющий интерес сигнал  $S_1$  из своего входного сигнала каскада, используя свою схему 230-1 детектирования сигнала, которая предоставляет выходные символы  $s^{(1)}$  (индексированные с помощью "1", чтобы обозначать каскад "1"). Схема 230-1 детектирования сигнала также предоставляет оценку вектора  $\mathbf{h}^{(1)}$  суммарной характеристики канала, соответствующего сигналу  $S_1$ . Сигнал  $S_1$  восстанавливается  
 25 схемой 240-1 обновления, используя детектированные символы  $s^{(1)}$  и вектор  $\mathbf{h}^{(1)}$  суммарной характеристики канала, и вычитается из составного сигнала  $\mathbf{r}^{(0)}$  связи, чтобы получить обновленный сигнал  $\mathbf{r}^{(1)}$  связи. Обновленный сигнал  $\mathbf{r}^{(1)}$  связи, таким образом, по-прежнему включает в себя остающиеся недетектированными  
 30 представляющие интерес сигналы  $S_{(2)}, S_{(3)}, \dots, S_{(K)}$ , но помехи другим сигналам, которые в ином случае могли бы быть вызваны сигналом  $S_{(1)}$ , больше в нем не присутствуют, или по меньшей мере значительно снижены.

Обновленный сигнал связи  $\mathbf{r}^{(1)}$  предоставляется каскаду 220-2, который детектирует  
 35 сигнал  $S_2$  и устраняет его, чтобы сформировать другой обновленный сигнал  $\mathbf{r}^{(2)}$ ,

который включает в себя остающиеся недетектированными представляющие интерес сигналы  $S_{(3)}, \dots, S_{(K)}$ . Этот процесс может повторяться до тех пор, пока  
 40 последний обновленный сигнал  $\{\mathbf{r}^{(K-1)}\}$  связи не обработается последним каскадом 220-K для получения последнего недетектированного представляющего интерес сигнала. Таким образом, входной сигнал каскада 220-n извлекает пользу из вычитания всех детектированных до этого сигналов, так что помехи, вызванные совместно принятыми представляющими интерес сигналами, постепенно  
 45 уменьшаются по мере того, как обработка проходит через последовательность каскадов 220.

Каждая схема 230 детектирования сигнала может содержать приемник G-Rake. Без потери общности, рассмотрим схему 230-1 детектирования сигнала, которая  
 50 детектирует символы  $s^{(1)}$ , соответствующие принятому представляющему интерес сигналу  $S_1$ . Принятые выборки чипов перед декодированием, обратным расширением, обозначены  $\mathbf{r}^{(0)}$ , а ковариационная матрица данных, соответствующая  $\mathbf{r}^{(0)}$ , обозначена  $\mathbf{R}_d^{(0)}$ . Схема 230-1 детектирования сигнала включает в себя декодирование, обратное

расширение и комбинирующие операции G-Rake, а также оценивание канала, которое создает вектор оценок  $\mathbf{h}^{(1)}$ , соответствующий суммарной характеристике канала для сигнала  $S_1$ . Схема 230-1 детектирования сигнала может также включать в себя декодер, хотя специалисты в данной области техники будут принимать во внимание, что либо программные символы, либо декодированные символы могут быть использованы в восстановлении представляющего интерес сигнала для вычитания из составного сигнала связи.

Для простоты, нижеследующее обсуждение в целом предполагает, что каждый каскад 220 приемника использует один и тот же набор задержек. Один из подходов состоит в том, чтобы рассмотреть набор задержек, равный объединению задержек для индивидуальных сигналов. В качестве альтернативы, может быть использована регулярная сеть задержек, которая охватывает диапазон задержек для индивидуальных сигналов. Далее ниже представлены усовершенствования, описывающие, как набор задержек может быть сокращен или расширен, чтобы удовлетворять требованиям каждого индивидуального приемника. Также для простоты, нижеследующий анализ в целом предполагает, что сигналы от различных пользователей поступают на базовую станцию синхронизированным образом. Другими словами, их временные интервалы выровнены. В действительности многие системы не налагают такое требование, так что одновременно принятые сигналы, наряду с перекрытием, существенно несинхронизированы. Вновь, дополнительный анализ ниже будет демонстрировать, что это не представляет серьезных проблем для приемников, выполненных согласно настоящему изобретению.

Так или иначе, символы, детектированные на каскаде 220-1 приемника, могут быть использованы наряду с последовательностью расширения и оценками канала, чтобы обновлять принимаемый сигнал. А именно, восстановленная версия сигнала  $S_1$  вычитается из составного сигнала  $\mathbf{r}^{(0)}$  связи:

$$\mathbf{r}^{(1)} = \mathbf{r}^{(0)} - \mathbf{h}^{(1)} * \mathbf{s}_c^{(1)}, \quad (1)$$

где,  $\mathbf{s}_c^{(1)}$  - обратно-расширенная версия символов  $\mathbf{s}^{(1)}$ , а  $*$  обозначает свертку.

Воздействие сигнала  $S_1$  может быть устранено из ковариационной матрицы  $\mathbf{R}_d^{(0)}$  данных путем вычитания из  $\mathbf{R}_d^{(0)}$  поправочного члена  $\Delta$ . Точное выражение для  $\Delta$  является ковариацией данных восстановленного сигнала  $\mathbf{h}^{(1)} * \mathbf{s}_c^{(1)}$ , что описано

в H.Nadinejad-Mahram, "On the equivalence of linear MMSE chip equalizer and generalized RAKE (Об эквивалентности линейного MMSE корректора чипов и обобщенного RAKE-корректора)," IEEE Commun. Letters, vol. 8, no. 1, January 2004.

Однако это достаточно сложная функция вектора  $\mathbf{h}^{(1)}$  канала, ответвлений канала, отводов приемника и формы импульса. Также, в общем случае, ковариационная матрица данных для восстановленного сигнала имеет полный ранг, или близкий к нему, делая расчеты более сложными. Соответственно, взамен могут использоваться различные упрощающие аппроксимации.

В некоторых вариантах осуществления изобретения,  $\Delta$  может быть аппроксимирован, используя поправочный член  $\Delta_1$ , вычисленный как тензорное произведение  $\mathbf{h}^{(1)}$ , то есть:

$$\Delta_1 = \alpha^{(1)} \mathbf{h}^{(1)} \mathbf{h}^{(1)H} \quad (2)$$

Здесь коэффициент  $\alpha^{(1)}$  масштабирования принимает на себя необходимые поправки, если таковые имеются, такие как учет ожидаемого значения символов модуляции, или относительных мощностей контрольных символов и символов данных. Затем, используя эту аппроксимацию для ковариации данных

восстановленного сигнала  $S_1$ , обновленная ковариационная матрица  $\mathbf{R}_d^{(1)}$  данных, соответствующая обновленному сигналу  $\mathbf{r}^{(1)}$  связи, становится:

$$\mathbf{R}_d^{(1)} = \mathbf{R}_d^{(0)} - \alpha^{(1)} \mathbf{h}^{(1)} \mathbf{h}^{(1)H}. \quad (3)$$

В других вариантах осуществления может быть использован другой поправочный член  $\Delta_2$ .  $\Delta_2$  схож с  $\Delta_1$ , но он имеет дополнительные диагональные члены. То есть:

$$\Delta_2 = \alpha^{(1)} \mathbf{h}^{(1)} \mathbf{h}^{(1)H} + \gamma^{(1)} \mathbf{D}. \quad (4)$$

Здесь  $\mathbf{D}$  - диагональная матрица,  $k$ -й элемент  $d_k^{(1)}$  которой равен:

$$d_k^{(1)} = \mathbf{h}^{(1)H} \mathbf{h}^{(1)} - |h_k^{(1)}|^2. \quad (5)$$

Также,  $\gamma^{(1)}$  принимает на себя необходимые поправки, такие как общая принятая энергия на период чипов для сигнала  $S_1$  и относительные мощности контрольных символов и символов данных.

При рассмотрении разницы между первой поправкой,  $\Delta_1$ , в уравнении (2), и второй поправкой,  $\Delta_2$ , в уравнении (4), специалисты в данной области техники будут принимать во внимание, что диагональные элементы из уравнения (5) неотрицательны. Таким образом, поправочный член  $\Delta_2$  обладает большими диагональными элементами, чем  $\Delta_1$ ; соответственно, ковариационная матрица

$\mathbf{R}_d^{(1)}$  данных, скорректированная с помощью  $\Delta_2$ , представляет собой более окрашенный (в противоположность «отбеливанию») процесс, чем скорректированная с помощью  $\Delta_1$ . Это означает, что G-Rake, который использует  $\Delta_2$ , будет выполнять более агрессивное подавление, чем G-Rake, основанный на  $\Delta_1$ .

В более общем случае, аппроксимации для  $\Delta$  могут включать в себя дополнительные члены помимо вышеуказанных. Как можно будет видеть ниже, эти добавочные члены в большинстве случаев легко могут применяться в вариантах осуществления настоящего изобретения, если они могут быть выражены как обновления ранга 1. К примеру, рассмотрим вектор с двумя ненулевыми элементами в позициях  $k_1$  и  $k_2$ . Его тензорное произведение имеет ненулевые диагональные элементы в позициях  $k_1 k_1$  и  $k_2 k_2$ , а также 2 ненулевых недиагональных элемента в позициях  $k_1 k_2$  и  $k_2 k_1$ . Эта конкретная форма полезна в случае двух приемных антенн с доминирующими канальными отводами.

Действуя таким же способом, как выше, может быть добавлено большее количество членов, чтобы приблизиться к точному выражению для  $\Delta$ . Однако следует отметить, что влияние рассогласованного аппроксимирующего поправочного члена сравнительно слабо. В целом, погрешность может быть рассмотрена как упущенная возможность, так как аппроксимация просто означает, что обновленная ковариационная матрица  $\mathbf{R}_d^{(1)}$  включает в себя некоторые остаточные помехи, связанные с детектированным сигналом, хотя фактические помехи были вычтены из принятого сигнала. Это означает, что приемник G-Rake, который использует  $\mathbf{R}_d^{(1)}$  для вычисления своих комбинирующих весовых коэффициентов, будет фактически выделять часть своей производительности подавления помех на отсутствующий источник помех.

В непосредственно следующем обсуждении предполагается, что обновление ковариации данных задается тензорным произведением  $\Delta_1$  вектора канала. Затем рассматривается использование  $\Delta_2$  или других аппроксимаций.

Уравнение (1) выше описывает вычитание восстановленной версии первого

детектированного сигнала  $\mathcal{S}_1$  из составного сигнала, в то время как уравнение (3) показывает соответствующее обновление ранга 1 ковариационной матрицы. Эти выражения могут быть обобщены, чтобы охватить последующие каскады приемника. Таким образом, схема 240-й обработки обновления корректирует, или "обновляет",

принятый сигнал, чтобы он стал:

$$\mathbf{r}^{(i)} = \mathbf{r}^{(i-1)} - \mathbf{h}^{(i)} * \mathbf{s}_c^{(i)}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{h}^{(i)}$  представляет суммарную характеристику канала для  $i$ -го представляющего интерес сигнала,  $\mathbf{s}_c^{(i)}$  представляет обратно-расширенную версию  $i$ -го

представляющего интерес сигнала, восстановленного из детектированных символов  $\mathbf{s}^{(i)}$ , и  $\mathbf{r}^{(i-1)}$  является составным сигналом связи, принятым из предыдущего каскада, если таковой был, или принятым сигналом, если  $i=1$ .

Схема 240-й обработки обновления также корректирует ковариационную матрицу. Она может делать это, используя обновление ранга 1, согласно:

$$\mathbf{R}_d^{(i)} = \mathbf{R}_d^{(i-1)} - \alpha^{(i)} \mathbf{h}^{(i)} \mathbf{h}^{(i)H}. \quad (7)$$

Один из вариантов осуществления каскада приемника проиллюстрирован на фиг.3. Эта конфигурация позволяет нескольким таким модулям соединяться

последовательно, как было показано на фиг.2. В варианте осуществления по фиг.3, ковариация данных передается между каскадами в форме ковариационной матрицы; таким образом, каскад приемника 220' - $i$  получает  $\mathbf{R}_d^{(i-1)}$  из предыдущего каскада, и предоставляет обновленную ковариационную матрицу  $\mathbf{R}_d^{(i)}$  для следующего каскада.

Специалисты в данной области техники примут во внимание, что последний каскад в последовательности каскадов 220 приемника не обязательно включает в себя функцию обновления. Однако, если бы он включал в себя эту функцию, то результирующая матрица  $\mathbf{R}_d^{(K)}$  отражала бы остаточный цвет в сигнале (из которого были устранены все представляющие интерес сигналы), в том числе помехи от других ячеек, смежных носителей, и так далее.

В публикации патентной заявки США 2008/0063033 A1 (заявка №11/470676, поданная 07.09.2006, Khayrallah), все содержание которой включено в материалы настоящей заявки путем ссылки, описаны операции G-Rake, использующие матрицу квадратного корня ковариации  $\mathbf{M}$  вместо ковариационной матрицы  $\mathbf{R}_d$ . Эта матрица  $\mathbf{M}$  может быть интерпретирована как "квадратный корень" из  $\mathbf{R}_d$  и представляет собой нижнюю треугольную матрицу с действительными положительными элементами на диагонали. Матрица  $\mathbf{M}$  может быть сформирована из  $\mathbf{R}_d$ , используя разложение Холецкого, так что:

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{M} \mathbf{M}^H. \quad (8)$$

При применении  $\mathbf{M}$  в операциях G-Rake, может быть удобным вычислять связанные матрицы  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{D}$ , такие что:

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{L} \mathbf{D} \mathbf{L}^H, \quad (9)$$

где  $\mathbf{L}$  - нижняя треугольная матрица с единицами на диагонали, и  $\mathbf{D}$  - диагональная матрица с положительными элементами  $d_i$ . Зависимость между  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{D}$  задана следующим выражением:

$$\mathbf{M} = \mathbf{L} \mathbf{D}^{1/2}. \quad (10)$$

Таким образом, специалисты в данной области примут во внимание, что знание  $\mathbf{M}$  влечет знание  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{D}$ , и наоборот.

Процедура разложения для получения  $\mathbf{M}$  из  $\mathbf{R}_d$  требует примерно половину

сложности (около половины от необходимого количества вычислений) метода исключения Гаусса. Позже будет показано, что этой процедуры иногда вполне можно избежать, используя вместо нее последовательность более простых обновлений.

Корневая матрица  $\mathbf{M}$  может быть легко обновлена для отражения соответствующих обновлений ковариационной матрицы  $\mathbf{R}_d$ . К примеру, если новая матрица  $\mathbf{R}'$  задана обновлением матрицы  $\mathbf{R}$  ранга 1, то есть:

$$\mathbf{R}' = \mathbf{R} + \alpha \mathbf{e} \mathbf{e}^H, \quad (11)$$

то матрица  $\mathbf{M}'$  квадратного корня от матрицы  $\mathbf{R}'$  может быть вычислена как обновление  $\mathbf{M}$ , без возвращения к  $\mathbf{R}$ .

Чтобы увидеть это, допустим, что  $(\mathbf{L}', \mathbf{D}')$  - пара, соответствующая  $\mathbf{M}'$ . Тогда  $\mathbf{L}'$  может быть вычислена как обновление к  $\mathbf{L}$ :

$$\mathbf{L}' = \mathbf{L} \mathbf{K}, \quad (12)$$

где  $\mathbf{K}$  - треугольная матрица со специальной структурой:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ p_2 \beta_1^* & 1 & & & \\ p_3 \beta_1^* & p_3 \beta_2^* & 1 & & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \\ p_n \beta_1^* & p_n \beta_2^* & \cdots & p_n \beta_{n-1}^* & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Окончательно матрица  $\mathbf{M}'$  квадратного корня матрицы  $\mathbf{R}'$  задается следующим выражением

$$\mathbf{M}' = \mathbf{L} \mathbf{K} \mathbf{D}'^{1/2}. \quad (14)$$

Параметры  $p_i$  определяются вектором

$$\mathbf{p} = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{e}. \quad (15)$$

Если вектор  $\mathbf{p}$  задан, диагональные элементы  $d_i'$  матрицы  $\mathbf{D}'$  и параметры  $\beta_i$

могут быть вычислены, используя следующий алгоритм:

$$t_1 = 1 / \alpha$$

для  $i = 1 : n - 1$

$$a = t_i d_i + |p_i|^2$$

$$t_{i+1} = a / d_i$$

$$d_i' = a / t_i$$

$$\beta_i = p_i / a \quad (16)$$

конец

$$d_n' = d_n + |p_n|^2 / t_n$$

Специалисты в данной области примут во внимание, что существуют альтернативные подходы для вычисления этих параметров.

Процедура обновления корня ранга 1, описанная выше, может быть резюмирована как функция  $RU(\cdot)$  с входными данными  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{e}$  и  $\alpha$ , и выходными данными  $\mathbf{M}'$ :

$$\mathbf{M}' = RU(\mathbf{M}, \mathbf{e}, \alpha) \quad (17)$$

Некоторые ключевые операции G-Rake, с соответствующими вычислениями, применяющими ковариационную матрицу  $\mathbf{R}_d$  и матрицу корня  $\mathbf{M}$ , суммированы в таблице 1:

| Операция<br>G-Rake | Использование<br>ковариационной<br>матрицы | Использование<br>матрицы квадратного корня | Комментарий |
|--------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|-------------|
|--------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|-------------|

|                            |                                                             |                                                                                    |                                               |
|----------------------------|-------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|
| Обновление                 | $\mathbf{R}' = \mathbf{R} + \alpha \mathbf{e} \mathbf{e}^H$ | $\mathbf{M}' = RU(\mathbf{M}, \mathbf{e}, \alpha)$                                 |                                               |
| Весовое решение            | $\mathbf{R} \mathbf{w} = \mathbf{h}$                        | $\mathbf{M} \mathbf{v} = \mathbf{h}$<br>$\mathbf{M}^H \mathbf{w} = \mathbf{v}$     | точное решение с обратной подстановкой        |
| Комбинирование             | $z = \mathbf{w}^H \mathbf{y}$                               | $z = \mathbf{w}^H \mathbf{y}$ или<br>$z = \mathbf{v}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{y}$ | Альтернатива, если доступна $\mathbf{M}^{-1}$ |
| Отношение сигнал-шум (SNR) | $\gamma = \mathbf{w}^H \mathbf{h}$                          | $\gamma = \mathbf{v}^H \mathbf{v}$                                                 |                                               |
| Таблица 1                  |                                                             |                                                                                    |                                               |

Специалисты в данной области техники примут во внимание, что ключевым преимуществом «корневой» матрицы (или матрицы корня квадратного) является способность использовать обратную подстановку в решение линейных систем. Обратная матрица для корневой матрицы также может быть найдена путем обратной подстановки. В частности, специалисты в данной области отметят, что, при использовании ковариационного метода, решение системы  $\mathbf{R} \mathbf{w} = \mathbf{h}$  типично находится, используя итерационный метод, такой как метод Гаусса-Зейделя. Для относительно больших матриц может понадобиться большое количество итераций, чтобы получить достаточно точное решение. Напротив, при использовании метода вычисления корня, решение системы  $\mathbf{M} \mathbf{v} = \mathbf{h}$  и  $\mathbf{M}^H \mathbf{w} = \mathbf{v}$  выполняется обратной подстановкой, и является точным в пределах погрешности процесса вычисления.

Использование корневой матрицы в приемниках G-Rake может, таким образом, сократить сложность обработки G-Rake, а также обновления ковариации.

Соответственно, альтернатива каскаду 220' приемника, изображенного на фиг.3, проиллюстрирована на фиг.4. Как и с конфигурацией фиг.3, каскад приемника 220" фиг.4 позволяет нескольким таким модулям соединяться последовательно.

Однако в этом варианте осуществления, ковариационные данные передаются между каскадами в форме матрицы квадратного корня ковариации; таким образом, каскад 220" – i приемника получает  $\mathbf{M}^{(i-1)}$  из предыдущего каскада и предоставляет обновленную ковариационную матрицу  $\mathbf{M}^{(i)}$  для следующего каскада. Вновь, специалисты в данной области техники примут во внимание, что последний каскад в последовательности каскадов 220 приемника не обязательно включает в себя функцию обновления. Более того, так как он не получает ковариационные данные из предыдущего каскада, первый каскад может быть сконфигурирован для определения изначальной оценки ковариационной матрицы  $\mathbf{R}_a^{(0)}$ , используя традиционные средства, и формирования соответствующей корневой матрицы  $\mathbf{M}^{(0)}$ , как описано выше.

Приемник вычитания помех, использующий каскад 220" по фиг.4 может, таким образом, функционировать в области вычисления корня вместо области ковариации в архитектуре последовательного вычитания помех. Матрица квадратного корня ковариации может быть использована каждой стадией, чтобы выполнять обработку G-Rake, используя операции, перечисленные в таблице 1. Матрица квадратного корня ковариации может обновляться непосредственно каждым каскадом, чтобы учитывать вычитание детектированного сигнала.

Например, матрица  $\mathbf{M}^{(0)}$ , которая является «квадратным корнем» ковариационной матрицы  $\mathbf{R}_a^{(0)}$ , представляющей ковариацию первоначально принятого составного сигнала связи, может быть обновлена до  $\mathbf{M}^{(1)}$ , используя функцию  $RU(\cdot)$ , так что она соответствует обновленному сигналу связи с устраненным  $S_1$ :

$$\mathbf{M}^{(1)} = RU(\mathbf{M}^{(0)}, \mathbf{h}^{(1)}, -\alpha^{(1)}). \quad (18)$$

Это может быть обобщено, для каскада 220'' -i приемника:

$$\mathbf{M}^{(i)} = RU(\mathbf{M}^{(i-1)}, \mathbf{h}^{(i)}, -\alpha^{(i)}). \quad (19)$$

5 Таким образом, обновление ковариации может быть заменено обновлением корневой матрицы.

Конфигурация последовательного вычитания помех, использующая каскад 220'' приемника по фиг.4, проиллюстрирована на фиг.5. Вновь, на всем ее протяжении обрабатывается корневая матрица. Как было обсуждено ранее, последний каскад 220'' -К не обязательно включает в себя функцию обновления. Более того, первый каскад 220'' -1 сконфигурирован для оценки ковариации для исходного входного сигнала  $\mathbf{r}^{(0)}$ .

15 Конфигурация по фиг.5 обрабатывает один сигнал на каждом каскаде. Типично, польза от вычитания помех наиболее велика, когда вычитаемый сигнал имеет более высокую частоту, чем последующие сигналы. Для сигналов с одинаковой частотой польза от вычитания одного сигнала дает лишь малое усиление другому. Таким образом, может быть полезно при некоторых обстоятельствах использовать 20 гибридную конфигурацию, где один или более каскадов обрабатывают группу пользователей. Такой вариант осуществления показан на фиг.6. Каскад 220''' -i приемника обрабатывает J пользователей, отмеченных  $i, 1 \dots i, J$ . Каждая схема 230''' детектирования сигнала использует один и тот же сигнал  $\mathbf{r}^{(i-1)}$  и одну и ту же корневую матрицу  $\mathbf{M}^{(i-1)}$ . Схемы 230''' детектирования сигнала работают 25 параллельно, и, в этой конфигурации, не помогают друг другу. Каждая схема 230''' детектирования сигнала подводит свои выходы к схеме 240''' обработки обновления, которая модифицирована для обработки J сигналов. В частности, принятый сигнал обновляется следующим образом:

$$30 \quad \mathbf{r}^{(i)} = \mathbf{r}^{(i-1)} - \mathbf{h}^{(i,1)} * \mathbf{s}_c^{(i,1)} - \dots - \mathbf{h}^{(i,J)} * \mathbf{s}_c^{(i,J)}. \quad (20)$$

Специалисты в данной области техники примут во внимание, что корректировка ковариационной матрицы для учета вычитания J сигналов потребует J обновлений ранга 1:

$$35 \quad \mathbf{R}_d^{(i)} = \mathbf{R}_d^{(i-1)} - \alpha^{(i,1)} \mathbf{h}^{(i,1)} \mathbf{h}^{(i,1)H} - \dots - \alpha^{(i,J)} \mathbf{h}^{(i,J)} \mathbf{h}^{(i,J)H} \quad (21)$$

Обновление соответствующей корневой матрицы просто требует последовательных обновлений корневой матрицы. Это может быть достигнуто следующим образом.

$$40 \quad \begin{aligned} \mathbf{N}^{(0)} &= \mathbf{M}^{(i-1)} \\ \mathbf{N}^{(1)} &= RU(\mathbf{N}^{(0)}, \mathbf{h}^{(i,1)}, -\alpha^{(i,1)}) \\ &\vdots \\ \mathbf{N}^{(J)} &= RU(\mathbf{N}^{(J-1)}, \mathbf{h}^{(i,J)}, -\alpha^{(i,J)}) \\ \mathbf{M}^{(i)} &= \mathbf{N}^{(J)} \end{aligned} \quad (22)$$

45 Один специальный случай последовательной/параллельной гибридной конфигурации представляет особый интерес на практике. При некоторых обстоятельствах сценарий смешанного использования будет иметь очень мало пользователей высокоскоростной передачи данных и много пользователей низкоскоростной передачи данных. Таким образом, пользователи высокоскоростной 50 передачи данных могут быть обработаны первыми (последовательно, параллельно или гибридно), за ними следует параллельная обработка пользователей низкоскоростной передачи данных.

В большой части предшествующего обсуждения предполагалось, что обновление

квадратного корня ковариации содержит единственное обновление первого ранга, соответствующее поправочному  $\Delta_1$  члену ковариационной матрицы. Как обсуждалось ранее, обновление ковариационной матрицы может быть выполнено более точно путем включения дополнительных членов в поправочный член. Второй поправочный член  $\Delta_2$ , схожий с  $\Delta_1$ , но включающий в себя дополнительный член  $\gamma^{(1)}\mathbf{D}$ , был определен в уравнении (4). Обновления, соответствующие  $\Delta_2$ , могут быть выполнены в области вычисления корня, осуществляя последовательность обновлений ранга 1, как показано ниже.

Сначала определяется вектор-столбец  $\mathbf{e}_k^{(1)}$ , имеющий значение  $\sqrt{d_k^{(1)}}$  из уравнения (5) в  $k$ -й позиции, и нули во всех остальных позициях. Затем:

$$\mathbf{D} = \sum_k \mathbf{e}_k^{(1)} \mathbf{e}_k^{(1)H} \quad (23)$$

Следует, что  $\mathbf{D}$  может быть учтена в обновлении корневой матрицы путем применения последовательности из  $Q$  обновлений ранга 1, используя функцию  $RU(\bullet)$ , где  $Q$  - число ответвлений канала (специалисты в данной области примут во внимание, что примеры, в которых  $d_k^{(1)} = 0$ , могут быть пропущены). Предыдущий подход применяется к любому каскаду  $i$ . Таким образом, в совокупности учет  $\Delta_2$  в заданном каскаде займет не больше чем  $Q+1$   $RU(\bullet)$  обновлений.

В целом, дополнительные члены сверх  $\Delta_2$  могут быть разложены в обновления ранга 1 и соответственно обработаны. Однако также возможно применение обновлений корневой матрицы, соответствующих обновлениям ковариации, имеющих ранг выше чем один. В математической литературе, такой как M. Seeger, "Low rank updates for the Cholesky decomposition (Обновления низкого ранга для разложения Холецкого)," Department of EECS, UC Berkeley, 2005, были выведены соответствующие обновления корневой матрицы для обновлений матрицы, имеющих ранги выше, чем один. Таким образом, обновления матрицы квадратного корня ковариации более высокого ранга также могут применяться в вариантах осуществления настоящего изобретения. Однако важно иметь в виду, что для того, чтобы обновление более высокого порядка ранга было привлекательно с точки зрения сложности, ранг обновления должен быть малым относительно размера матрицы, примерно 5-10% от ее размера.

Как упомянуто ранее, в некоторых вариантах осуществления изобретения может быть вычислена одиночная ковариационная матрица для составного сигнала связи, при этом матрица включает в себя элементы для всех задержек, использованных в приемнике. Заданный каскад в действительности может использовать меньшее, чем все отклонения, представленные в ковариационной матрице или соответствующей матрице квадратного корня ковариации. Таким образом, каскад приемника 220- $i$  может иметь в качестве входных данных ковариационную матрицу  $\mathbf{R}_d^{(i-1)}$ , вычисленную для регулярной сети  $N_d$  задержек. Эти отклонения являются частью полного набора  $D$  отклонений. Схема 230- $i$  детектирования сигнала может либо использовать все задержки в наборе  $D$ , либо выбирать поднабор из  $N_s$  задержек из множества  $D$ , где  $N_s < N_d$ .

Когда индивидуальный каскад 220 приемника использует поднабор всех задержек, матрица корня ковариации, используемая для вычисления весовых коэффициентов, может быть вычислена, по меньшей мере, с помощью двух подходов. В первом подходе ковариационная матрица вычисляется из корневой матрицы, и затем

устраняются строки и столбцы результирующей ковариационной матрицы, соответствующие неиспользованным отводам (задержкам). Затем либо результирующая ковариационная матрица используется напрямую для операций детектирования сигнала, либо вычисляется корневая матрица для результирующей ковариационной матрицы и затем используются для операций детектирования сигнала. Во втором подходе матрица квадратного корня ковариации может быть обновлена непосредственно, путем вычисления обновления ранга 1 корневой матрицы для каждой из устраненных задержек. Детали такого обновления ранга 1 представлены в публикации патентной заявки США 2008/0063033, которая была включена в настоящий документ путем ссылки выше.

В каждом приемнике выбор отводов может быть основан на информации от поискового устройства, и только задержки, отобранные поисковым устройством и включенные в набор D, используются для комбинирования. В целом, разрешение поискового устройства каждого приемника может быть отличным от разрешения задержек в наборе D. В таких вариантах осуществления, если задержка, заданная поисковым устройством, не является частью набора D, то может быть отобрана ближайшая задержка в наборе D. Выбор подмножества отводов также может быть произведен, основываясь на весовых коэффициентах G-Rake, например, путем отбора поднабора отводов, имеющих наибольшие значения весовых коэффициентов. (См., например, G.E. Bottomley, T. Ottosson и Y.-P.E. Wang, "A generalized Rake receiver for DS-CDMA systems (Обобщенный приемник Rake для систем DS-CDMA)," in Proc. of IEEE Veh. Technol. Conf. 2000, pp. 941-945). В этих вариантах осуществления весовые коэффициенты могут быть вычислены для всех отводов в наборе D (используя  $\mathbf{M}^{(i-1)}$ ), но для комбинирования используется только поднабор весовых коэффициентов.

В другом варианте осуществления индивидуальный приемник может включать в себя дополнительные задержки, не присутствующие в D. Это тот случай, к примеру, когда индивидуальный приемник имеет более высокое разрешение, чем разрешение набора D. Индивидуальный приемник может расширить матрицу корня ковариации, чтобы включить в ее состав дополнительные задержки, используя оценку канала в новых размещениях задержек. Расширение может быть выполнено путем применения последовательности обновлений ранга 1 корневой матрицы. Расширенная матрица затем используется для демодуляции представляющего интерес сигнала.

В блоке обновления индивидуальный приемник может возвращаться к исходной не расширенной матрице корня ковариации и устранять воздействие своего сигнала из него. В качестве альтернативы, индивидуальный приемник может использовать расширенную матрицу корня ковариации и устранять воздействие своего сигнала из него. Это может быть сделано, чтобы помочь последующим индивидуальным приемникам.

Наконец, рассмотрим ситуацию, в которой мы имеем не синхронизированные передачи сигналов, показанные схематически на фиг.7А. Три сигнала пользователя прибывают в моменты времени T1A, T2A и T3A, и завершаются в моменты времени T1B, T2B и T3B. На фигуре 7А интервалы времени передачи (TTIs) одинаковы, хотя в общем случае они могут отличаться. Невыровненность передач вытекает из различных условий помех с течением времени, как обозначено пронумерованными временными интервалами (TS-0 по TS-6) на чертеже.

Каскады приемника, обсужденные выше, могут быть модифицированы для учета невыровненных сигналов пользователя. Вновь со ссылкой на фиг.7А, предположим, что сигналы пользователя обрабатываются в изображенном порядке. В целом,

конечно, сигналы пользователя могут быть обработаны в любом порядке; нет  
необходимой связи между порядком поступления и обработкой пользователей. В  
одном варианте осуществления изобретения, каскад 220 приемника сохраняет  
окно (0,T) принятых данных сигнала, которое охватывает передачи полностью для  
5 всех трех сигналов пользователя. На фиг.7А проиллюстрированное окно было  
выбрано имеющим намного большую длительность, чем время передачи одиночного  
пользователя. В целом, более длительное окно обработки дает приемнику  
возможность обрабатывать воздействия большего числа пользователей. Если окно  
10 центрировано вокруг отдельного пользователя, например пользователя 1, то окно, в  
три раза большее (общей) продолжительности передачи, будет учитывать всех  
пользователей, которые могут перекрываться с пользователем 1.

Вышеприведенные обсуждения различных каскадов приемника неявным образом  
допускали, что матрица квадратного корня ковариации остается постоянной на  
15 протяжении окна приемника. Со ссылкой на фиг. 4, например, каскад 220" -i  
приемника принимает одиночную корневую матрицу  $\mathbf{M}^{(i-1)}$ , и производит одиночное  
обновление матрицы  $\mathbf{M}^{(i)}$ . Однако эти каскады приемника могут быть  
модифицированы для приема последовательности корневых матриц и формирования  
20 последовательности матриц, отражающей изменение в условиях помех в течение  
длительности окна. К примеру, окно обработки может быть рассмотрено, как  
включающее в себя предустановленное число  $\mathcal{Q}$  дискретных моментов времени.  
Значения времени с T1A по T3B могут быть дискретизированы соответственно. Для  
ясности, в обсуждении, которое следует дальше, последовательность матриц  
25 обозначается как  $\underline{\mathbf{M}}^{(i-1)}$ , где k-ая матрица в последовательности -  $\mathbf{M}^{(i-1)}(k)$ , для  $k=1 \dots \mathcal{Q}$ .  
Таким образом, после модифицирования, каскад 220" -i приемника принимает  
последовательность  $\underline{\mathbf{M}}^{(i-1)}$  и производит последовательность  $\underline{\mathbf{M}}^{(i)}$ . Эффективные  
методы хранения или вычисления этих последовательностей матриц будут обсуждены  
30 далее ниже.

На фиг.7В временной интервал (0,T) разделен на  $\mathcal{Q} = 10$  дискретных значений  
времени, обозначенных как 1...10. Также в этом примере, T1A является ближайшим  
значением к 1 и T1B является ближайшим значением к 5, что означает, что  
35 пользователь 1 присутствует для значений с 1 по 5, и отсутствует в других случаях.  
Согласно фиг.7А, каскад приемника может быть сконфигурирован, чтобы  
обрабатывать пользователя 1 первым. Исходная последовательность  $\underline{\mathbf{M}}^{(0)}$  корневых  
матриц (или соответствующая ей последовательность  $\underline{\mathbf{R}}_d^{(0)}$  ковариационных матриц)  
40 предполагается постоянной на протяжении окна на входе в каскад 220" -1 приемника  
(см. фиг.5). Пользователь 1 "включен" в течение интервала (T1A,T1B). На выходе из  
каскада 220" -1 приемника обновленная корневая матрица принимает следующие  
значения:

На (0,T1A): нет изменения,  $\mathbf{M}^{(1)}(k) = \mathbf{M}^{(0)}(k)$ ;

на (T1A,T1B), новое значение  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$ ;

на (T1B,T), нет изменения,  $\mathbf{M}^{(1)}(k) = \mathbf{M}^{(0)}(k)$ .

Отметим, что новое значение  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$  для промежуточного интервала может быть  
50 вычислено, используя методики обновления ранга 1, которые обсуждались выше со  
ссылкой на уравнение (17).

Каскад 220" -2 приемника принимает последовательность  $\underline{\mathbf{M}}^{(1)}$ , вычисленную  
приемником каскада 220" -1. Он использует новую последовательность матриц

квадратного корня ковариации для демодуляции пользователя 2 и обновляет ее для каскада 220" -3. На интервале (T2A,T2B) имеется два различных значения  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$ ,

использованных для демодуляции сигнала пользователя 2.

5 В целом, если интервал (TxA,TxB) содержит  $Q'$  дискретных значений времени, то на нем может быть  $Q'$  различных значений  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$ . Имеется несколько подходов для управления данной ситуацией. Во-первых, в некоторых вариантах осуществления могут быть вычислены  $Q'$  отдельных решений G-Rake. В других вариантах осуществления,  $Q'$  значений  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$  могут усредняться, и одиночное решение G-Rake  
10 вычисляется из результата. В других вариантах осуществления, ковариационные матрицы, соответствующие  $Q'$  значениям  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$ , могут быть усреднены, а результат усреднения используется для вычисления одиночного решения G-Rake.

15 Продолжая обработку трех сигналов пользователей согласно фиг.7А, каскад 220" -2 приемника также обновляет последовательность  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$  для  $Q'$  значений на интервале (T2A,T2B):

на (0,T2A): нет изменения;

на (T2A,T2B), новое значение  $\mathbf{M}^{(2)}(k)$ ;

20 на (T2B,T), нет изменения,  $\mathbf{M}^{(2)}(k) = \mathbf{M}^{(1)}(k)$ .

Вновь, обновленные значения для любой из матриц квадратного корня ковариации в последовательности могут быть вычислены, используя методы обновления ранга 1, обсуждаемые в материалах настоящей заявки. Наконец, каскад 220" -3 приемника  
25 принимает последовательность  $\mathbf{M}^{(2)}$  и применяет ее таким же образом. Специалисты в данной области техники примут во внимание, что эти методы могут быть применены в любом количестве стадий, и также примут во внимание, что изменяющиеся во времени последовательности матриц квадратного корня ковариации могут быть  
30 вычислены для учета изменяющихся во времени поступлений некоторых или всех сигналов пользователей, обрабатываемых в приемнике.

Так как одинаковый сценарий, в терминах которого присутствуют сигналы, повторяется на различных субинтервалах окна обработки приемника, может применяться любая из нескольких методик для более эффективного вычисления и/или  
35 хранения  $Q$  значений последовательности  $\mathbf{M}^{(1)}$ . В некоторых вариантах осуществления, например, только различные значения корневой матрицы вычисляются и передаются. Вновь со ссылкой на пример на фиг.1, первый каскад (обработка пользователя 1) приемника может распознавать, что имеется только два  
40 отдельных значения для  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$ . Первый каскад приемника может хранить только 2 этих значения, вместо всех  $Q$  значений. Он также хранит индексы, соответствующие этим двум значениям, и передает две матрицы и индексы вперед на следующий каскад приемника. Второй каскад приемника распознает, что среди  $Q'$  значений на  
45 интервале (T2A,T2B) есть два отдельных значения  $\mathbf{M}^{(1)}(k)$ ; это может быть использовано, чтобы упростить различные подходы, которые были обсуждены выше, для демодуляции сигнала два. К примеру, если различные решения G-Rake вычислены для отдельных временных интервалов, то вместо  $Q'$  необходимо вычислить только два G-Rake. Если взамен используются усредняющие подходы, то усредняющая  
50 операция может быть упрощена до средневзвешенного двух величин. Так или иначе, когда второй каскад приемника вычисляет обновленную последовательность  $\mathbf{M}^{(2)}$ , он указывает, что имеется первое значение на интервалах (0,T1A) и (T2B,T), второе

значение на (T1A,T2A), третье значение на (T2A,T1B) и четвертое на (T1B,T2B).

Подводя итог этого первого подхода, каскад  $i$  приемника принимает набор отдельных значений для  $\mathbf{M}^{(i-1)}(k)$ , и их индексов. Он использует эту информацию в своей собственной демодуляции, и он обновляет эту информацию, чтобы произвести набор отдельных значений для  $\mathbf{M}^{(i)}(k)$  и их индексов. Эта информация передается следующему каскаду приемника  $i+1$ .

Второй подход развивает это направление, распознавая, какие сигналы присутствуют в каком субинтервале. То есть первый каскад приемника указывает, что пользователь 1 присутствует на (T1A,T1B), и отсутствует на (0,T1A) и (T1B,T). Далее, второй каскад приемника указывает, что пользователь 2 присутствует на (T2A, T2B), и отсутствует на (0,T2A) и (T2B,T). Более того, он может объединить это с предыдущей информацией, чтобы указывать, что сигнал 1 присутствует на (T1A,T2A), пользователи 1 и 2 присутствуют на (T2A,T1B), пользователь 2 присутствует на (T1B,T2B), и никто не присутствует на (0,T1A) и (T2B,T). Отметим, что в соответствии с последовательным потоком информации, для этого второго подхода каждый модуль знает только информацию, которая ему подается и информацию, которую он производит. В этом примере, ни первый, ни второй каскад приемника не включает в себя знание о пользователе 3.

Вычисление значений корневой матрицы может теперь быть выполнено согласно информации этого сигнала. То есть обновления выполняются согласно присутствующим сигналам. Это открывает возможность хранения промежуточных значений, которые могут быть полезны в различных субинтервалах. К примеру допустим, что некоторые сигналы 1,2,3,4 присутствуют в одном субинтервале, а сигналы 1,2,3,5 присутствуют в другом интервале. Тогда для каскада 5 приемника, который осведомлен о всех пяти сигналах, может быть полезным хранить промежуточные значения, отражающие сигналы 1,2,3. Это промежуточное значение может быть использовано, чтобы завершить вычисление обновления корневой матрицы для 1,2,3,4 и для 1,2,3,5.

Подводя итог этого второго подхода, каскад приемника  $i$  принимает информацию о присутствии различных сигналов, в дополнение к набору отдельных значений для  $\mathbf{M}^{(i-1)}(k)$ . Он использует эту информацию в своей собственной демодуляции, путем вычисления промежуточных значений, которые могут быть повторно использованы в различных субинтервалах. Он также обновляет эту информацию о присутствии различных сигналов, так же как и наборы отдельных значений для  $\mathbf{M}^{(i)}(k)$ .

Третий подход расширяет второй подход, путем избегания последовательного ограничения на информацию, которая была обсуждена выше. Более точно, в некоторых вариантах осуществления каскад приемника  $i$  может быть обеспечен информацией, касающейся присутствия сигналов, которая будет обработана позже. Это позволяет ей вычислять промежуточные значения, зная, что они будут повторно использованы в более позднем модуле, в отличие от текущего модуля. Рассмотрим тот же вышеприведенный пример, в котором сигналы 1,2,3,4 присутствуют в одном субинтервале, а сигналы 1,2,3,5 присутствуют в другом субинтервале. Каскад 4 имеет отношение к сигналам 1,2,3,4. Вдобавок, он обеспечивается указаниями, что сигналы 1,2,3,5 будут присутствовать в суб-интервалах, которые будут интересовать каскад 5 приемника при последующей обработке. Итак, каскад приемника 4 может вычислять и хранить промежуточное значение, отражающее сигналы 1,2,3, и пересылать его на стадию 5 приемника для использования позже.

Подводя итог третьего подхода, каскад приемника  $i$  принимает информацию о присутствии различных сигналов, в том числе сигналы, которые должны быть обработаны позже, вдобавок к набору отдельных значений для  $\mathbf{M}^{(i-1)}(k)$ , которые могут включать в себя промежуточные значения, которые могут использоваться им или последующими модулями. Он использует эту информацию в своей собственной демодуляции, путем вычисления промежуточных значений, которые могут быть повторно использованы в других субинтервалах. Он также вычисляет промежуточные значения, которые используются в последующих модулях. Он обновляет информацию о присутствии различных сигналов, если необходимо, а также набор отдельных значений для  $\mathbf{M}^{(i)}(k)$ , и промежуточных значений, которые смогут использовать последующие модули.

Как описано выше, обновление ковариационной матрицы в каждом блоке имеет результатом устранение вклада отмененного сигнала и обеспечение оценки остающихся помех. До настоящего момента, различные варианты осуществления изобретения описывались в предположении, что каждый модуль обрабатывает и обновляет ковариационную матрицу входных данных. Однако специалисты в данной области примут во внимание, что один или более каскадов приемника в приемнике последовательного вычитания помех могут производить переоценку ковариации обновленного сигнала связи после вычитания детектированного сигнала. В таких вариантах осуществления соответствующая корневая матрица вычисляется согласно уравнению (8). В таком варианте осуществления, этот конкретный каскад приемника не будет обновлять матрицу квадратного корня ковариации с помощью методик, описанных выше. Такая конфигурация может быть желательной, когда точная оценка  $\mathbf{R}^{(i+1)}$  из сигнала после подавления легкодоступна. Альтернативно, такая конфигурация может быть полезной, чтобы исправлять любые накопленные ошибки, которые могли закрасться в обновленную ковариацию данных после нескольких обновлений.

С учетом вышеприведенных конструкций приемника, общий способ обработки составного сигнала связи, содержащего два или более одновременно принятых (то есть перекрывающихся) представляющих интерес сигнала, проиллюстрирован на фиг.8. Этот способ может быть выполнен на одном или более каскадов 220 приемника, которые были обсуждены выше. Проиллюстрированный метод начинается на этапе 810, с детектирования первых символов из первого представляющего интерес сигнала в составном сигнале связи. Это детектирование может быть выполнено с помощью одной из схем 230 детектирования сигнала, которые были обсуждены выше, и может, в различных вариантах осуществления, использовать весовые коэффициенты обработки, вычисленные из матрицы квадратного корня ковариации и информации суммарной характеристики канала, соответствующей первому представляющему интерес сигналу. Как было обсуждено детально выше, матрица квадратного корня ковариации может соответствовать ковариационной матрице данных для составного сигнала связи. В некоторых вариантах осуществления матрица квадратного корня ковариации может вместо этого соответствовать ковариационной матрице искажений; специалисты в данной области техники примут во внимание близкую взаимосвязь между ковариацией данных и ковариацией искажений и незначительные отличия в соответствующей им обработке. Специалисты в данной области также примут во внимание, что детектирование сигнала блока 810 может быть выполнено с помощью приемника G-Rake, в этом случае весовые коэффициенты обработки соответствуют комбинированным весовым

коэффициентам, примененным для выходов декодирования, обратного расширения, G-Rake, или корректора чипов, в этом случае весовые коэффициенты обработки являются весовыми коэффициентами корректора чипов, примененными к отводам корректора чипов.

5 Так или иначе, символы, детектированные на этапе 810, используются на этапе 820 для вычисления восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала. В некоторых вариантах осуществления восстановление первого представляющего интерес сигнала содержит расчет сигнала расширения, используя детектированные  
10 сигналы, подходящий код расширения (который может содержать комбинацию кода разделения на каналы и кода перестановки элементов), и оцененную суммарную характеристику канала для первого представляющего интерес сигнала.

В качестве альтернативы, при восстановлении сигнала и вычитании может быть использована программная информация из демодулятора или декодера. То есть  
15 программная информация о битах модема может быть получена из демодулятора или декодера. Типично, случайная информация находится в форме отношения логарифмического правдоподобия (LLR) или его аппроксимации. Эти LLR могут быть трансформированы в битовые вероятности модема, которые, в свою очередь, могут  
20 быть трансформированы в символьные вероятности. Ожидаемое значение символа может быть вычислено из значений символов и символьных вероятностей. Это ожидаемое значение используется как "программный символ". Программный символ умножается на последовательность расширения для формирования "программного сигнала", который должен быть использован на этапе вычитания.

25 На этапе 830 восстановленный первый сигнал вычитается из составного сигнала связи для получения обновленного сигнала связи для последующей обработки. Помехи, вызванные детектированным первым сигналом и детектированными позже сигналами, должны, таким образом, практически отсутствовать в обновленном  
30 сигнале связи. Это изменение в общем искажении, присутствующее в обновленном сигнале связи, учитывается путем обновления матрицы квадратного корня ковариации, как показано на этапе 840 для получения обновленной матрицы квадратного корня ковариации. В некоторых вариантах осуществления, как описано выше, это обновление может содержать обновление ранга 1 матрицы квадратного  
35 корня ковариации, вычисленной в зависимости от суммарной характеристики канала для первого сигнала. В других вариантах обновление может включать в себя два или более обновлений ранга 1 для отражения более точной коррекции ковариации данных. Эти обновления могут быть основаны на модели для ковариации данных  
40 восстановленного представляющего интерес сигнала, где модель может содержать несколько элементов обновления ранга 1. В некоторых случаях такая модель может включать в себя диагональную матрицу, в которой диагональные элементы рассчитываются из суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, в этом случае матрица квадратного корня ковариации может быть  
45 обновлена посредством применения последовательности обновлений ранга 1, при этом каждое обновление ранга 1 соответствует одному из диагональных элементов. В других вариантах осуществления процесс обновления может включать в себя обновление матрицы квадратного корня ковариации более высокого ранга, чем один. В любом случае обновленная матрица квадратного корня ковариации передается  
50 последующему каскаду приема. Следующий каскад использует обновленную матрицу квадратного корня ковариации, как показано на этапе 850, чтобы детектировать вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу, из

обновленного сигнала связи. Обработка детектирования сигнала следующего каскада, таким образом, отражает модель искажений, которая более точно характеризует искажения в обновленном сигнале связи, так что способность подавления помех не тратится на создающий помехи сигнал (первый представляющий интерес сигнал),  
5 который был устранен (по меньшей мере значительно) из составного сигнала связи. Весовые коэффициенты обработки, вычисленные из обновленной матрицы квадратного корня ковариации для использования в детектировании второго представляющего интерес сигнала, таким образом, отражают эту улучшенную  
10 характеристику искажения.

В некоторых вариантах осуществления, как было обсуждено выше, два или более сигналов могут быть детектированы параллельно, используя одну и ту же матрицу квадратного корня ковариации. Это проиллюстрировано на фиг.9. На этапе 910 символы из первого представляющего интерес сигнала детектируются из составного  
15 сигнала связи. На этапе 920 символы из второго представляющего интерес сигнала детектируются из того же составного сигнала связи. Эти процессы детектирования могут выполняться одновременно в некоторых вариантах осуществления. Так или иначе, эти процессы детектирования используют общую матрицу квадратного корня ковариации данных или ковариации искажений. На этапе 930 первый и второй представляющие интерес сигналы восстанавливаются, используя те же описанные  
20 выше методики. Эти восстановленные сигналы вычитаются из составного сигнала связи на этапе 940.

На этапе 950 матрица квадратного корня ковариации обновляется для учета  
25 устранения первого и второго представляющих интерес сигналов из составного сигнала связи. Как обсуждалось ранее, это может быть сделано в некоторых вариантах осуществления путем применения двух отдельных обновлений ранга 1 матрицы квадратного корня ковариации, соответствующих каждому из двух  
30 представляющих интерес сигналов. Однако обновление матрицы квадратного корня ковариации может содержать дополнительные обновления ранга 1, или обновление более высокого ранга, для одного из или обоих представляющих интерес сигналов.

Фиг.10 иллюстрирует примерный способ корректировки матрицы квадратного корня ковариации для заданного каскада приемника, чтобы учитывать добавление и  
35 удаление задержек обработки из набора задержек обработки. На этапе 1010 выбираются задержки обработки, которые должны быть удалены из текущего набора задержек обработки. На этапе 1020 обновление ранга 1 применяется к матрице квадратного корня ковариации для каждой из удаленных задержек. На этапе 1030  
40 выбираются одна или более задержек обработки, которые должны быть добавлены к текущему набору задержек обработки. Наконец, на этапе 1040 обновление ранга 1 применяется к матрице квадратного корня ковариации для каждой добавленной задержки. Дополнительные детали, касающиеся расширения или сокращения матрицы квадратного корня ковариации, представлены в публикации патентной заявки  
45 США 2008/0063033 A1, содержание которой было ранее включено в настоящий документ путем ссылки.

Фиг.11 иллюстрирует примерный способ корректировки матрицы квадратного корня ковариации для учета изменений в количестве принимаемых сигналов во  
50 времени. Эти изменения могут быть результатом невыровненности сигналов, принятых от многочисленных передатчиков. Таким образом, на этапе 1110 сигнал связи обрабатывается для первого интервала времени, используя первую матрицу квадратного корня ковариации. На этапе 1120 матрица квадратного корня

ковариации корректируется для второго интервала времени, чтобы отразить добавление или выбывание создающего помехи сигнала. Как было описано ранее, это может быть сделано с помощью обновления ранга 1, основанного на суммарной характеристике канала для вновь прибывшего или вновь отклоненного сигнала, хотя также могут применяться более сложные обновления. На этапе 1130 скорректированная матрица квадратного корня ковариации используется для обработки составной сигнала связи в течение второго интервала. Специалисты в данной области примут во внимание, что корректировка невыровненных интервалов, проиллюстрированная в материалах настоящей заявки, может быть использована в одиночном каскаде приемника, или в каждом из нескольких каскадов приемника, в комбинации с процессами обновления квадратного корня ковариации, описанными ранее.

Вышеописанные способы и схемы приемника, и их варианты, могут быть осуществлены в любом из многих устройств беспроводной связи, таких как базовая радиостанция или мобильный терминал. В частности, методы и устройства, описанные в материалах настоящей заявки, могут в общем случае быть приспособлены для любых обрабатывающих сигналы устройств, которые используют ковариационные матрицы помех и методики последовательного вычитания сигнала. Специалисты в данной области примут во внимание, что различные схемы, обсуждаемые в материалах настоящей заявки, такие как схемы 230 детектирования сигнала и схемы 240 обработки обновления, могут быть осуществлены, используя один или более микропроцессоров, микроконтроллеров, процессоров цифровых сигналов, и/или модифицированного оборудования, и могут быть осуществлены, как автономная интегральная схема или как часть специализированной интегральной схемы (ASIC), которая включает в себя также другие функции. Функции одной или более схем, описанных в материалах настоящей заявки, могут быть выполнены, используя один или более обрабатывающих элементов, в одних вариантах осуществления, в то время как функции двух или более схем могут быть выполнены, посредством использования одиночного обрабатывающего элемента в других вариантах осуществления. Эти схемы обработки сигналов могут содержать один или более программируемых элементов, запрограммированных, используя программное обеспечение, встроенное программное обеспечение, или некоторое их сочетание. Схемы обработки сигналов могут также включать в себя один или более элементов, которые реализованы аппаратно для выполнения одного или более способов, описанных в материалах настоящей заявки.

Настоящее изобретение может быть выполнено способами, отличными от конкретно изложенных в материалах настоящей заявки, без отступления от существенных признаков изобретения. Настоящие варианты осуществления должны рассматриваться только как иллюстративные, а не ограничительные, и все изменения, которые могут быть выполнены в рамках и соответствующие эквивалентам прилагаемой формулы изобретения, предназначены включаться в объем настоящего изобретения.

### Формула изобретения

1. Способ обработки составного сигнала связи, содержащего два или более одновременно принятых представляющих интерес сигнала, причем способ содержит вычисление (820, 930) восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала, основанной на детектированных первых символах, соответствующих

первому представляющему интерес сигналу, и формирование (830, 950) обновленного сигнала связи путем вычитания восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из составного сигнала связи, отличающийся тем, что способ дополнительно состоит в том, что:

5 детектируют (810, 910) первые символы для использования в вычислении восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из составного сигнала связи, используя первые весовые коэффициенты, вычисленные из матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого  
10 представляющего интерес сигнала, при этом матрица квадратного корня ковариации представляет ковариацию искажений или ковариацию данных для составного сигнала связи;

обновляют (840, 950) матрицу квадратного корня ковариации, чтобы получить обновленную матрицу квадратного корня ковариации, соответствующую  
15 обновленному сигналу связи; и при этом

обновление (840, 950) матрицы квадратного корня ковариации содержит вычисление первой обновленной матрицы квадратного корня ковариации и второй обновленной матрицы квадратного корня ковариации, соответствующих первому и  
20 второму интервалам времени окна обработки приемника, основываясь на присутствии или отсутствии одного или более представляющих интерес сигналов в течение каждого из первого и второго интервалов времени.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что обновление (840, 950) матрицы квадратного корня ковариации содержит применение одного или более обновлений  
25 ранга 1 матрицы квадратного корня ковариации.

3. Способ по п.2, отличающийся тем, что одно или более обновлений ранга 1 квадратного корня ковариации содержат первое обновление ранга 1, вычисленное в зависимости от суммарной характеристики канала для первого представляющего  
30 интерес сигнала.

4. Способ по п.1, отличающийся тем, что обновление (840, 950) матрицы квадратного корня ковариации содержит обновление матрицы квадратного корня ковариации, основанное на модели ковариации данных восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала.

5. Способ по п.4, отличающийся тем, что модель содержит первый член, основанный на тензорном произведении суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, и второй член, содержащий диагональную матрицу с диагональными элементами, вычисленными из суммарной характеристики  
40 канала для первого представляющего интерес сигнала, и тем, что обновление (840, 950) матрицы квадратного корня ковариации содержит применение последовательности обновлений ранга 1, где каждое обновление ранга 1 соответствует одному из диагональных элементов.

6. Способ по п.4, отличающийся тем, что обновление (840, 950) матрицы квадратного корня ковариации содержит применение к матрице квадратного корня ковариации по меньшей мере одного обновления ранга выше 1.

7. Способ по п.1, отличающийся тем, что способ дополнительно содержит детектирование (850) вторых символов, соответствующих второму представляющему  
50 интерес сигналу, из обновленного сигнала связи, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные из обновленной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для второго представляющего интерес сигнала.

8. Способ по п.7, отличающийся тем, что способ дополнительно состоит в том, что: вычисляют восстановленную версию второго представляющего интерес сигнала, основываясь на детектированных вторых символах;

формируют второй обновленный сигнал связи путем вычитания восстановленной версии второго представляющего интерес сигнала из обновленного сигнала связи; и вычисляют матрицу ковариации оцененных данных, основываясь на втором обновленном сигнале связи.

9. Способ по п.1, отличающийся тем, что способ дополнительно состоит в том, что: детектируют (920) вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу в составном сигнале связи, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные из матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для второго представляющего интерес сигнала; и

вычисляют (930) восстановленную версию второго представляющего интерес сигнала, основываясь на детектированных вторых символах, причем формирование (940) обновленного сигнала связи дополнительно содержит вычитание восстановленной версии второго представляющего интерес сигнала из составного сигнала связи, и

при этом обновление матрицы квадратного корня ковариации содержит применение первого обновления, соответствующего первому представляющему интерес сигналу, и второго обновления, соответствующего второму представляющему интерес сигналу.

10. Способ по п.1, отличающийся тем, что матрица квадратного корня ковариации соответствует набору задержек обработки, и тем, что детектирование (810, 910) первых символов состоит в том, что:

выбирают (1010) одну или более задержек обработки, которые должны быть удалены из упомянутого набора до вычисления весовых коэффициентов обработки;

применяют (1020) обновление ранга 1 к матрице квадратного корня ковариации для каждой из удаленных задержек обработки для получения модифицированной матрицы квадратного корня ковариации;

и вычисляют первые весовые коэффициенты обработки в зависимости от модифицированной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала.

11. Способ по п.1, отличающийся тем, что матрица квадратного корня ковариации соответствует набору задержек обработки, и тем, что детектирование первых символов состоит в том, что:

выбирают (1030) одну или более задержек обработки, которые должны быть добавлены к упомянутому набору до вычисления весовых коэффициентов обработки;

применяют (1040) обновление ранга 1 к матрице квадратного корня ковариации для каждой из удаленных задержек обработки, чтобы получить модифицированную матрицу квадратного корня ковариации; и

вычисляют первые весовые коэффициенты обработки в зависимости от модифицированной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала.

12. Способ по п.1, в котором первые символы соответствуют первому интервалу времени, отличающийся тем, что способ дополнительно состоит в том, что:

корректируют (1120) матрицу квадратного корня ковариации для второго интервала времени путем применения обновления ранга 1 к квадратному корню ковариации для второго сигнала, присутствующего в составном сигнале связи в

течение первого интервала, но не присутствующего в течение второго интервала;

детектируют (1130) вторые символы в течение второго интервала, используя скорректированную матрицу квадратного корня ковариации.

13. Способ по п.12, отличающийся тем, что способ дополнительно содержит  
 5 детектирование вторых символов, соответствующих второму представляющему  
 интерес сигналу, из обновленного сигнала связи, используя вторые весовые  
 коэффициенты обработки, вычисленные из первой обновленной матрицы квадратного  
 10 корня ковариации в течение первого интервала времени, и используя третьи весовые  
 коэффициенты обработки, вычисленные из второй обновленной матрицы квадратного  
 корня ковариации в течение второго интервала времени.

14. Способ по п.12, отличающийся тем, что способ дополнительно содержит  
 15 детектирование вторых символов, соответствующих второму представляющему  
 интерес сигналу, из обновленного сигнала связи, используя вторые весовые  
 коэффициенты обработки, вычисленные в зависимости от первой и второй  
 обновленных матриц квадратного корня ковариации, в течение первого и второго  
 интервалов времени.

15. Схема (10) приемника для приема составного сигнала связи, содержащего два  
 20 или более представляющих интерес сигнала, причем схема (10) приемника содержит  
 схему подавления помех, сконфигурированную, чтобы вычислять восстановленную  
 версию первого представляющего интерес сигнала в составном сигнале связи,  
 основываясь на детектированных первых символах, соответствующих первому  
 25 представляющему интерес сигналу, и формировать обновленный сигнал связи путем  
 вычитания восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала из  
 составного сигнала связи, отличающаяся тем, что схема (10) приемника  
 дополнительно содержит:

схему (230) детектирования сигнала, сконфигурированную, чтобы детектировать  
 30 первые символы для использования в вычислении восстановленной версии первого  
 представляющего интерес сигнала, используя первые весовые коэффициенты  
 обработки, вычисленные из матрицы квадратного корня ковариации и суммарной  
 характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, при этом  
 матрица квадратного корня ковариации представляет ковариацию искажений или  
 35 матрицу ковариации данных для составного сигнала связи; и

схему (240) обновления ковариации, сконфигурированную, чтобы обновлять  
 матрицу квадратного корня ковариации для получения, по меньшей мере, первой  
 40 обновленной матрицы квадратного корня ковариации, соответствующей  
 обновленному сигналу связи; и

при этом схема (240) обновления ковариации сконфигурирована, чтобы вычислять  
 первую обновленную матрицу квадратного корня ковариации и вторую обновленную  
 матрицу квадратного корня ковариации, соответствующие первому и второму  
 45 интервалам времени окна обработки приемника, основываясь на присутствии или  
 отсутствии одного или более представляющих интерес сигналов в течение каждого из  
 первого и второго интервалов времени.

16. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что схема (240) обновления  
 ковариации сконфигурирована, чтобы обновлять матрицу квадратного корня  
 50 ковариации путем применения одного или более обновлений ранга 1 к матрице  
 квадратного корня ковариации.

17. Схема (10) приемника по п.16, отличающаяся тем, что схема (240) обновления  
 ковариации сконфигурирована, чтобы вычислять первое из одного или более

обновлений ранга 1 квадратного корня ковариации в зависимости от суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала.

18. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что схема (240) обновления ковариации сконфигурирована, чтобы обновлять матрицу квадратного корня ковариации, основываясь на модели ковариации данных восстановленной версии первого представляющего интерес сигнала.

19. Схема (10) приемника по п.18, отличающаяся тем, что упомянутая модель содержит первый член, основанный на тензорном произведении суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, и второй член, содержащий диагональную матрицу с диагональными элементами, вычисленными из суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала, и дополнительно отличающаяся тем, что схема (240) обновления ковариации сконфигурирована, чтобы обновлять матрицу квадратного корня ковариации путем применения последовательности обновлений ранга 1, где каждое обновление ранга 1 соответствует одному из диагональных элементов.

20. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала дополнительно сконфигурирована, чтобы детектировать вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу, из обновленного сигнала связи, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные из первой обновленной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для второго представляющего интерес сигнала.

21. Схема (10) приемника по п.20, отличающаяся тем, что схема подавления помех дополнительно сконфигурирована, чтобы вычислять восстановленную версию второго представляющего интерес сигнала, основываясь на детектированных вторых символах, и чтобы формировать второй обновленный сигнал связи путем вычитания восстановленной версии второго представляющего интерес сигнала из обновленного сигнала связи, и дополнительно отличающаяся тем, что схема (240) обновления ковариации сконфигурирована, чтобы вычислять матрицу ковариации оцененных данных, основываясь на втором обновленном сигнале связи.

22. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала дополнительно сконфигурирована, чтобы детектировать вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу, в составном сигнале связи, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные из матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для второго представляющего интерес сигнала; дополнительно отличающаяся тем, что схема подавления помех дополнительно сконфигурирована, чтобы вычислять восстановленную версию второго представляющего интерес сигнала, основываясь на детектированных вторых символах, и чтобы формировать обновленный сигнал связи путем вычитания восстановленной версии второго представляющего интерес сигнала из составного сигнала связи; и дополнительно отличающаяся тем, что схема (240) обновления ковариации сконфигурирована, чтобы обновлять матрицу квадратного корня ковариации путем применения первого обновления, соответствующего первому представляющему интерес сигналу, и второго обновления, соответствующего второму представляющему интерес сигналу.

23. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что матрица квадратного корня ковариации соответствует набору задержек обработки, и дополнительно отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала сконфигурирована, чтобы: выбирать одну или более задержек обработки, которые должны быть удалены из

упомянутого набора до вычисления весовых коэффициентов обработки;

применять обновление ранга 1 к матрице квадратного корня ковариации для каждой из удаленных задержек обработки, чтобы получить модифицированную матрицу квадратного корня ковариации; и вычислять первые весовые коэффициенты обработки в зависимости от модифицированной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала.

24. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что матрица квадратного корня ковариации соответствует набору задержек обработки, и дополнительно отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала сконфигурирована, чтобы:

выбирать одну или более задержек обработки, которые должны быть добавлены к упомянутому набору до вычисления весовых коэффициентов обработки;

применять обновление ранга 1 к матрице квадратного корня ковариации для каждой из удаленных задержек обработки, чтобы получить модифицированную матрицу квадратного корня ковариации; и

вычислять первые весовые коэффициенты обработки в зависимости от модифицированной матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала.

25. Схема (10) приемника по п.15, в которой первые символы соответствуют первому интервалу времени, отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала дополнительно сконфигурирована, чтобы:

корректировать матрицу квадратного корня ковариации для второго интервала времени, путем применения обновления ранга 1 к матрице квадратного корня ковариации для второго сигнала, присутствующего в составном сигнале связи в течение первого интервала времени, но не присутствующего в течение второго интервала; и

детектировать вторые символы в течение второго интервала, используя скорректированную матрицу квадратного корня ковариации.

26. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала дополнительно сконфигурирована, чтобы детектировать вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу, из обновленного сигнала связи, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные из первой обновленной матрицы квадратного корня ковариации, в течение первого интервала времени, и используя третьи весовые коэффициенты обработки, вычисленные из второй обновленной матрицы квадратного корня ковариации, в течение второго интервала времени.

27. Схема (10) приемника по п.15, отличающаяся тем, что схема (230) детектирования сигнала дополнительно сконфигурирована, чтобы детектировать вторые символы, соответствующие второму представляющему интерес сигналу, из обновленного сигнала связи, используя вторые весовые коэффициенты обработки, вычисленные в зависимости от первой и второй обновленных матриц квадратного корня ковариации, в течение первого и второго интервалов времени.

28. Схема (10) приемника по п.15, в которой схема (230) детектирования сигнала содержит обобщенный Rake-приемник (G-Rake), характеризующийся тем, что первые весовые коэффициенты обработки содержат комбинирующие весовые коэффициенты G-Rake, вычисленные в зависимости от матрицы квадратного корня ковариации и суммарной характеристики канала для первого представляющего интерес сигнала.

29. Схема (10) приемника по п.15, в которой схема (230) детектирования сигнала содержит корректор чипов, характеризующийся тем, что первые весовые коэффициенты обработки содержат весовые коэффициенты отводов корректора чипов.

5

10

15

20

25

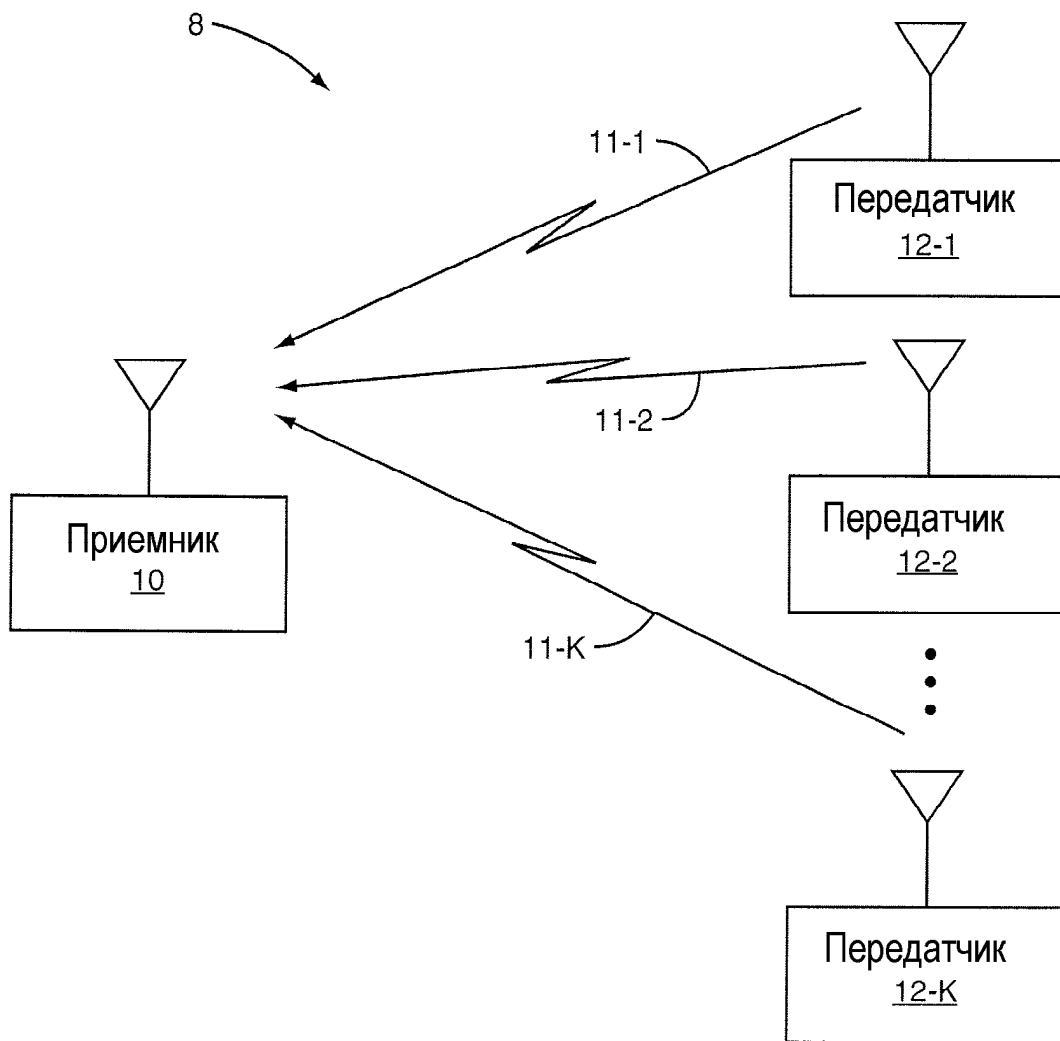
30

35

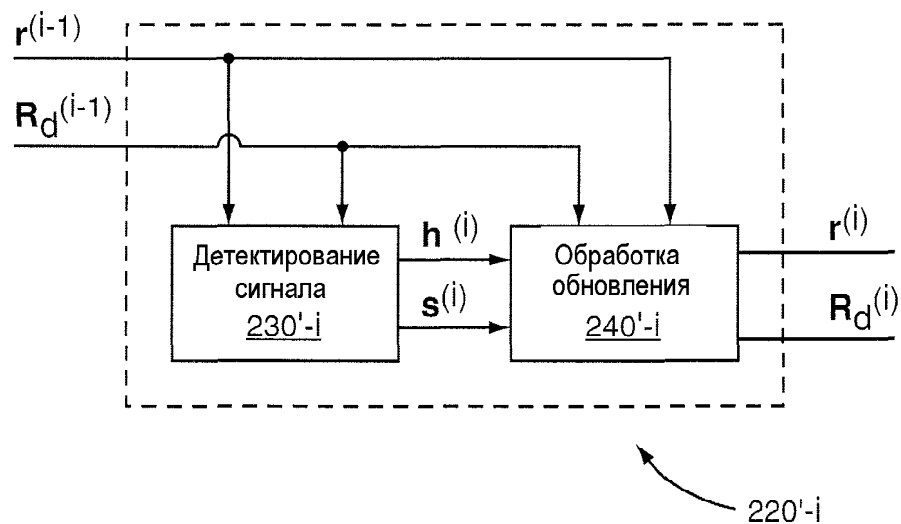
40

45

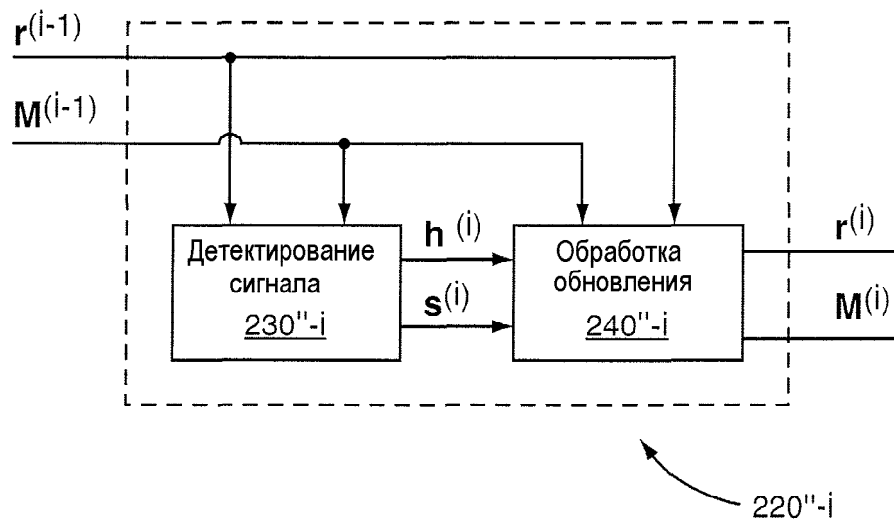
50



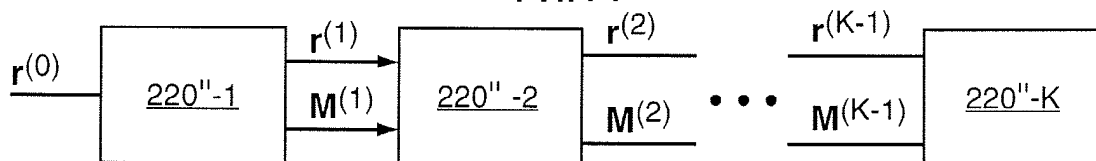
Фиг.1



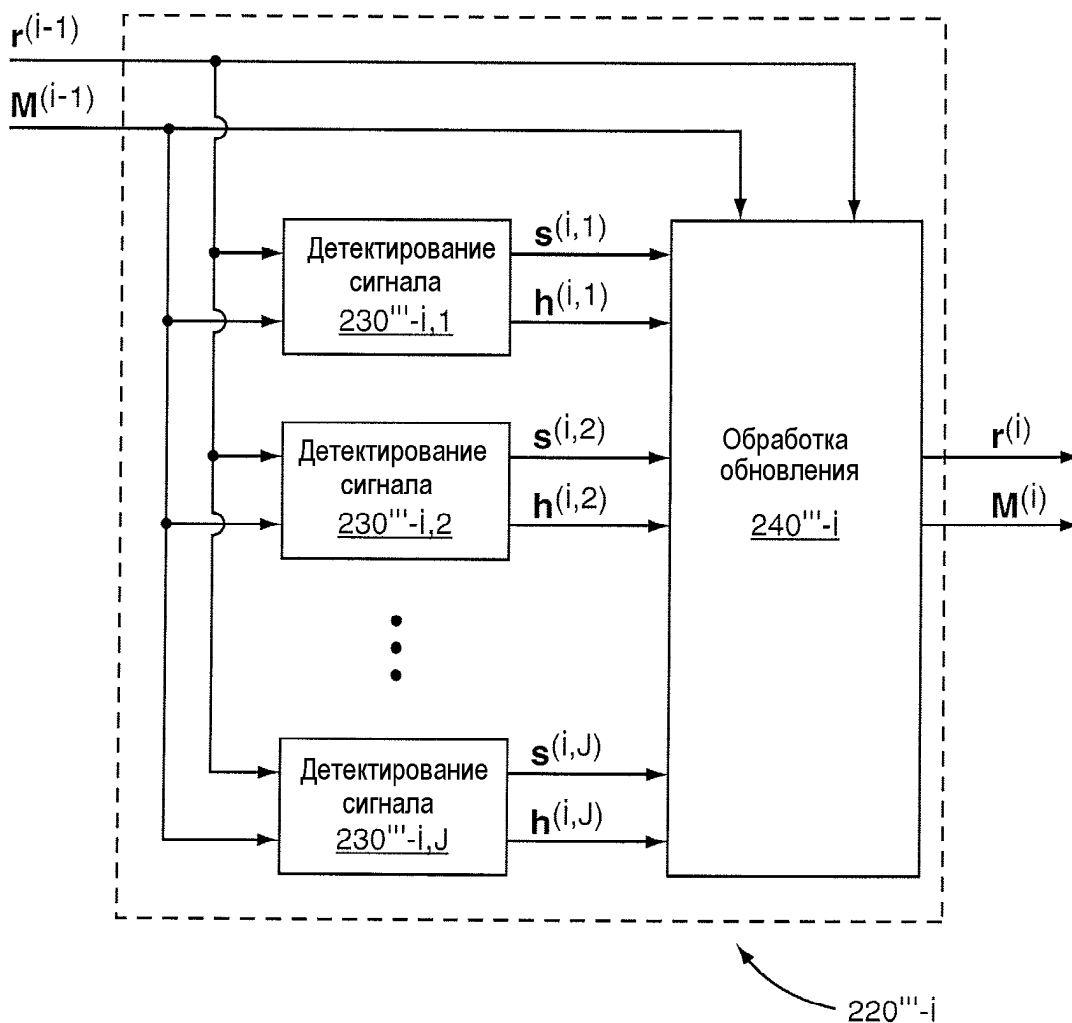
Фиг.3



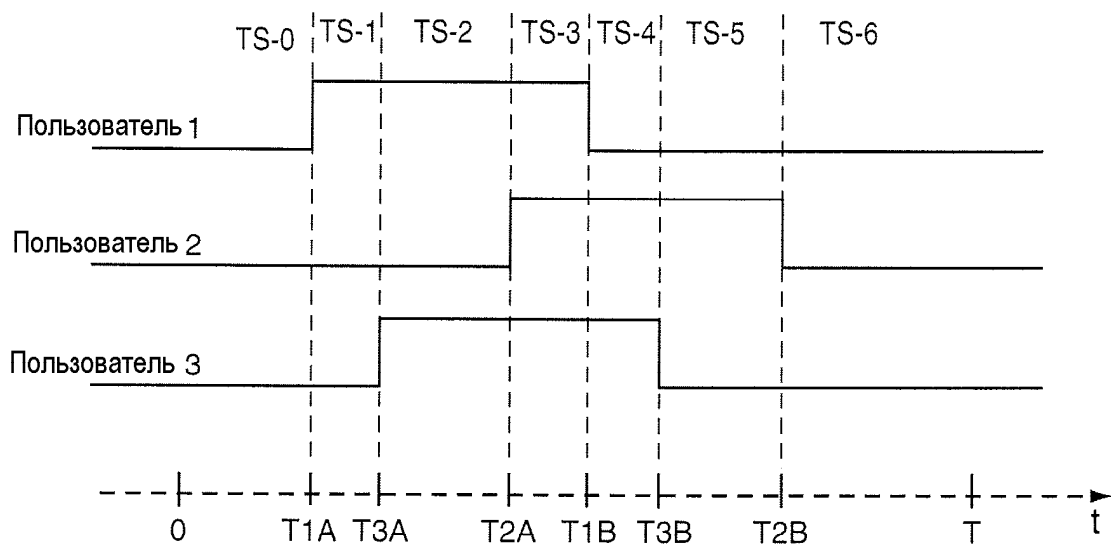
Фиг.4



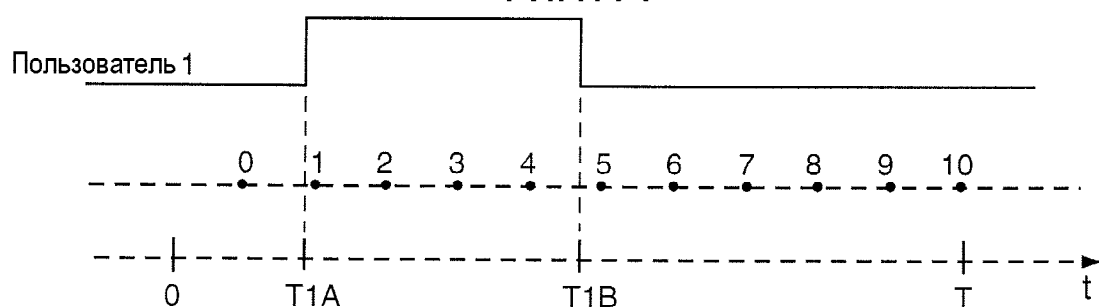
Фиг.5



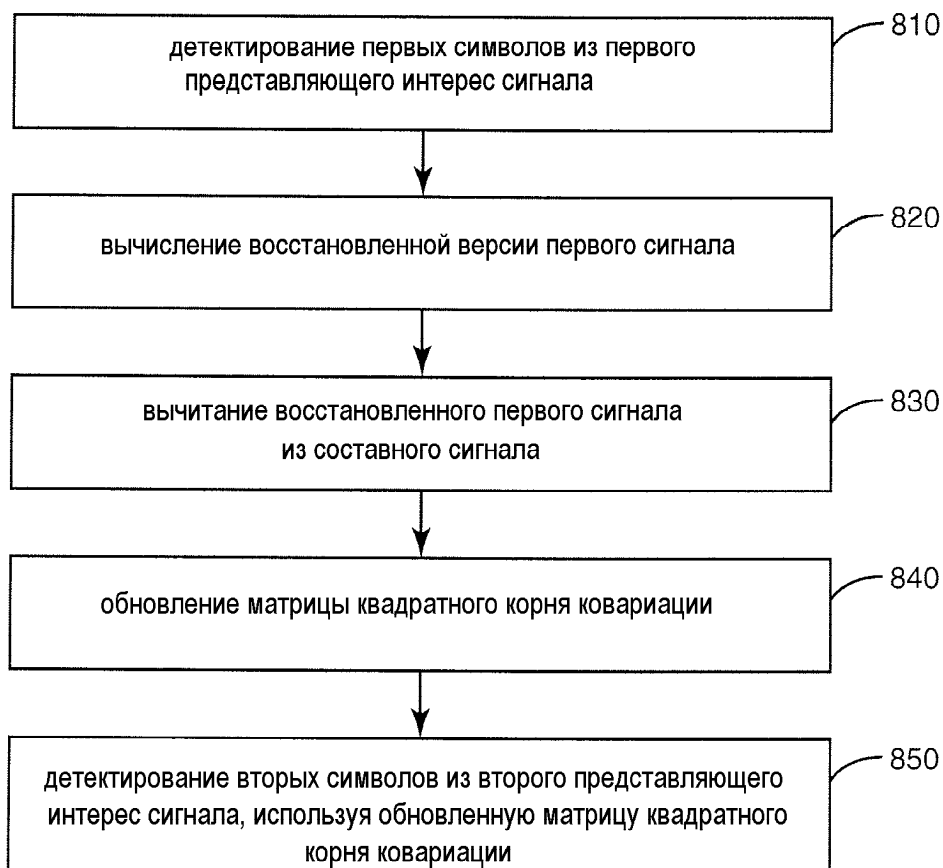
Фиг.6



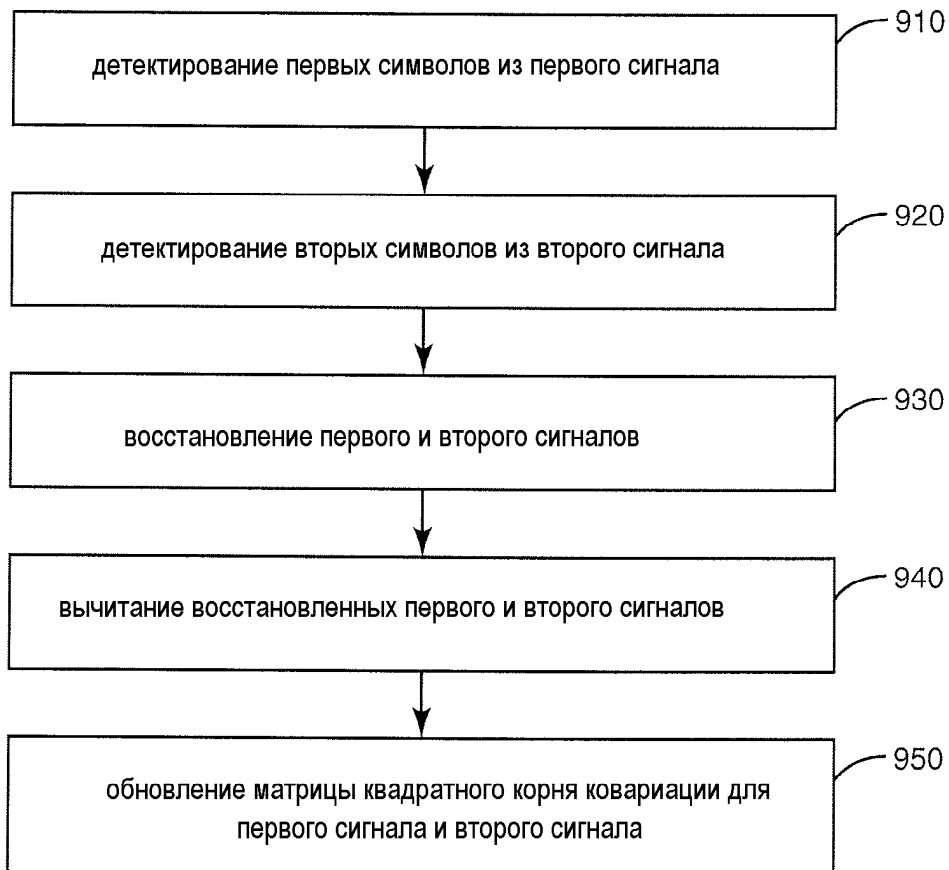
Фиг.7А



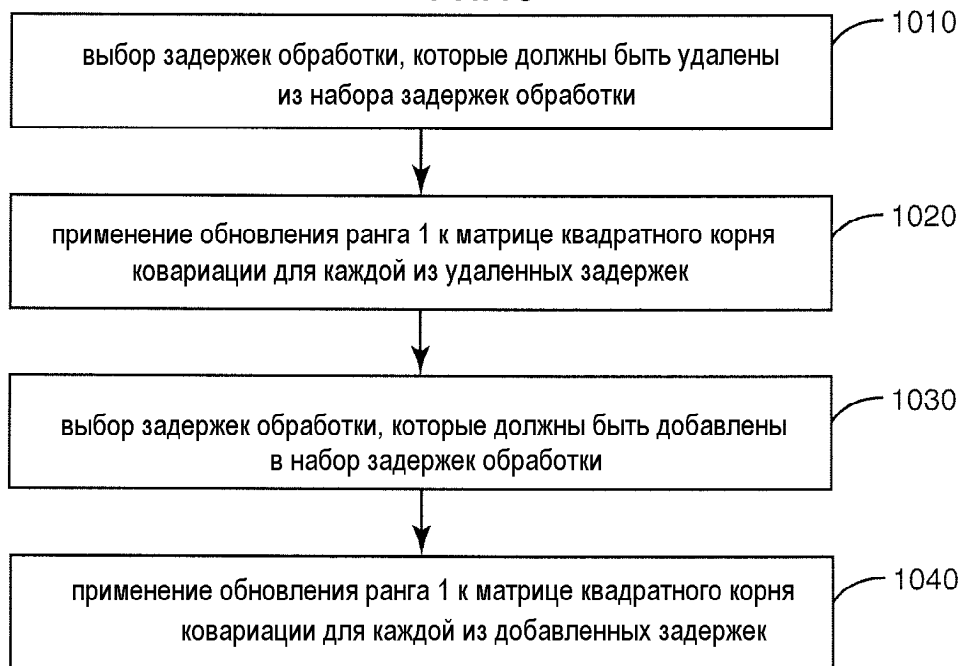
Фиг.7В



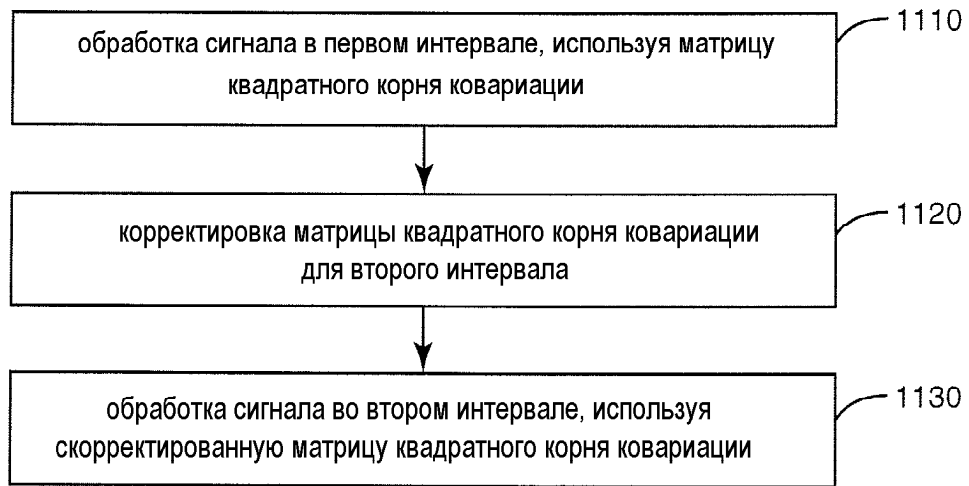
Фиг.8



Фиг.9



Фиг.10



Фиг.11