

(19)



**Евразийское
патентное
ведомство**

(11)

031617

(13)

B1

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ЕВРАЗИЙСКОМУ ПАТЕНТУ

(45) Дата публикации
и выдачи патента: **2019.01.31**

(51) Int. Cl. **H04B 7/04** (2006.01)
H04J 99/00 (2009.01)

(21) Номер заявки: **201390045**

(22) Дата подачи: **2011.10.17**

(54) СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

(31) **2010-234061; 2010-275164**

(32) **2010.10.18; 2010.12.09**

(33) **JP**

(43) **2013.06.28**

(86) **PCT/JP2011/005801**

(87) **WO 2012/053185 2012.04.26**

(71)(73) Заявитель и патентовладелец:
САН ПЭТЕНТ ТРАСТ (US)

(72) Изобретатель:
**Мураками Ютака, Кимура Томохиро,
Оути Микихиро (JP)**

(74) Представитель:
Медведев В.Н. (RU)

(56) **WO-A2-02082689**

WO-A1-2010016183

JP-A-2004502376

Yasuyuki Hatakawa, Noriaki Miyazaki,
Toshinori Suzuki Field Experiments on Open-
Loop Precoding MIMO Using Testbed
Targeted at IMT - Advanced System, Wireless
Communications and Networking Conference,
2009. WCNC 2009. IEEE, 2009.04.08

AI-Naffoun, T.Y.; El-Tayeb, M.E.
Opportunistic beamforming with precoding for
spatial l ycorre lated channels, Information
Theory, 2009. CWIT 2009. 11th Canadian
Workshop on, 2009.05.15

(57) В изобретении предоставляется способ предварительного кодирования для формирования из множества основополосных сигналов множества предварительно кодированных сигналов, которые нужно передать одновременно в одной и той же ширине полосы частот, включающий в себя этапы выбора матрицы $F[i]$ из N матриц, которые задают предварительное кодирование, выполненное над множеством основополосных сигналов, переключаясь между N матрицы, причем i - целое число от 0 до $N-1$ и N - целое число, равное по меньшей мере двум, формирования первого предварительно кодированного сигнала $z1$ и второго предварительно кодированного сигнала $z2$, формирования первого кодированного блока и второго кодированного блока с использованием заранее установленного способа блочного кодирования с исправлением ошибок, формирования основополосного сигнала с M символами из первого кодированного блока и основополосного сигнала с M символами из второго кодированного блока и предварительного кодирования сочетания сформированных основополосных сигналов, чтобы сформировать предварительно кодированный сигнал, содержащий M временных интервалов.

B1**031617****031617****B1**

Область техники, к которой относится изобретение

Раскрытия заявок на патент Японии № 2010-234061, зарегистрированной 18 октября 2010 г., и № 2010-275164, зарегистрированной 9 декабря 2010 г., включая их формулы изобретений, описания изобретений, чертежи и рефераты, полностью включаются в этот документ путем отсылки.

Настоящее изобретение относится к способу предварительного кодирования, устройству предварительного кодирования, способу передачи, устройству передачи, способу приема и устройству приема, которые осуществляют связь, в частности, с использованием нескольких антенн.

Уровень техники

Система со многими входами и выходами (MIMO) является традиционным примером способа связи, использующего несколько антенн. При связи с несколькими антеннами, образцом которой является MIMO, несколько сигналов передачи модулируются, и каждый модулированный сигнал передается из разной антенны одновременно с другими, чтобы увеличить скорость передачи данных.

Фиг. 28 показывает пример структуры устройства передачи и приема, когда количество передающих антенн равно двум, количество приемных антенн равно двум и количество модулированных сигналов для передачи (поток передачи) равно двум. В устройстве передачи кодированные данные перемежаются, перемеженные данные модулируются, и выполняется преобразование частоты и т.п., чтобы сформировать сигналы передачи, и сигналы передачи передаются из антенн. В этом случае способом для одновременной передачи разных модулированных сигналов из разных передающих антенн одновременно и на одинаковой частоте является MIMO с пространственным мультиплексированием.

В этом смысле в патентной литературе 1 предложено использовать устройство передачи, снабженное разным шаблоном перемежения для каждой передающей антенны. Другими словами, устройство передачи на фиг. 28 имело бы два разных шаблона перемежения с соответствующими перемежениями (π_a , π_b). Как показано в непатентной литературе 1 и непатентной литературе 2, качество приема повышается в устройстве приема путем итеративного выполнения способа фазового детектирования, который использует гибкие значения (детектор MIMO на фиг. 28).

Модели фактических сред распространения при беспроводной связи включают в себя отсутствие прямой видимости (NLOS), образцом которого является среда с релейским замиранием, и прямую видимость (LOS), образцом которой является среда замирания с распределением Райса. Когда устройство передачи передает одиночный модулированный сигнал и устройство приема выполняет суммирование дифференциально взвешенных сигналов над сигналами, принятыми множеством антенн, а затем демодулирует и декодирует сигнал, происходящий в результате суммирования дифференциально взвешенных сигналов, можно добиться отличного качества приема в среде LOS, в частности в среде, где коэффициент Райса большой, который указывает отношение принимаемой мощности прямых волн к принимаемой мощности рассеянных волн. Однако в зависимости от системы передачи (например, системы MIMO с пространственным мультиплексированием) возникает проблема в том, что качество приема ухудшается с увеличением коэффициента Райса (см. непатентную литературу 3).

Фиг. 29А и 29В показывают пример результатов моделирования характеристик Частоты появления ошибочных разрядов (BER) (вертикальная ось: BER, горизонтальная ось: отношение сигнал-шум (SNR)) для данных, кодированных кодом с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) и переданных по системе MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 (две передающие антенны, две приемные антенны) в среде с релейским замиранием и среде замирания с распределением Райса при коэффициентах Райса $K=3$, 10 и 16 дБ. Фиг. 29А показывает характеристики BER у логарифма максимума априорной вероятности (APP) без итеративного обнаружения (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2), а фиг. 29В показывает характеристики BER у логарифма максимума APP с итеративным обнаружением (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2) (количество итераций: пять). Как понятно из фиг. 29А и 29В, независимо от того, выполняется ли итеративное фазовое детектирование, качество приема в системе MIMO с пространственным мультиплексированием ухудшается с увеличением коэффициента Райса. Соответственно понятно, что уникальная проблема "ухудшения качества приема при стабилизации среды распространения в системе MIMO с пространственным мультиплексированием", которая не существует в традиционной системе передачи с одиночным сигналом модуляции, возникает в системе MIMO с пространственным мультиплексированием.

Широковещательная или многоадресная связь является услугой, ориентированной на пользователей в прямой видимости. Среда распространения радиоволн между вещательной станцией и устройствами приема, принадлежащими пользователям, часто является средой LOS. При использовании системы MIMO с пространственным мультиплексированием, имеющей вышеупомянутую проблему для широковещательной или многоадресной связи, может возникнуть ситуация, в которой принимаемая напряженность электрического поля высокая на устройстве приема, но ухудшение качества приема делает невозможным прием услуги. Другими словами, чтобы использовать систему MIMO с пространственным мультиплексированием в широковещательной или многоадресной связи в среде NLOS и среде LOS, нужна разработка системы MIMO, которая предлагает некоторую степень качества приема.

Непатентная литература 8 описывает способ для выбора кодовой книги, используемой в предвари-

тельном кодировании (то есть матрицы предварительного кодирования, также называемой весовой матрицей предварительного кодирования), на основе информации обратной связи от партнера по связи. Однако непатентная литература 8 совсем не раскрывает способ для предварительного кодирования в среде, в которой информацию обратной связи нельзя получить от партнера по связи, например, в вышеупомянутой широкополосной или многоадресной связи.

С другой стороны, непатентная литература 4 раскрывает способ для переключения матрицы предварительного кодирования со временем. Этот способ может применяться, даже когда никакая информация обратной связи не доступна. Непатентная литература 4 раскрывает использование унитарной матрицы в качестве матрицы для предварительного кодирования и переключение унитарной матрицы случайным образом, но совсем не раскрывает способ, применимый к ухудшению качества приема в вышеописанной среде LOS. Непатентная литература 4 просто излагает переключение между матрицами предварительного кодирования случайным образом. Очевидно, что непатентная литература 4 вообще не упоминает способ предварительного кодирования, или структуру матрицы предварительного кодирования, для устранения ухудшения качества приема в среде LOS.

Список источников.

Патентная литература.

Патентная литература 1: WO 2005/050885.

Непатентная литература.

Непатентная литература 1: "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel", IEEE Transaction on Communications, т. 51, № 3, с. 389-399, март 2003 г.

Непатентная литература 2: "Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems", IEEE Trans. Signal Processing, т. 52, № 2, с. 348-361, февраль 2004 г.

Непатентная литература 3: "BER performance evaluation in 2x2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels", IEICE Trans. Fundamentals, т. E91-A, № 10, с. 2798-2807, октябрь 2008 г.

Непатентная литература 4: "Turbo space-time codes with time varying linear transformations", IEEE Trans. Wireless communications, т. 6, № 2, с. 486-493, февраль 2007 г.

Непатентная литература 5: "Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance", IEICE Trans. Commun., т. E88-B, № 1, с. 47-57, январь 2004 г.

Непатентная литература 6: "A tutorial on 'parallel concatenated (Turbo) coding', 'Turbo (iterative) decoding' and related topics", The Institute of Electronics, Information, and Communication Engineers, Technical Report IT 98-51.

Непатентная литература 7: "Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM", Proc. of IEEE International symposium on ISPLC 2008, с. 187-192, 2008 г.

Непатентная литература 8: D.J. Love и R.W. Heath, Jr., "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems", IEEE Trans. Inf. Theory, т. 51, № 8, с. 2967-2976, август 2005 г.

Непатентная литература 9: DVB Document A122, Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system, (DVB-T2), июнь 2008 г.

Непатентная литература 10: L. Vangelista, N. Benvenuto и S. Tomasin, "Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2", IEEE Commun. Magazine, т. 47, № 10, с. 146-153, октябрь 2009 г.

Непатентная литература 11: T. Ohgane, T. Nishimura и Y. Ogawa, "Application of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel", IEICE Trans. Commun., т. 88-B, № 5, с. 1843-1851, май 2005 г.

Непатентная литература 12: R.G. Gallager, "Low-density parity-check codes", IRE Trans. Inform. Theory, IT-8, с. 21-28, 1962 г.

Непатентная литература 13: D.J.C. Mackay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices", IEEE Trans. Inform. Theory, т. 45, № 2, с. 399-431, март 1999 г.

Непатентная литература 14: ETSI EN 302 307, "Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications", v. 1.1.2, июнь 2006 г.

Непатентная литература 15: Y.-L. Ueng и C.-C. Cheng, "A fast-convergence decoding method and memory-efficient VLSI decoder architecture for irregular LDPC codes in the IEEE 802.16e standards", IEEE VTC-2007 Fall, с. 1255-1259.

Раскрытие изобретения

Техническая проблема

Цель настоящего изобретения - предоставить систему MIMO, которая повышает качество приема в среде LOS.

Решение проблемы

Чтобы решить вышеупомянутые проблемы, особенностью настоящего изобретения является способ предварительного кодирования для формирования из множества основополосных сигналов множества предварительно кодированных сигналов, которые нужно передать одновременно в одной и той же ширине полосы частот, содержащий этапы: выбора матрицы $F[i]$ из N матриц, переключаясь между N матрицами, причем N матриц задают предварительное кодирование, выполненное над множеством основополосных сигналов, i - целое число от 0 до $N-1$, и N - целое число, равное по меньшей мере 2; и формирования первого предварительно кодированного сигнала $z1$ и второго предварительно кодированного сигнала $z2$ путем предварительного кодирования в соответствии с выбранной матрицей $F[i]$ первого основополосного сигнала $s1$, сформированного из первого множества разрядов, и второго основополосного сигнала $s2$, сформированного из второго множества разрядов, причем первый кодированный блок и второй кодированный блок формируются в виде первого множества разрядов и второго множества разрядов соответственно, используя заранее установленный способ блочного кодирования с исправлением ошибок, первый основополосный сигнал $s1$ и второй основополосный сигнал $s2$ соответственно формируются из первого кодированного блока и второго кодированного блока, чтобы содержать M символов каждый, первый предварительно кодированный сигнал $z1$ и второй предварительно кодированный сигнал $z2$ формируются содержащими M временных интервалов каждый путем предварительного кодирования сочетания первого основополосного сигнала $s1$ и второго основополосного сигнала $s2$, M - целое число, равное по меньшей мере 2, первый предварительно кодированный сигнал $z1$ и второй предварительно кодированный сигнал $z2$ удовлетворяют уравнению $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$.

Другой особенностью настоящего изобретения является устройство предварительного кодирования для формирования из множества основополосных сигналов множества предварительно кодированных сигналов, которые нужно передать одновременно в одной и той же ширине полосы частот, содержащее: блок формирования информации взвешивания, сконфигурированный для выбора матрицы $F[i]$ из N матриц, переключаясь между N матрицами, причем N матриц задают предварительное кодирование, выполненное над множеством основополосных сигналов, i - целое число от 0 до $N-1$, и N - целое число, равное по меньшей мере 2; взвешивающий блок, сконфигурированный для формирования первого предварительно кодированного сигнала $z1$ и второго предварительно кодированного сигнала $z2$ путем предварительного кодирования в соответствии с выбранной матрицей $F[i]$ первого основополосного сигнала $s1$, сформированного из первого множества разрядов, и второго основополосного сигнала $s2$, сформированного из второго множества разрядов; блок кодирования с исправлением ошибок, сконфигурированный для формирования первого кодированного блока в виде первого множества разрядов и второго кодированного блока в виде второго множества разрядов, используя заранее установленный способ блочного кодирования с исправлением ошибок; и устройство отображения, сконфигурированное для формирования основополосного сигнала с M символами из первого кодированного блока и основополосного сигнала с M символами из второго кодированного блока, причем M целое число, равное по меньшей мере 2, первый предварительно кодированный сигнал $z1$ и второй предварительно кодированный сигнал $z2$ удовлетворяют уравнению $(z1, z2)^T = F[i] (s1, s2)^T$, и взвешивающий блок формирует предварительно кодированные сигналы с M временными интервалами путем предварительного кодирования сочетания основополосного сигнала, сформированного из первого кодированного блока, и основополосного сигнала, сформированного из второго кодированного блока.

С помощью вышеупомянутых особенностей настоящего изобретения модулированный сигнал формируется путем выполнения предварительного кодирования, переключаясь между матрицами предварительного кодирования, так что среди множества матриц предварительного кодирования отличаются матрица предварительного кодирования, используемая по меньшей мере для одного символа данных, и матрицы предварительного кодирования, которые используются для символов данных, которые находятся рядом с тем символом данных либо в частотной области, либо во временной области. Следовательно, повышается качество приема в среде LOS в ответ на разработку множества матриц предварительного кодирования.

Преимущества изобретения

С помощью вышеупомянутой структуры настоящее изобретение предоставляет способ передачи, способ приема, устройство передачи и устройство приема, которые устраняют ухудшение качества приема в среде LOS, посредством этого предоставляя высококачественную услугу пользователям LOS во время широкополосной или многоадресной связи.

Краткое описание чертежей

Фиг. 1 - пример структуры устройства передачи и устройства приема в системе MIMO с пространственным мультиплексированием.

Фиг. 2 - пример структуры кадра.

Фиг. 3 - пример структуры устройства передачи при выборе способа переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 4 - пример структуры устройства передачи при выборе способа переключения между весами предварительного кодирования.

- Фиг. 5 - пример структуры кадра.
 Фиг. 6 - пример способа переключения между весами предварительного кодирования.
 Фиг. 7 - пример структуры устройства приема.
 Фиг. 8 - пример структуры блока обработки сигналов в устройстве приема.
 Фиг. 9 - пример структуры блока обработки сигналов в устройстве приема.
 Фиг. 10 показывает способ декодирующей обработки.
 Фиг. 11 - пример условий приема.
 Фиг. 12А и 12В - примеры характеристик BER.
 Фиг. 13 - пример структуры устройства передачи при выборе способа переключения между весами предварительного кодирования.
 Фиг. 14 - пример структуры устройства передачи при выборе способа переключения между весами предварительного кодирования.
 Фиг. 15А и 15В - примеры структуры кадра.
 Фиг. 16А и 16В - примеры структуры кадра.
 Фиг. 17А и 17В - примеры структуры кадра.
 Фиг. 18А и 18В - примеры структуры кадра.
 Фиг. 19А и 19В - примеры структуры кадра.
 Фиг. 20 показывает положения точек плохого качества приема.
 Фиг. 21 показывает положения точек плохого качества приема.
 Фиг. 22 - пример структуры кадра.
 Фиг. 23 - пример структуры кадра.
 Фиг. 24А и 24В - примеры способов отображения.
 Фиг. 25А и 25В - примеры способов отображения.
 Фиг. 26 - пример структуры взвешивающего блока.
 Фиг. 27 - пример способа для переупорядочения символов.
 Фиг. 28 - пример структуры устройства передачи и устройства приема в системе ММО с пространственным мультиплексированием.
 Фиг. 29А и 29В - примеры характеристик BER.
 Фиг. 30 - пример системы ММО с пространственным мультиплексированием 2×2 .
 Фиг. 31А и 31В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 32 показывает положения точек плохого приема.
 Фиг. 33А и 33В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 34 показывает положения точек плохого приема.
 Фиг. 35А и 35В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 36 показывает пример характеристик минимального расстояния у точек плохого приема в мнимой плоскости.
 Фиг. 37 показывает пример характеристик минимального расстояния у точек плохого приема в мнимой плоскости.
 Фиг. 38А и 38В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 39А и 39В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 40 - пример структуры устройства передачи в варианте 7 осуществления.
 Фиг. 41 - пример структуры кадра модулированного сигнала, переданного устройством передачи.
 Фиг. 42А и 42В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 43А и 43В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 44А и 44В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 45А и 45В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 46А и 46В показывают положения точек плохого приема.
 Фиг. 47А и 47В - примеры структуры кадра во временной и частотной областях.
 Фиг. 48А и 48В - примеры структуры кадра во временной и частотной областях.
 Фиг. 49 показывает способ обработки сигналов.
 Фиг. 50 показывает структуру модулированных сигналов при использовании пространственно-временного блочного кодирования.
 Фиг. 51 - подробный пример структуры кадра во временной и частотной областях.
 Фиг. 52 - пример структуры устройства передачи.
 Фиг. 53 - пример структуры блоков #1-#М формирования модулированного сигнала на фиг. 52.
 Фиг. 54 показывает структуру относящихся к OFDM процессоров (5207_1 и 5207_2) на фиг. 52.
 Фиг. 55А и 55В - подробные примеры структуры кадра во временной и частотной областях.
 Фиг. 56 - пример структуры устройства приема.
 Фиг. 57 показывает структуру относящихся к OFDM процессоров (5600_X и 5600_Y) на фиг. 56.
 Фиг. 58А и 58В - подробные примеры структуры кадра во временной и частотной областях.
 Фиг. 59 - пример вещательной системы.
 Фиг. 60А и 60В показывают положения точек плохого приема.

Фиг. 61 - пример структуры устройства передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 62 - пример структуры устройства передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 63 - пример предварительного кодирования базового потока.
 Фиг. 64 - пример предварительного кодирования потока расширения.
 Фиг. 65А и 65В - примеры размещений символов в модулированных сигналах при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 66 - пример структуры блока обработки сигналов в устройстве передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 67 - пример структуры устройства передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 68 - пример структуры устройства передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 69 - пример структуры символов в основополосном сигнале.
 Фиг. 70А и 70В - примеры размещений символов в модулированных сигналах при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 71 - пример структуры устройства передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 72 - пример структуры устройства передачи при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 73 - пример структуры символов в основополосных сигналах с пространственно-временным блочным кодированием.
 Фиг. 74А и 74В - примеры размещений символов в модулированных сигналах при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 75А и 75В - примеры размещений символов в модулированных сигналах при выборе иерархической передачи.
 Фиг. 76 - пример изменения количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодированного блока при использовании блочного кодирования.
 Фиг. 77 - пример изменения количества символов и количества временных интервалов, необходимых для двух кодированных блоков при использовании блочного кодирования.
 Фиг. 78 показывает общую структуру цифровой вещательной системы.
 Фиг. 79 - блок-схема, показывающая пример структуры устройства приема.
 Фиг. 80 показывает структуру мультимплексированных данных.
 Фиг. 81 схематически показывает, как каждый поток мультимплексируется в мультимплексированные данные.
 Фиг. 82 подробно показывает, как видеопоток сохраняется в последовательности пакетов PES.
 Фиг. 83 показывает структуру пакета TS и исходного пакета в мультимплексированных данных.
 Фиг. 84 показывает структуру данных PMT.
 Фиг. 85 показывает внутреннюю структуру информации о мультимплексированных данных.
 Фиг. 86 показывает внутреннюю структуру информации об атрибутах потока.
 Фиг. 87 - структурная схема видеодисплея/устройства вывода звука.
 Фиг. 88 показывает структуру блока переключения основополосного сигнала.

Описание вариантов осуществления изобретения

Нижеследующее описывает варианты осуществления настоящего изобретения со ссылкой на чертежи.

Вариант 1 осуществления.

Нижеследующее описывает способ передачи, устройство передачи, способ приема и устройство приема из настоящего варианта осуществления.

Перед описанием настоящего варианта осуществления предоставляется обзор способа передачи и способа декодирования в традиционной системе MIMO с пространственным мультимплексированием.

Фиг. 1 показывает структуру системы MIMO с пространственным мультимплексированием размера $N_t \times N_r$. Кодированная и перемежаемая информационный вектор z . В качестве выхода перемежения получается кодированный двоичный вектор $u = (u_1, \dots, u_{N_t})$. Отметим, что $u_i = (u_{i1}, \dots, u_{iM})$ (где M - количество рядов передачи в расчете на символ). Пусть вектор передачи $s = (s_1, \dots, s_{N_t})^T$ и сигнал передачи от передающей антенны #1 будут представлены в виде $S_i = \text{map}(u_i)$, тогда нормализованная энергия передачи представляется в виде $E\{|S_i|^2\} = E_s/N_t$ (причем E_s является полной энергией в расчете на канал). Кроме того, пусть принятым вектором будет $y = (y_1, \dots, y_{N_r})^T$, тогда принятый вектор представляется как в уравнении 1.

Математическое выражение 1.

Уравнение 1

$$y = (y_1, \dots, y_{N_r})^T \\ = \mathbf{H}_{N_t N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

В этом уравнении $\mathbf{H}_{N_t N_r}$ является матрицей канала, $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{N_r})^T$ является вектором помех, а n_i является н.о.р. комплексными случайными гауссовскими помехами со средним значением 0 и дисперсией σ^2 . Из взаимосвязи между символами передачи и символами приема, которая выводится на устройстве

приема, вероятность для принятого вектора может быть предоставлена в виде многомерного гауссова распределения, как в уравнении 2.

Математическое выражение 2.

Уравнение 2

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^W} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2\right)$$

Здесь рассматривается устройство приема, которое выполняет итеративное декодирование, состоящее из внешнего декодера с мягким входом/выходом (мягким решением) и детектора ММО, как на фиг. 1. Вектор логарифмического отношения правдоподобия (L-значение) на фиг. 1 представляется в виде уравнений 3-5.

Математическое выражение 3.

Уравнение 3

$$L(\mathbf{u}) = (L(u_1), \dots, L(u_{N_t}))^T$$

Математическое выражение 4.

Уравнение 4

$$L(\mathbf{u}_i) = (L(u_{i1}), \dots, L(u_{iM}))$$

Математическое выражение 5.

Уравнение 5

$$L(u_{ij}) = \ln \frac{P(u_{ij} = +1)}{P(u_{ij} = -1)}$$

Способ итеративного обнаружения.

Нижеследующее описывает итеративное обнаружение сигналов ММО в системе ММО с пространственным мультиплексированием $N_t \times N_r$.

Логарифмическое отношение правдоподобия u_{mn} задается как в уравнении 6.

Математическое выражение 6.

Уравнение 6

$$L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1 | \mathbf{y})}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1 | \mathbf{y})}$$

По теореме Байеса уравнение 6 может выражаться в виде уравнения 7.

Математическое выражение 7.

Уравнение 7

$$\begin{aligned} L(\mathbf{u}_{mn} | \mathbf{y}) &= \ln \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = +1)P(\mathbf{u}_{mn} = +1)/p(\mathbf{y})}{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = -1)P(\mathbf{u}_{mn} = -1)/p(\mathbf{y})} \\ &= \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1)}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1)} + \ln \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = +1)}{p(\mathbf{y} | \mathbf{u}_{mn} = -1)} \\ &= \ln \frac{P(\mathbf{u}_{mn} = +1)}{P(\mathbf{u}_{mn} = -1)} + \ln \frac{\sum_{\mathbf{u}_{mn, +1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u})p(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn})}{\sum_{\mathbf{u}_{mn, -1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u})p(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn})} \end{aligned}$$

Пусть $U_{mn, \pm 1} = \{\mathbf{u} | u_{mn} = \pm 1\}$. Приблизительно выражая $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$, приближенное выражение уравнения 7 можно найти как уравнение 8. Отметим, что вышеприведенный символ " \sim " указывает приближение.

Математическое выражение 8.

Уравнение 8

$$\begin{aligned} L(u_{mn} | \mathbf{y}) &\approx \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \max_{U_{mn, +1}} \{\ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn})\} \\ &\quad - \max_{U_{mn, -1}} \{\ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn})\} \end{aligned}$$

$P(\mathbf{u} | u_{mn})$ и $\ln P(\mathbf{u} | u_{mn})$ в уравнении 8 представляются следующим образом.

Математическое выражение 9.

Уравнение 9

$$P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \prod_{(ij) \in (mn)} P(u_{ij})$$

$$= \prod_{(ij) \in (mn)} \frac{\exp\left(\frac{u_{ij} L(u_{ij})}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)}$$

Математическое выражение 10.

Уравнение 10

$$\ln P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \left(\sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right) - \ln P(\mathbf{u}_{mn})$$

Математическое выражение 11.

Уравнение 11

$$\ln P(u_{ij}) = \frac{1}{2} u_{ij} P(u_{ij}) - \ln \left(\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right) \right)$$

$$\approx \frac{1}{2} u_{ij} L(u_{ij}) - \frac{1}{2} |L(u_{ij})| \quad \text{для} \quad |L(u_{ij})| > 2$$

$$= \left| \frac{L(u_{ij})}{2} \right| (u_{ij} \operatorname{sign}(L(u_{ij})) - 1)$$

Между прочим, логарифмическая вероятность в уравнении, заданном уравнением 2, представляется в уравнении 12.

Математическое выражение 12.

Уравнение 12

$$\ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi \sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2$$

Соответственно из уравнений 7 и 13 апостериорное L-значение в максимуме апостериорной вероятности (MAP) или апостериорной вероятности (APP) представляется следующим образом.

Математическое выражение 13.

Уравнение 13

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{U_{mn,i}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})\right\}}{\sum_{U_{mn,-i}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})\right\}}$$

В дальнейшем это называется итеративным декодированием с APP. Из уравнений 8 и 12 в логарифмическом отношении правдоподобия, использующем логарифм максимального приближения (логарифм максимума APP), апостериорное L-значение представляется следующим образом.

Математическое выражение 14.

Уравнение 14

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) \approx \max_{U_{mn,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u}))\} - \max_{U_{mn,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u}))\}$$

Математическое выражение 15.

Уравнение 15

$$\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})$$

В дальнейшем это называется итеративным декодированием с логарифмом максимума APP. Внешнюю информацию, необходимую в системе итеративного декодирования, можно найти путем вычитания априорных входных данных из уравнений 13 и 14.

Модель системы.

Фиг. 28 показывает базовую структуру системы, которая имеет отношение к последующему описанию. Эта система является системой MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 . Имеется внешний кодер для каждого из потоков A и B. Два внешних кодера являются одинаковыми кодерами LDPC (здесь структура, использующая кодеры LDPC в качестве внешних кодеров, описывается в качест-

ве примера, но кодирование с исправлением ошибок, используемое внешним кодером, не ограничивается кодированием с LDPC. Настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано с использованием другого кодирования с исправлением ошибок, например турбо-кодирования, сверточного кодирования, сверточного кодирования с LDPC и т.п. Кроме того, каждый внешний кодер описывается как имеющий передающую антенну, но внешние кодеры не ограничиваются этой структурой. Может использоваться множество передающих антенн, и количество внешних кодеров может быть равно одному. Также может использоваться большее количество внешних кодеров, чем количество передающих антенн. Потоки А и В соответственно имеют перемежители (π_a , π_b). Здесь схемой модуляции является 2^h -QAM (с h разрядами, передаваемыми в одном символе).

Устройство приема выполняет итеративное обнаружение над вышеприведенными сигналами MIMO (итеративное декодирование с APP (или итеративное декодирование с логарифмом максимума APP)). Декодирование кодов LDPC выполняется, например, путем декодирования суммы-произведения.

Фиг. 2 показывает структуру кадра и перечисляет порядок символов после перемежения. В этом случае (i_a, j_a), (i_b, j_b) представляются следующими уравнениями.

Математическое выражение 16.

Уравнение 16

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{ia, ja}^a)$$

Математическое выражение 17.

Уравнение 17

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{ib, jb}^a)$$

В этом случае i_a, i_b указывают порядок символов после перемежения, j_a, j_b указывают позиции рядов ($j_a, j_b=1, \dots, h$) в схеме модуляции, π_a, π_b указывают перемежители для потоков А и В, и $\Omega_{ia, ja}^a, \Omega_{ib, jb}^a$ указывают порядок данных в потоках А и В до перемежения. Отметим, что фиг. 2 показывает структуру кадра для $i_a=i_b$.

Итеративное декодирование.

Нижеследующее является подробным описанием алгоритмов для декодирования суммы-произведения, используемых при декодировании кодов LDPC и для итеративного обнаружения сигналов MIMO в устройстве приема.

Декодирование суммы-произведения.

Пусть двумерная $M \times N$ матрица $H = \{H_{mn}\}$ будет проверочной матрицей для кодов LDPC, которые предназначены для декодирования. Подмножества $A(m)$, $B(n)$ в множестве $[1, N] = \{1, 2, \dots, N\}$ задаются следующими уравнениями.

Математическое выражение 18.

Уравнение 18

$$A(m) = \{n : H_{mn} = 1\}$$

Математическое выражение 19.

Уравнение 19

$$B(n) = \{m : H_{mn} = 1\}$$

В этих уравнениях $A(m)$ представляет набор индексов столбцов с единицами (1) в m -м столбце проверочной матрицы H , а $B(n)$ представляет набор индексов строк с единицами (1) в n -й строке проверочной матрицы H . Алгоритм для декодирования суммы-произведения выглядит следующим образом.

Этап А·1 (инициализация): пусть логарифмическое отношение β_{mn} априорного значения равно 0 для всех сочетаний (m, n) , удовлетворяющих $H_{mn}=1$. Предположим, что переменная цикла (количество итераций) $l_{\text{sum}}=1$, и максимальное количество циклов устанавливается в $l_{\text{sum, max}}$.

Этап А·2 (обработка строк): логарифмическое отношение α_{mn} внешнего значения обновляется для всех сочетаний (m, n) , удовлетворяющих $H_{mn}=1$ в порядке $m=1, 2, \dots, M$, используя следующие обновляющие уравнения.

Математическое выражение 20.

Уравнение 20

$$\alpha_{mn} = \left(\prod_{n' \in A(m) \setminus n} \text{sign}(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f \left(\sum_{n' \in A(m) \setminus n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right)$$

Математическое выражение 21.

Уравнение 21

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$$

Математическое выражение 22.
Уравнение 22

$$f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1}$$

В этих уравнениях f представляет функцию Галлагера. Кроме того, способ поиска λ_n подробно описывается позже.

Этап А-3 (обработка столбцов): логарифмическое отношение β_{mn} внешнего значения обновляется для всех сочетаний (m, n) , удовлетворяющих $H_{mn}=1$ в порядке $n=1, 2, \dots, N$, используя следующее обновляющее уравнение.

Математическое выражение 23.
Уравнение 23

$$\beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n}$$

Этап А-4 (вычисление логарифмического отношения правдоподобия): логарифмическое отношение правдоподобия L_n находится для $n \in [1, N]$ по следующему уравнению.

Математическое выражение 24.
Уравнение 24

$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} + \lambda_n$$

Этап А-5 (подсчет количества итераций): если $L_{\text{sum}} < L_{\text{sum, max}}$, то L_{sum} увеличивается и обработка возвращается к этапу А-2. Если $L_{\text{sum}} = L_{\text{sum, max}}$, то декодирование суммы-произведения в этом цикле завершается.

Описаны операции при одном декодировании суммы-произведения. Потом выполняется итеративное обнаружение сигнала ММО. В переменных $m, n, \alpha_{mn}, \beta_{mn}, \lambda_n$ и L_n , используемых в вышеприведенном описании операций декодирования суммы-произведения, переменными в потоке А являются $m_a, n_a, \alpha_{mana}^a, \beta_{mana}^a, \lambda_{na}$ и L_{na} , а переменными в потоке В являются $m_b, n_b, \alpha_{mbnb}^b, \beta_{mbnb}^b, \lambda_{nb}$ и L_{nb} .

Итеративное обнаружение сигнала ММО.

Нижеследующее подробно описывает способ поиска λ_n при итеративном обнаружении сигнала ММО.

Следующее уравнение получается из уравнения 1.

Математическое выражение 25.
Уравнение 25

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= (y_1(t), y_2(t))^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned}$$

Следующие уравнения задаются из структуры кадра на фиг. 2 и из уравнений 16 и 17.

Математическое выражение 26.
Уравнение 26

$$n_a = \Omega_{ia,ja}^a$$

Математическое выражение 27.
Уравнение 27

$$n_b = \Omega_{ib,jb}^b$$

В этом случае $n_a, n_b \in [1, N]$. В дальнейшем $\lambda_{na}, L_{na}, \lambda_{nb}$ и L_{nb} , где количество итераций в итеративном обнаружении сигнала ММО равно k , представляются в виде $\lambda_{k, na}, L_{k, na}, \lambda_{k, nb}$ и $L_{k, nb}$.

Этап В-1 (начальное обнаружение; $k=0$): $\lambda_{0, na}$ и $\lambda_{0, nb}$ находятся следующим образом в случае начального обнаружения.

При итеративном декодировании с APP: математическое выражение 28, уравнение 28

$$\lambda_{0, n_x} = \ln \frac{\sum_{U_{0, n_x, -1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \right\}}{\sum_{U_{0, n_x, -1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \right\}}$$

При итеративном декодировании с логарифмом максимума APP: математическое выражение 29, уравнение 29

$$\lambda_{0, n_x} = \max_{U_{0, n_x, -1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\} - \max_{U_{0, n_x, -1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\}$$

Математическое выражение 30.
Уравнение 30

$$\Psi(u(i_X), y(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|y(i_X) - H_{22}(i_X)s(u(i_X))\|^2$$

Здесь предположим, что $X=a, b$. Затем предположим, что количество итераций в итеративном обнаружении сигнала MIMO равно $I_{\text{mimo}}=0$, и максимальное количество итераций устанавливается в $I_{\text{mimo, max}}$.

Этап В-2 (итеративное обнаружение; количество итераций k): $\lambda_{k, na}$ и $\lambda_{k, nb}$, где количество итераций равно k , представляются в виде уравнений 31-34 из уравнений 11, 13-15-17. Пусть $(X, Y)=(a, b)$ (b, a).

При итеративном декодировании с APP: математическое выражение 31, уравнение 31

$$\lambda_{k, na} = L_{k-1, \Omega_{k, a}}(u_{\Omega_{k, a}}^*) + \ln \frac{\sum_{U_{k, a, a}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|y(i_X) - H_{22}(i_X)s(u(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{k, a}}^*)\right\}}{\sum_{U_{k, a, a}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|y(i_X) - H_{22}(i_X)s(u(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{k, a}}^*)\right\}}$$

Математическое выражение 32.
Уравнение 32

$$\rho(u_{\Omega_{k, a}}^*) = \sum_{j=1}^k \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{k, a}}(u_{\Omega_{k, a}}^*)}{2} \right| \left(u_{\Omega_{k, a}}^* \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{k, a}}(u_{\Omega_{k, a}}^*)) - 1 \right) + \sum_{j=1}^k \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{k, a}}(u_{\Omega_{k, a}}^*)}{2} \right| \left(u_{\Omega_{k, a}}^* \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{k, a}}(u_{\Omega_{k, a}}^*)) - 1 \right)$$

При итеративном декодировании с логарифмом максимума APP: математическое выражение 33, уравнение 33

$$\lambda_{k, na} = L_{k-1, \Omega_{k, a}}(u_{\Omega_{k, a}}^*) + \max_{U_{k, a, a}} \left\{ \Psi(u(i_X), y(i_X), \rho(u_{\Omega_{k, a}}^*)) \right\} - \max_{U_{k, a, a}} \left\{ \Psi(u(i_X), y(i_X), \rho(u_{\Omega_{k, a}}^*)) \right\}$$

Математическое выражение 34.
Уравнение 34

$$\Psi(u(i_X), y(i_X), \rho(u_{\Omega_{k, a}}^*)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|y(i_X) - H_{22}(i_X)s(u(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{k, a}}^*)$$

Этап В-3 (подсчет количества итераций и оценивание кодового слова): увеличить I_{mimo} , если $I_{\text{mimo}} < I_{\text{mimo, max}}$, и вернуться к этапу В-2. Предполагая, что $I_{\text{mimo}} = I_{\text{mimo, max}}$, предполагаемое кодовое слово находится по следующему уравнению.

Математическое выражение 35.
Уравнение 35

$$\hat{u}_{n_x} = \begin{cases} 1 & L_{I_{\text{mimo}}, n_x} \geq 0 \\ -1 & L_{I_{\text{mimo}}, n_x} < 0 \end{cases}$$

Здесь предположим, что $X=a, b$.

Фиг. 3 - пример структуры устройства 300 передачи в настоящем варианте осуществления. Кодер 302A принимает информацию (данные) 301A и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и в соответствии с сигналом 313 структуры кадра выполняет кодирование с исправлением ошибок, например сверточное кодирование, кодирование с LDPC, турбо-кодирование или т.п., выводя закодированные данные 303A (сигнал 313 структуры кадра включает в себя такую информацию, как способ исправления ошибок, используемый для кодирования данных с исправлением ошибок, степень кодирования, длина блока и т.п. Кодер 302A использует способ исправления ошибок, указанный сигналом 313 структуры кадра. Кроме того, способ исправления ошибок может переключаться).

Переमेжитель 304A принимает закодированные данные 303A и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и выполняет перемежение, то есть изменение порядка данных, чтобы вывести перемеженные данные 305A. (Способ перемежения может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Устройство 306A отображения принимает перемеженные данные 305A и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных, выполняет модуляцию, например квадратурную фазовую манипуляцию (QPSK), 16-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (16QAM), 64-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (64QAM) или т.п., и выводит результирующий основополосный сигнал 307A. (Способ модуляции может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Фиг. 24А и 24В являются примером способа отображения на плоскости IQ, имеющей синфазную составляющую I и квадратурную составляющую Q, чтобы создать основополосный сигнал при модуляции QPSK. Например, как показано на фиг. 24А, если входными данными являются "00", то выходом является $I=1,0$, $Q=1,0$. Аналогичным образом для входных данных "01" выходом является $I=-1,0$, $Q=1,0$, и так далее. Фиг. 24В - пример иного способа отображения на плоскости IQ для модуляции QPSK, чем на фиг. 24А. Отличие между фиг. 24В и фиг. 24А состоит в том, что сигнальные точки на фиг. 24А повернуты вокруг начала координат, чтобы прийти к сигнальным точкам из фиг. 24В. Непатентная литература 9

и непатентная литература 10 описывают такой способ вращения созвездия, и также может выбираться Циклическая квадратурная (Q) задержка, описанная в непатентной литературе 9 и непатентной литературе 10. В качестве другого примера, не считая фиг. 24А и 24В, фиг. 25А и 25В показывают расположение сигнальных точек на плоскости IQ для 16QAM. Пример, соответствующий фиг. 24А, показан на фиг. 25А, а пример, соответствующий фиг. 24В, показан на фиг. 25В.

Кодер 302В принимает информацию (данные) 301В и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и в соответствии с сигналом 313 структуры кадра выполняет кодирование с исправлением ошибок, например сверточное кодирование, кодирование с LDPC, турбо-кодирование или т.п., выводя кодированные данные 303В (сигнал 313 структуры кадра включает в себя такую информацию, как используемый способ исправления ошибок, степень кодирования, длина блока и т.п. Используется способ исправления ошибок, указанный сигналом 313 структуры кадра. Кроме того, способ исправления ошибок может переключаться).

Переमेжитель 304В принимает кодированные данные 303В и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и выполняет перемежение, то есть изменение порядка данных, чтобы вывести перемеженные данные 305В (способ перемежения может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Устройство 306В отображения принимает перемеженные данные 305В и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных, выполняет модуляцию, например квадратурную фазовую манипуляцию (QPSK), 16-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (16QAM), 64-позиционную квадратурную амплитудную модуляцию (64QAM) или т.п., и выводит результирующий основополосный сигнал 307В (способ модуляции может переключаться на основе сигнала 313 структуры кадра).

Блок 314 формирования информации взвешивания принимает сигнал 313 структуры кадра в качестве ввода и выводит информацию 315 о способе взвешивания на основе сигнала 313 структуры кадра. Способ взвешивания характеризуется постоянным переключением между весами.

Взвешивающий блок 308А принимает основополосный сигнал 307А, основополосный сигнал 307В и информацию 315 о способе взвешивания, на основе информации 315 о способе взвешивания выполняет взвешивание над основополосным сигналом 307А и основополосным сигналом 307В и выводит сигнал 309А, получающийся в результате взвешивания. Подробности способа взвешивания предоставляются позже.

Радиоблок 310А в качестве ввода принимает сигнал 309А, получающийся в результате взвешивания, и выполняет такую обработку, как ортогональная модуляция, ограничение полосы, преобразование частоты, усиление и т.п., выводя сигнал 311А передачи. Сигнал 311А передачи выводится в виде радиоволны из антенны 312А.

Взвешивающий блок 308В принимает основополосный сигнал 307А, основополосный сигнал 307В и информацию 315 о способе взвешивания, на основе информации 315 о способе взвешивания выполняет взвешивание над основополосным сигналом 307А и основополосным сигналом 307В и выводит сигнал 309В, получающийся в результате взвешивания.

Фиг. 26 показывает структуру взвешивающего блока. Основополосный сигнал 307А умножается на $w11(t)$, получая $w11(t)s1(t)$, и умножается на $w21(t)$, получая $w21(t)s1(t)$. Аналогичным образом основополосный сигнал 307В умножается на $w12(t)$, чтобы сформировать $w12(t)s2(t)$, и умножается на $w22(t)$, чтобы сформировать $w22(t)s2(t)$. Далее получаются $z1(t)=w11(t)s1(t)+w12(t)s2(t)$ и $z2(t)=w21(t)s1(t)+w22(t)s2(t)$.

Подробности способа взвешивания предоставляются позже.

Радиоблок 310В принимает сигнал 309В, получающийся в результате взвешивания, в качестве ввода и выполняет такую обработку, как ортогональная модуляция, ограничение полосы, преобразование частоты, усиление и т.п., выводя сигнал 311В передачи. Сигнал 311В передачи выводится в виде радиоволны из антенны 312В.

Фиг. 4 показывает пример структуры устройства 400 передачи, который отличается от фиг. 3. Описываются отличия фиг. 4 от фиг. 3.

Кодер 402 принимает информацию (данные) 401 и сигнал 313 структуры кадра в качестве входных данных и в соответствии с сигналом 313 структуры кадра выполняет кодирование с исправлением ошибок и выводит кодированные данные 402.

Блок 404 распределения принимает кодированные данные 403 в качестве ввода, распределяет данные 403 и выводит данные 405А и данные 405В. Отметим, что на фиг. 4 показан один кодер, но количество кодеров этим не ограничивается. Настоящее изобретение может быть аналогичным образом реализовано, когда количество кодеров равно m (где m - целое число, больше либо равное единице), и блок распределения делит сформированные каждым кодером кодированные данные на две части и выводит разделенные данные.

Фиг. 5 показывает пример структуры кадра во временной области для устройства передачи в соответствии с настоящим вариантом осуществления. Символ 500_1 является символом для уведомления устройства приема о способе передачи. Например, символ 500_1 сообщает такую информацию, как способ исправления ошибок, используемый для передачи символов данных, степень кодирования и способ

модуляции, используемый для передачи символов данных.

Символ 501_1 предназначен для оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1(t)$ (где t - время), переданного устройством передачи. Символ 502_1 является символом данных, переданным в качестве номера и символа (во временной области) с помощью модулированного сигнала $z1(t)$, а символ 503_1 является символом данных, переданным в качестве номера $u+1$ символа с помощью модулированного сигнала $z1(t)$.

Символ 501_2 предназначен для оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2(t)$ (где t - время), переданного устройством передачи. Символ 502_2 является символом данных, переданным в качестве номера и символа с помощью модулированного сигнала $z2(t)$, а символ 503_2 является символом данных, переданным в качестве номера $u+1$ символа с помощью модулированного сигнала $z2(t)$.

Нижеследующее описывает взаимосвязи между модулированными сигналами $z1(t)$ и $z2(t)$, переданными устройством передачи, и принятыми сигналами $r1(t)$ и $r2(t)$, принятыми устройством приема.

На фиг. 5 504#1 и 504#2 указывают передающие антенны в устройстве передачи, а 505#1 и 505#2 указывают приемные антенны в устройстве приема. Устройство передачи передает модулированный сигнал $z1(t)$ из передающей антенны 504#1 и передает модулированный сигнал $z2(t)$ из передающей антенны 504#2. В этом случае предполагается, что модулированный сигнал $z1(t)$ и модулированный сигнал $z2(t)$ занимают одну и ту же (совместно используемую/общую) частоту (полосу пропускания). Пусть колебанием канала для передающих антенн в устройстве передачи и антенн в устройстве приема будет $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$, сигналом, принятым приемной антенной 505#1 в устройстве приема, будет $r1(t)$, а сигналом, принятым приемной антенной 505#2 в устройстве приема, будет $r2(t)$, тогда имеет место следующая взаимосвязь.

Математическое выражение 36.

Уравнение 36

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix}$$

Фиг. 6 относится к способу взвешивания (способу предварительного кодирования) в настоящем варианте осуществления. Взвешивающий блок 600 объединяет взвешивающие блоки 308А и 308В на фиг. 3. Как показано на фиг. 6, поток $s1(t)$ и поток $s2(t)$ соответствуют основоположным сигналам 307А и 307В на фиг. 3. Другими словами, потоки $s1(t)$ и $s2(t)$ являются синфазными составляющими I и квадратурными составляющими Q основоположного сигнала при отображении в соответствии со схемой модуляции, например QPSK, 16QAM, 64QAM или т.п. Как указано структурой кадра из фиг. 6, поток $s1(t)$ представляется в виде $s1(u)$ в номере и символа, в виде $s1(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Аналогичным образом поток $s2(t)$ представляется в виде $s2(u)$ в номере и символа, в виде $s2(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Взвешивающий блок 600 принимает основоположные сигналы 307А ($s1(t)$) и 307В ($s2(t)$) и информацию 315 о взвешивании на фиг. 3 в качестве входных данных, выполняет взвешивание в соответствии с информацией 315 о взвешивании и выводит сигналы 309А ($z1(t)$) и 309В ($z2(t)$) после взвешивания на фиг. 3. В этом случае $z1(t)$ и $z2(t)$ представляются следующим образом.

Для номера $4i$ символа (где i - целое число, больше либо равно нулю) математическое выражение 37, уравнение 37

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $4i+1$ символа: математическое выражение 38, уравнение 38

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа: математическое выражение 39, уравнение 39

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа: математическое выражение 40, уравнение 40

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

Таким образом, взвешивающий блок на фиг. 6 постоянно переключается между весами предварительного кодирования в течение четырехинтервального периода (цикла) (Ютя веса предварительного ко-

дирования описаны как постоянно переключаемые между собой в течение четырех временных интервалов, количество временных интервалов для постоянного переключения не ограничивается четырьмя).

Между прочим, непатентная литература 4 описывает переключение весов предварительного кодирования для каждого временного интервала. Это переключение весов предварительного кодирования характеризуется как случайное. С другой стороны, в настоящем варианте осуществления предусмотрен некоторый период (цикл), и веса предварительного кодирования постоянно переключаются между собой. Кроме того, в каждой весовой матрице предварительного кодирования 2×2 , состоящей из четырех весов предварительного кодирования, абсолютное значение каждого из четырех весов предварительного кодирования эквивалентно $(1/\sqrt{2})$, и переключение постоянно выполняется между весовыми матрицами предварительного кодирования, обладающими этой характеристикой.

В среде LOS, если используется специальная матрица предварительного кодирования, то качество приема можно значительно повысить, добавок специальная матрица предварительного кодирования отличается в зависимости от условий прямых волн. Однако в среде LOS существует некоторая тенденция, и если матрицы предварительного кодирования постоянно переключаются в соответствии с этой тенденцией, то качество приема данных значительно повышается. С другой стороны, когда матрицы предварительного кодирования переключаются между собой случайным образом, может существовать матрица предварительного кодирования помимо вышеописанной специальной матрицы предварительного кодирования, и также существует вероятность выполнения предварительного кодирования только со смещенными матрицами предварительного кодирования, которые не подходят для среды LOS. Поэтому в среде LOS не всегда можно получить отличное качество приема. Соответственно имеется потребность в способе переключения предварительного кодирования, подходящем для среды LOS. Настоящее изобретение предлагает такой способ предварительного кодирования.

Фиг. 7 - пример структуры устройства 700 приема в настоящем варианте осуществления. Радиоблок 703_X принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_X, принятый антенной 701_X, выполняет обработку, например преобразование частоты, квадратурную демодуляцию и т.п., и выводит основополосный сигнал 704_X.

Блок 705_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_X в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_1 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{11} в уравнении 36, и выводит сигнал 706_1 оценки канала.

Блок 705_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_X в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_2 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{12} в уравнении 36, и выводит сигнал 706_2 оценки канала.

Радиоблок 703_Y принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_Y, принятый антенной 701_Y, выполняет обработку, например преобразование частоты, квадратурную демодуляцию и т.п., и выводит основополосный сигнал 704_Y.

Блок 707_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z1$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_Y в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_1 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{21} в уравнении 36, и выводит сигнал 708_1 оценки канала.

Блок 707_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2$, переданного устройством передачи, принимает основополосный сигнал 704_Y в качестве ввода, извлекает опорный символ 501_2 для оценки канала, как на фиг. 5, оценивает значение, соответствующее h_{22} в уравнении 36, и выводит сигнал 708_2 оценки канала.

Блок 709 декодирования управляющей информации принимает основополосный сигнал 704_X и основополосный сигнал 704_Y в качестве входных данных, обнаруживает символ 500_1, который указывает способ передачи, как на фиг. 5, и выводит сигнал 710 с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи.

Блок 711 обработки сигналов принимает в качестве входных данных основополосные сигналы 704_X и 704_Y, сигналы 706_1, 706_2, 708_1 и 708_2 оценки канала и сигнал 710 с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи, выполняет обнаружение и декодирование и выводит принятые данные 712_1 и 712_2.

Далее подробно описываются операции, выполняемые блоком 711 обработки сигналов на фиг. 7. Фиг. 8 - пример структуры блока 711 обработки сигналов в настоящем варианте осуществления. Фиг. 8 показывает ВНУТРЕННИЙ детектор MIMO, декодер с мягким входом/выходом и блок формирования весового коэффициента в качестве основных элементов. Непатентная литература 2 и непатентная литература 3 описывают способ итеративного декодирования с помощью этой структуры. Система MIMO, описанная в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3, является системой MIMO с пространственным мультиплексированием, тогда как настоящий вариант осуществления отличается от непатентной литературы 2 и непатентной литературы 3 описанием системы MIMO, которая изменяет веса предварительного кодирования со временем. Пусть матрицей (канала) в уравнении 36 будет $H(t)$, весовой

матрицей предварительного кодирования на фиг. 6 будет $W(t)$ (где весовая матрица предварительного кодирования меняется по t), принятым вектором будет $R(t)=(r1(t), r2(t))^T$, и вектором потока будет $S(t)=(s^1(t), s^2(t))^T$, тогда имеет место следующее уравнение.

Математическое выражение 41.

Уравнение 41

$$R(t) = H(t)W(t)S(t)$$

В этом случае устройство приема может применять способ декодирования в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3 к принятому вектору $R(t)$, рассматривая $H(t)W(t)$ в качестве матрицы канала.

Поэтому блок 819 формирования весового коэффициента на фиг. 8 принимает в качестве ввода сигнал 818 с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (соответствующий сигналу 710 на фиг. 7), и выводит сигнал 820 с информацией о весовых коэффициентах.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО принимает сигнал 820 с информацией о весовых коэффициентах в качестве ввода и выполняет вычисление в уравнении 41, используя сигнал 820. Соответственно выполняется итеративное обнаружение и декодирование. Нижеследующее описывает их операции.

В блоке обработки сигналов на фиг. 8 способ обработки, например, показанный на фиг. 10, необходим для итеративного декодирования (итеративного обнаружения). Сначала декодируется одно кодовое слово (или один кадр) модулированного сигнала (потока) $s1$ и одно кодовое слово (или один кадр) модулированного сигнала (потока) $s2$. В результате от декодера с мягким входом/выходом получается логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) каждого разряда в одном кодовом слове (или одном кадре) модулированного сигнала (потока) $s1$ и в одном кодовом слове (или одном кадре) модулированного сигнала (потока) $s2$. Обнаружение и декодирование снова выполняется с использованием LLR. Эти операции выполняются несколько раз (эти операции называются итеративным декодированием (итеративным обнаружением)). Ниже описание сосредоточивается на способе формирования логарифмического отношения правдоподобия (LLR) символа в конкретный момент в одном кадре.

На фиг. 8 запоминающее устройство 815 принимает в качестве входных данных основополосный сигнал 801X (соответствующий основополосному сигналу 704_X на фиг. 7), группу 802X сигналов оценки канала (соответствующую сигналам 706_1 и 706_2 оценки канала на фиг. 7), основополосный сигнал 801Y (соответствующий основополосному сигналу 704_Y на фиг. 7) и группу 802Y сигналов оценки канала (соответствующую сигналам 708_1 и 708_2 оценки канала на фиг. 7). Чтобы добиться итеративного декодирования (итеративного обнаружения), запоминающее устройство 815 вычисляет $H(t)W(t)$ в уравнении 41 и сохраняет вычисленную матрицу в качестве преобразованной группы сигналов оценки канала. Запоминающее устройство 815 выводит вышеупомянутые сигналы при необходимости в виде основополосного сигнала 816X, преобразованной группы 817X сигналов оценки канала, основополосного сигнала 816Y и преобразованной группы 817Y сигналов оценки канала.

Последующие операции описываются отдельно для начального обнаружения и для итеративного декодирования (итеративного обнаружения).

Начальное обнаружение.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО в качестве входных данных принимает основополосный сигнал 801X, группу 802X сигналов оценки канала, основополосный сигнал 801Y и группу 802Y сигналов оценки канала. Здесь способ модуляции для модулированного сигнала (потока) $s1$ и модулированного сигнала (потока) $s2$ описывается как 16QAM.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО сначала вычисляет $H(t)W(t)$ из группы 802X сигналов оценки канала и группы 802Y сигналов оценки канала, чтобы найти возможные сигнальные точки, соответствующие основополосному сигналу 801X. Фиг. 11 показывает такое вычисление. На фиг. 11 каждая черная точка (•) является возможной сигнальной точкой на плоскости IQ. Поскольку способом модуляции является 16QAM, существует 256 возможных сигнальных точек (поскольку фиг. 11 служит только для иллюстрации, показаны не все 256 возможных сигнальных точек). Здесь пусть четырьмя разрядами, перенесенными модулированным сигналом $s1$, будут $b0, b1, b2$ и $b3$, а четырьмя разрядами, перенесенными модулированным сигналом $s2$, будут $b4, b5, b6$ и $b7$, тогда на фиг. 11 существуют возможные сигнальные точки, соответствующие $(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$. Находится квадрат евклидова расстояния между принятой сигнальной точкой 1101 (соответствующей основополосному сигналу 801X) и каждой возможной сигнальной точкой. Каждый квадрат евклидова расстояния делится на дисперсию σ^2 помех. Соответственно находится $E_x(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$, то есть значение квадрата евклидова расстояния между возможной сигнальной точкой, соответствующей $(b0, b1, b2, b3, b4, b5, b6, b7)$, и принятой сигнальной точкой, деленное на дисперсию помех. Отметим, что основополосные сигналы и модулированные сигналы $s1$ и $s2$ являются комплексными сигналами.

Аналогичным образом $H(t)W(t)$ вычисляется из группы 802X сигналов оценки канала и группы 802Y сигналов оценки канала, находятся возможные сигнальные точки, соответствующие основополосному сигналу 801Y, находится квадрат евклидова расстояния для принятой сигнальной точки (соответствующей основополосному сигналу 801Y), и квадрат евклидова расстояния делится на дисперсию σ^2 по-

мех. Соответственно находится $E_Y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, то есть значение квадрата евклидова расстояния между возможной сигнальной точкой, соответствующей $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, и принятой сигнальной точкой, деленное на дисперсию помех.

Затем находится $E_X(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_Y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО выводит $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ в качестве сигнала 804.

Блок 805А вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b_0, b_1, b_2 и b_3 и выводит сигнал 806А логарифмического правдоподобия. Отметим, что во время вычисления логарифмического правдоподобия вычисляется логарифмическое правдоподобие для "1" и логарифмическое правдоподобие для "0". Способ вычисления является таким, как показан в уравнениях 28-30. Подробности можно найти в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3.

Аналогичным образом блок 805В вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b_4, b_5, b_6 и b_7 и выводит сигнал 806В логарифмического правдоподобия.

Обращенный перемежитель (807А) принимает сигнал 806А логарифмического правдоподобия в качестве ввода, выполняет обращение перемежения, соответствующее перемежителю (перемежителю (304А) на фиг. 3), и выводит сигнал 808А логарифмического правдоподобия с обращенным перемежением.

Аналогичным образом обращенный перемежитель (807В) принимает сигнал 806В логарифмического правдоподобия в качестве ввода, выполняет обращение перемежения, соответствующее перемежителю (перемежителю (304В) на фиг. 3), и выводит сигнал 808В логарифмического правдоподобия с обращенным перемежением.

Блок 809А вычисления логарифмического отношения правдоподобия принимает перемеженный сигнал 808А логарифмического правдоподобия в качестве ввода, вычисляет логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) разрядов, кодированных кодером 302А на фиг. 3, и выводит сигнал 810А логарифмического отношения правдоподобия.

Аналогичным образом блок 809В вычисления логарифмического отношения правдоподобия принимает перемеженный сигнал 808В логарифмического правдоподобия в качестве ввода, вычисляет логарифмическое отношение правдоподобия (LLR) разрядов, кодированных кодером 302В на фиг. 3, и выводит сигнал 810В логарифмического отношения правдоподобия.

Декодер 811А с мягким входом/выходом принимает сигнал 810А логарифмического отношения правдоподобия в качестве ввода, выполняет декодирование и выводит декодированное логарифмическое отношение 812А правдоподобия.

Аналогичным образом декодер 811В с мягким входом/выходом принимает сигнал 810В логарифмического отношения правдоподобия в качестве ввода, выполняет декодирование и выводит декодированное логарифмическое отношение 812В правдоподобия.

Итеративное декодирование (итеративное обнаружение), количество итераций k .

Перемежитель (813А) в качестве ввода принимает логарифмическое отношение 812А правдоподобия, декодированное декодером с мягким входом/выходом в $(k-1)$ -й итерации, выполняет перемежение и выводит перемеженное логарифмическое отношение 814А правдоподобия. Шаблон перемежения в перемежителе (813А) аналогичен шаблону перемежения в перемежителе (304А) на фиг. 3.

Перемежитель (813В) в качестве ввода принимает логарифмическое отношение 812В правдоподобия, декодированное декодером с мягким входом/выходом в $(k-1)$ -й итерации, выполняет перемежение и выводит перемеженное логарифмическое отношение 814В правдоподобия. Шаблон перемежения в перемежителе (813В) аналогичен шаблону перемежения в перемежителе (304В) на фиг. 3.

ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО принимает в качестве входных данных основополосный сигнал 816Х, преобразованную группу 817Х сигналов оценки канала, основополосный сигнал 816У, преобразованную группу 817У сигналов оценки канала, перемеженное логарифмическое отношение 814А правдоподобия и перемеженное логарифмическое отношение 814В правдоподобия. Причиной для использования основополосного сигнала 816Х, преобразованной группы 817Х сигналов оценки канала, основополосного сигнала 816У и преобразованной группы 817У сигналов оценки канала вместо основополосного сигнала 801Х, группы 802Х сигналов оценки канала, основополосного сигнала 801У и группы 802У сигналов оценки канала является то, что возникает задержка из-за итеративного декодирования.

Отличием между операциями ВНУТРЕННЕГО детектора 803 ММО для итеративного декодирования и для начального обнаружения является использование перемеженного логарифмического отношения 814А правдоподобия и перемеженного логарифмического отношения 814В правдоподобия во время обработки сигналов. ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО сначала ищет $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$, как во время начального обнаружения. Более того, коэффициенты, соответствующие уравнениям 11 и 32, находятся из перемеженного логарифмического отношения 814А правдоподобия и перемеженного логарифмического отношения 814В правдоподобия. Значение $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ регулируется с использованием искоемых коэффициентов, и результирующее значение $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$

выводится в качестве сигнала 804.

Блок 805А вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b0, b1, b2 и b3 и выводит сигнал 806А логарифмического правдоподобия. Отметим, что во время вычисления логарифмического правдоподобия вычисляется логарифмическое правдоподобие для "1" и логарифмическое правдоподобие для "0". Способ вычисления является таким, как показан в уравнениях 31, 32, 33, 34 и 35. Подробности можно найти в непатентной литературе 2 и непатентной литературе 3.

Аналогичным образом блок 805В вычисления логарифмического правдоподобия принимает сигнал 804 в качестве ввода, вычисляет логарифмическое правдоподобие для разрядов b4, b5, b6 и b7 и выводит сигнал 806В логарифмического правдоподобия. Операции обращенного перемежителя далее аналогичны начальному обнаружению.

Отметим, что хотя фиг. 8 показывает структуру блока обработки сигналов при выполнении итеративного обнаружения, итеративное обнаружение не всегда является неотъемлемым для получения отличного качества приема, и возможна структура, не включающая в себя перемежители 813А и 813В, которые необходимы только для итеративного обнаружения. В таком случае ВНУТРЕННИЙ детектор 803 ММО не выполняет итеративное обнаружение.

Основной частью настоящего варианта осуществления является вычисление $H(t)W(t)$. Отметим, что для выполнения начального обнаружения и итеративного обнаружения может использоваться QR-разложение, как показано в непатентной литературе 5 и т.п.

Кроме того, как показано в непатентной литературе 11, на основе $H(t)W(t)$ может выполняться линейная операция минимальной среднеквадратической ошибки (MMSE) и форсирования нуля (ZF) для выполнения начального обнаружения.

Фиг. 9 - структура другого, нежели фиг. 8, блока обработки сигналов и предназначенного для модулированного сигнала, переданного устройством передачи на фиг. 4. Отличие от фиг. 8 состоит в количестве декодеров с мягким входом/выходом. Декодер 901 с мягким входом/выходом принимает в качестве входных данных сигналы 810А и 810В логарифмического отношения правдоподобия, выполняет декодирование и выводит декодированное логарифмическое отношение 902 правдоподобия. Блок 903 распределения принимает декодированное логарифмическое отношение 902 правдоподобия в качестве ввода и распределяет логарифмическое отношение 902 правдоподобия. Другие операции аналогичны фиг. 8.

Фиг. 12А и 12В показывают характеристики BER для способа передачи, использующего веса предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления при аналогичных фиг. 29А и 29В условиях. Фиг. 12А показывает характеристики BER у логарифма максимума апостериорной вероятности (APP) без итеративного обнаружения (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2), а фиг. 12В показывает характеристики BER у логарифма максимума APP с итеративным обнаружением (см. непатентную литературу 1 и непатентную литературу 2) (количество итераций: пять). Сравнение фиг. 12А, 12В, 29А и 29В показывает, как характеристики BER, когда коэффициент Райса большой, значительно улучшаются по сравнению с характеристиками BER при использовании системы ММО с пространственным мультиплексированием, если используется способ передачи из настоящего варианта осуществления, посредством этого подтверждая пригодность способа в настоящем варианте осуществления.

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе ММО, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой ММО с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем, как в настоящем варианте осуществления.

В настоящем варианте осуществления и, в частности, в отношении структуры устройства приема, описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления подробно объяснен пример кодирования с LDPC, однако настоящее изобретение не ограничивается кодированием с LDPC. Кроме того, в отношении способа декодирования декодеры с мягким входом/выходом не ограничиваются примером декодирования суммы-произведения. Может использоваться другой способ декодирования с мягким входом/выходом, например алгоритм BCJR, алгоритм SOVA, алгоритм Max-log-MAP и т.п. Подробности предоставляются в непатентной литературе 6.

Более того, в настоящем варианте осуществления описан пример способа с одной несущей, но настоящее изобретение этим не ограничивается и может быть аналогичным образом реализовано для передачи с несколькими несущими. Соответственно настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при использовании такого способа, как связь с расширенным спектром, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM), коллективный доступ с разделением каналов по частоте на одной несущей (SC-FDMA), мультиплексирование с ортогональным частотным разделением на одной несущей (SC-OFDM) или волновое OFDM, которые описаны в непатентной литературе 7 и

т.п. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для передачи управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Нижеследующее описывает пример использования OFDM в качестве примера способа с несколькими несущими.

Фиг. 13 показывает структуру устройства передачи при использовании OFDM. На фиг. 13 элементы, которые работают аналогично фиг. 3, имеют такие же ссылочные номера.

Относящийся к OFDM процессор 1301A принимает в качестве ввода взвешенный сигнал 309A, выполняет обработку, имеющую отношение к OFDM, и выводит сигнал 1302A передачи. Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор 1301B принимает в качестве ввода взвешенный сигнал 309B, выполняет обработку, имеющую отношение к OFDM, и выводит сигнал 1302B передачи.

Фиг. 14 показывает пример структуры после относящихся к OFDM процессоров 1301A и 1301B из фиг. 13. Часть с 1401A по 1410A имеет отношение к части с 1301A по 312A на фиг. 13 и часть с 1401B по 1410B имеет отношение к части с 1301B по 312B на фиг. 13.

Последовательно/параллельный преобразователь 1402A выполняет последовательно/параллельное преобразование над взвешенным сигналом 1401A (соответствующим взвешенному сигналу 309A на фиг. 13) и выводит параллельный сигнал 1403A.

Блок 1404A переупорядочения принимает параллельный сигнал 1403A в качестве ввода, выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченный сигнал 1405A. Переупорядочение подробно описывается позже.

Обратный быстрый преобразователь 1406A Фурье принимает переупорядоченный сигнал 1405A в качестве ввода, выполняет быстрое преобразование Фурье и выводит преобразованный сигнал 1407A.

Радиоблок 1408A принимает преобразованный сигнал 1407A в качестве ввода, выполняет обработку, например преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит модулированный сигнал 1409A. Модулированный сигнал 1409A выводится в виде радиоволны из антенны 1410A.

Последовательно/параллельный преобразователь 1402B выполняет последовательно/параллельное преобразование над взвешенным сигналом 1401B (соответствующим взвешенному сигналу 309B на фиг. 13) и выводит параллельный сигнал 1403B.

Блок 1404B переупорядочения принимает параллельный сигнал 1403B в качестве ввода, выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченный сигнал 1405B. Переупорядочение подробно описывается позже.

Обратный быстрый преобразователь 1406B Фурье принимает переупорядоченный сигнал 1405B в качестве ввода, выполняет быстрое преобразование Фурье и выводит преобразованный сигнал 1407B.

Радиоблок 1408B принимает преобразованный сигнал 1407B в качестве ввода, выполняет обработку, например преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит модулированный сигнал 1409B. Модулированный сигнал 1409B выводится в виде радиоволны из антенны 1410B.

В устройстве передачи из фиг. 3, поскольку способ передачи не использует несколько несущих, предварительное кодирование переключается для образования четырехинтервального периода (цикла), как показано на фиг. 6, и предварительно кодированные символы размещаются во временной области. При использовании способа передачи с несколькими несущими, как в способе OFDM, показанном на фиг. 13, можно разместить предварительно кодированные символы во временной области, как на фиг. 3, для каждой (под)несущей. Однако в случае способа передачи с несколькими несущими можно разместить символы в частотной области или в частотной и временной областях. Нижеследующее описывает эти размещения.

Фиг. 15A и 15B показывают пример способа переупорядочения символов с помощью блоков 1401A и 1401B переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Частотная область тянется от (под)несущей 0 до (под)несущей 9. Модулированные сигналы z1 и z2 одновременно используют одну и ту же ширину полосы частот. Фиг. 15A показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала z1, а фиг. 15B показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала z2. Номера #1, #2, #3, #4, присваиваются по порядку символам взвешенного сигнала 1401A, который вводится в последовательно/параллельный преобразователь 1402A. В этот момент символы назначаются равномерно, как показано на фиг. 15A. Символы #1, #2, #3, #4, ... размещаются в порядке, начиная с несущей 0. Символы с #1 по #9 назначаются моменту \$1, а потом символы с #10 по #19 назначаются моменту \$2.

Аналогичным образом номера #1, #2, #3, #4 присваиваются по порядку символам взвешенного сигнала 1401B, который вводится в последовательно/параллельный преобразователь 1402B. В этот момент символы назначаются равномерно, как показано на фиг. 15B. Символы #1, #2, #3, #4, ... размещаются в порядке, начиная с несущей 0. Символы с #1 по #9 назначаются моменту \$1, а потом символы с #10 по #19 назначаются моменту \$2. Отметим, что модулированные сигналы z1 и z2 являются комплексными сигналами.

Группа 1501 символов и группа 1502 символов, показанные на фиг. 15A и 15B, являются символами для одного периода (цикла) при использовании способа переключения весов предварительного кодиро-

вания, показанного на фиг. 6. Символ #0 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i$ на фиг. 6. Символ #1 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+1$ на фиг. 6. Символ #2 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+2$ на фиг. 6. Символ #3 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+3$ на фиг. 6. Соответственно символ # x выглядит следующим образом. Когда $x \bmod 4$ равно 0, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i$ на фиг. 6. Когда $x \bmod 4$ равно 1, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+1$ на фиг. 6. Когда $x \bmod 4$ равно 2, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+2$ на фиг. 6. Когда $x \bmod 4$ равно 3, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $4i+3$ на фиг. 6.

Таким образом, при использовании способа передачи с несколькими несущими, например OFDM, символы можно размещать в частотной области, в отличие от передачи по одной несущей. Кроме того, упорядочение символов не ограничивается упорядочением, показанным на фиг. 15A и 15B. Другие примеры описываются со ссылкой на фиг. 16A, 16B, 17A и 17B.

Фиг. 16A и 16B показывают пример способа переупорядочения символов, который отличается от фиг. 15A и 15B, с помощью блоков 1404A и 1404B переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 16A показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z1$, а фиг. 16B показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z2$. Отличие на фиг. 16A и 16B по сравнению с фиг. 15A и 15B состоит в том, что способ переупорядочения символов модулированного сигнала $z1$ отличается от способа переупорядочения символов модулированного сигнала $z2$. На фиг. 16B символы с #0 по #5 назначаются несущим с 4 по 9, а символы с #6 по #9 назначаются несущим с 0 по 3. Потом символы с #10 по #19 назначаются равномерно таким же образом. В этот момент, как на фиг. 15A и 15B, группа 1601 символов и группа 1602 символов, показанные на фиг. 16A и 16B, являются символами для одного периода (цикла) при использовании способа переключения весов предварительного кодирования, показанного на фиг. 6.

Фиг. 17A и 17B показывают пример способа переупорядочения символов, который отличается от фиг. 15A и 15B, с помощью блоков 1404A и 1404B переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 17A показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z1$, а фиг. 17B показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z2$. Отличие на фиг. 17A и 17B по сравнению с фиг. 15A и 15B состоит в том, что символы не размещаются в порядке несущей на фиг. 17A и 17B, тогда как символы размещаются в порядке несущей на фиг. 15A и 15B. Очевидно, что на фиг. 17A и 17B способ переупорядочения символов модулированного сигнала $z1$ может отличаться от способа переупорядочения символов модулированного сигнала $z2$, как на фиг. 16A и 16B.

Фиг. 18A и 18B показывают пример способа переупорядочения символов, который отличается от фиг. 15A-17B, с помощью блоков 1404A и 1404B переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 18A показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z1$, а фиг. 18B показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z2$. На фиг. 15A-17B символы размещаются в частотной области, тогда как на фиг. 18A и 18B символы размещаются в частотной и временной областях.

На фиг. 6 описан пример переключения между весами предварительного кодирования по четырем временным интервалам. Однако здесь описывается пример переключения по восьми временным интервалам. Группы 1801 и 1802 символов, показанные на фиг. 18A и 18B, являются символами для одного периода (цикла) при использовании способа переключения весов предварительного кодирования (и поэтому являются восьмисимвольными группами). Символ #0 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i$. Символ #1 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+1$. Символ #2 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+2$. Символ #3 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+3$. Символ #4 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+4$. Символ #5 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+5$. Символ #6 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+6$.

Символ #7 является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+7$. Соответственно символ # x выглядит следующим образом. Когда $x \bmod 8$ равно 0, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i$. Когда $x \bmod 8$ равно 1, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+1$. Когда $x \bmod 8$ равно 2, символ # x является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+2$. Когда $x \bmod 8$ рав-

но 3, символ $\#x$ является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+3$. Когда $x \bmod 8$ равно 4, символ $\#x$ является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+4$. Когда $x \bmod 8$ равно 5, символ $\#x$ является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+5$. Когда $x \bmod 8$ равно 6, символ $\#x$ является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+6$. Когда $x \bmod 8$ равно 7, символ $\#x$ является символом при использовании веса предварительного кодирования у временного интервала $8i+7$. При упорядочении символов на фиг. 18А и 18В используются четыре временных интервала во временной области и два временных интервала в частотной области для $4 \times 2 = 8$ временных интервалов в итоге, чтобы разместить символы для одного периода (цикла). В этом случае пусть количеством символов в одном периоде (цикле) будет $m \times n$ символов (другими словами, существует $m \times n$ весов предварительного кодирования), количеством временных интервалов (количеством несущих) в частотной области, используемых для размещения символов в одном периоде (цикле), будет n , а количеством временных интервалов, используемых во временной области, будет m , причем m должно быть больше n . Причина в том, что фаза прямых волн меняется медленнее во временной области, чем в частотной области. Поэтому, поскольку в настоящем варианте осуществления веса предварительного кодирования изменяются, чтобы минимизировать влияние стационарных прямых волн, то предпочтительно уменьшить колебание в прямых волнах в периоде (цикле) для изменения весов предварительного кодирования. Соответственно m должно быть больше n . Кроме того, учитывая вышеприведенные моменты, вместо переупорядочения символов только в частотной области или только во временной области прямые волны с большей вероятностью становятся устойчивыми, когда символы переупорядочиваются одновременно в частотной и временной областях, как на фиг. 18А и 18В, посредством этого упрощая достижение полезных результатов настоящего изобретения. Однако, когда символы упорядочиваются в частотной области, колебания в частотной области являются резко выраженными, приводя к вероятности получения выигрыша от разнесения. Поэтому переупорядочение одновременно в частотной и временной областях не всегда непременно является наилучшим способом.

Фиг. 19А и 19В показывают пример способа переупорядочения символов, который отличается от фиг. 18А и 18В, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Фиг. 19А показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z1$, а фиг. 19В показывает способ переупорядочения для символов модулированного сигнала $z2$. Как и на фиг. 18А и 18В, фиг. 19А и 19В показывают размещение символов с использованием частотной и временной осей. Отличие по сравнению с фиг. 18А и 18В состоит в том, что символы на фиг. 19А и 19В сначала размещаются во временной области, а затем в частотной области, тогда как на фиг. 18А и 18В символы сначала размещаются в частотной области, а затем во временной области. На фиг. 19А и 19В группа 1901 символов и группа 1902 символов являются символами для одного периода (цикла) при использовании способа переключения предварительного кодирования.

Отметим, что на фиг. 18А, 18В, 19А и 19В, как и на фиг. 16А и 16В, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом, и достигнут полезный результат в виде высокого качества приема с помощью способа размещения символов модулированного сигнала $z1$, отличающегося от способа размещения символов модулированного сигнала $z2$. Кроме того, на фиг. 18А, 18В, 19А и 19В, как и на фиг. 17А и 17В, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом, и достигнут полезный результат в виде высокого качества приема без размещения символов по порядку.

Фиг. 27 показывает пример способа переупорядочения символов, который отличается от вышеприведенных примеров, с помощью блоков 1404А и 1404В переупорядочения на фиг. 14, при этом горизонтальная ось представляет частоту, а вертикальная ось представляет время. Рассматривается случай постоянного переключения между матрицей предварительного кодирования по четырем временным интервалам, как в уравнениях 37-40. Отличительным признаком фиг. 27 является то, что символы размещаются по порядку в частотной области, но при переходе во временную область символы циклически сдвигаются на p символов (в примере на фиг. 27 $p=1$). В четырех символах, показанных в группе 2710 символов в частотной области на фиг. 27, предварительное кодирование переключается между матрицами предварительного кодирования из уравнений 37-40.

В этом случае символ $\#0$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ $\#1$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ $\#2$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ $\#3$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

Аналогичным образом для группы 2720 символов в частотной области символ $\#4$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ $\#5$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ $\#6$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ $\#7$ предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования

ния в уравнении 40.

Для символов в момент \$1 предварительное кодирование переключается между вышеупомянутыми матрицами предварительного кодирования, но во временной области символы циклически сдвигаются. Поэтому предварительное кодирование переключается между матрицами предварительного кодирования для групп 2701, 2702, 2703 и 2704 символов следующим образом.

В группе 2701 символов во временной области символ #0 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #9 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #18 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #27 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

В группе 2702 символов во временной области символ #28 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #1 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #10 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #19 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

В группе 2703 символов во временной области символ #20 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #29 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #2 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #11 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

В группе 2704 символов во временной области символ #12 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 37, символ #21 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 38, символ #30 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 39, и символ #3 предварительно кодируется с использованием матрицы предварительного кодирования в уравнении 40.

Обращая внимание на символ #11, характеристикой фиг. 27 является, например, то, что символы по обе стороны в частотной области в один момент (символы #10 и #12) предварительно кодируются с помощью другой матрицы предварительного кодирования, нежели символ #11, а символы по обе стороны во временной области на одной несущей (символы #2 и #20) предварительно кодируются с помощью другой матрицы предварительного кодирования, нежели символ #11. Это имеет место не только для символа #11. Любой символ, имеющий символы по обеим сторонам в частотной области и временной области, характеризуется так же, как символ #11. В результате матрицы предварительного кодирования эффективно переключаются между собой, и поскольку уменьшается влияние на устойчивое состояние прямых волн, то увеличивается вероятность повышенного качества.

На фиг. 27 описан случай с $n=1$, однако n таким образом не ограничивается. Настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при $n=3$. Кроме того, на фиг. 27, когда символы размещаются в частотной области и переходят во временную область, вышеупомянутая характеристика достигается путем циклического сдвига номера размещенного символа, но вышеупомянутой характеристики также можно достичь путем случайного (или равномерного) размещения символов.

Вариант 2 осуществления.

В варианте 1 осуществления описано постоянное переключение весов предварительного кодирования, которое показано на фиг. 6. В настоящем варианте осуществления описывается способ для разработки особых весов предварительного кодирования, которые отличаются от весов предварительного кодирования на фиг. 6.

На фиг. 6 описан способ для переключения между весами предварительного кодирования в уравнениях 37-40. В результате обобщения этого способа веса предварительного кодирования могут изменяться следующим образом (период (цикл) переключения для весов предварительного кодирования содержит четыре временных интервала, и уравнения перечисляются аналогично уравнениям 37-40).

Для номера $4i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 42, уравнение 42

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $4i+1$ символа: математическое выражение 43, уравнение 43

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа: математическое выражение 44, уравнение 44

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j\theta_{11}(4i+2)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа: математическое выражение 45, уравнение 45

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j\theta_{11}(4i+3)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

Из уравнений 36 и 41 принятый вектор $R(t)=(r1(t), r2(t))^T$ можно представить следующим образом.

Для номера $4i$ символа: математическое выражение 46, уравнение 46

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j\theta_{11}(4i)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+1$ символа: математическое выражение 47, уравнение 47

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+1) & h_{12}(4i+1) \\ h_{21}(4i+1) & h_{22}(4i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j\theta_{11}(4i+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа: математическое выражение 48, уравнение 48

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+2) & h_{12}(4i+2) \\ h_{21}(4i+2) & h_{22}(4i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j\theta_{11}(4i+2)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа: математическое выражение 49, уравнение 49

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+3) & h_{12}(4i+3) \\ h_{21}(4i+3) & h_{22}(4i+3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j\theta_{11}(4i+3)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 46-49 можно представить следующим образом.

Для номера $4i$ символа: математическое выражение 50, уравнение 50

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j\theta_{11}(4i)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+1$ символа: математическое выражение 51, уравнение 51

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j\theta_{11}(4i+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа: математическое выражение 52, уравнение 52

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j\theta_{11}(4i+2)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа: математическое выражение 53, уравнение 53

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j\theta_{11}(4i+3)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

В уравнениях 50-53 пусть A будет положительным вещественным числом, а q будет комплексным числом. Значения A и q определяются в соответствии с взаимным расположением устройства передачи и устройства приема. Уравнения 50-53 можно представить следующим образом.

Для номера $4i$ символа: математическое выражение 54, уравнение 54

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j\theta_{11}(4i)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+1$ символа: математическое выражение 55, уравнение 55

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j\theta_{11}(4i+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+2$ символа: математическое выражение 56, уравнение 56

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j\theta_{11}(4i+2)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

Для номера $4i+3$ символа: математическое выражение 57, уравнение 57

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, составляющая сигнала на основе одного из $s1$ и $s2$ больше не включается в $r1$ и $r2$, и поэтому уже нельзя получить один из сигналов $s1$ и $s2$.

Для номера $4i$ символа: математическое выражение 58, уравнение 58

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i)-\delta)}$$

Для номера $4i+1$ символа: математическое выражение 59, уравнение 59

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1)-\delta)}$$

Для номера $4i+2$ символа: математическое выражение 60, уравнение 60

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2)-\delta)}$$

Для номера $4i+3$ символа: математическое выражение 61, уравнение 61

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах $4i$, $4i+1$, $4i+2$ и $4i+3$ символа, то элементы канала у прямых волн не меняются значительно. Поэтому устройство приема, имеющее элементы канала, в которых значение q эквивалентно одному и тому же решению, уже не может получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, необходимо следующее условие из уравнений 58-61, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя 5.

Математическое выражение 62.

Условие #1

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

где x равен 0, 1, 2, 3; y равен 0, 1, 2, 3 и $x \neq y$.

В примере, удовлетворяющем условию #1, значения устанавливаются следующим образом.

Пример #1.

(1) $\theta_{11}(4i)=\theta_{11}(4i+1)=\theta_{11}(4i+2)=\theta_{11}(4i+3)=0$ радианов,

(2) $\theta_{21}(4i)=0$ радианов,

(3) $\theta_{21}(4i+1)=\pi/2$ радианов,

(4) $\theta_{21}(4i+2)=\pi$ радианов и

(5) $\theta_{21}(4i+3)=3\pi/2$ радианов.

Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из 0 радианов, $\pi/2$ радианов, π радианов и $3\pi/2$ радианов существовало для набора $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$. В этом случае, в частности при условии (1), нет необходимости выполнять обработку сигналов (обработку с вращением) над основоположным сигналом $S1(t)$, что дает преимущество в сокращении размера схемы.

Другим примером является установление значений следующим образом.

Пример #2.

(6) $\theta_{11}(4i)=0$ радианов,

(7) $\theta_{11}(4i+1)=\pi/2$ радианов,

(8) $\theta_{11}(4i+2)=\pi$ радианов,

(9) $\theta_{11}(4i+3)=3\pi/2$ радианов и

(10) $\theta_{21}(4i)=\theta_{21}(4i+1)=\theta_{21}(4i+2)=\theta_{21}(4i+3)=0$ радианов.

Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из 0 радианов, $\pi/2$ радианов, π радианов и $3\pi/2$ радианов существовало для набора $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$. В этом случае, в частности при условии (6), нет необходимости выполнять обработку сигналов (обработку с вращением) над основоположным сигналом $S2(t)$, что дает преимущество в сокращении размера схемы. Еще один пример выглядит следующим образом.

Пример #3.

(11) $\theta_{11}(4i)=\theta_{11}(4i+1)=\theta_{11}(4i+2)=\theta_{11}(4i+3)=0$ радианов,

(12) $\theta_{21}(4i)=0$ радианов,

(13) $\theta_{21}(4i+1)=\pi/4$ радианов,

(14) $\theta_{21}(4i+2)=\pi/2$ радианов и

(15) $\theta_{21}(4i+3)=3\pi/4$ радианов.

Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из 0 радианов, $\pi/4$ радианов,

$\pi/2$ радианов и $3\pi/4$ радианов существовало для набора $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$.

Пример #4.

(16) $\theta_{11}(4i)=0$ радианов,

(17) $\theta_{11}(4i+1)=\pi/4$ радианов,

(18) $\theta_{11}(4i+2)=\pi/2$ радианов,

(19) $\theta_{11}(4i+3)=3\pi/4$ радианов и

(20) $\theta_{21}(4i)=\theta_{21}(4i+1)=\theta_{21}(4i+2)=\theta_{21}(4i+3)=0$ радианов.

Вышеприведенное является примером. Достаточно, чтобы каждое одно из 0 радианов, $\pi/4$ радианов, $\pi/2$ радианов и $3\pi/4$ радианов существовало для набора $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$.

Хотя показано четыре примера, способ выполнения условия #1 не ограничивается этими примерами.

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{11} и θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает способ исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

Между прочим, для каждого из номеров $4i, 4i+1, 4i+2$ и $4i+3$ символа существуют две точки q , где качество приема становится плохим. Поэтому всего существуют $2 \times 4 = 8$ таких точек. В среде LOS, чтобы предотвратить ухудшение качества приема в определенном приемном терминале, каждая из этих восьми точек должна иметь разное решение. В этом случае в дополнение к условию #1 необходимо условие #2.

Математическое выражение 63.

Условие #2

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y)-\delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, 3)$$

и

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y)-\delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

Более того, фаза этих восьми точек должна быть равномерно распределена (поскольку фаза прямой волны считается имеющей высокую вероятность равномерного распределения). Нижеследующее описывает способ исполнения, чтобы δ удовлетворяло этому требованию.

В случае примера #1 и примера #2 фаза становится равномерной в точках, в которых качество приема плохое, путем установки δ в $\pm 3\pi/4$ радианов. Например, пусть δ будет равно $3\pi/4$ радианов в примере #1 (и пусть A будет положительным вещественным числом), тогда в каждом из четырех временных интервалов точки, в которых качество приема становится плохим, появляются один раз, как показано на фиг. 20. В случае примера #3 и примера #4 фаза становится равномерной в точках, в которых качество приема плохое, путем установки δ в $\pm \pi$ радианов. Например, пусть δ будет равно π радианов в примере #3, тогда в каждом из четырех временных интервалов точки, в которых качество приема становится плохим, появляются один раз, как показано на фиг. 21 (если элемент q в матрице H канала существует в точках, показанных на фиг. 20 и 21, то качество приема ухудшается).

С помощью вышеприведенной структуры достигается отличное качество приема в среде LOS. Выше описывается пример изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), а ниже описывается изменение весов предварительного кодирования в N -интервальном периоде (цикле). Используя такие же соображения, как в варианте 1 осуществления и в вышеприведенном описании, представленная ниже обработка выполняется над каждым номером символа.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 64, уравнение 62

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 65, уравнение 63

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 66, уравнение 64

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 67, уравнение 65

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Соответственно $r1$ и $r2$ представляются следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 68, уравнение 66

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 69, уравнение 67

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 70, уравнение 68

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j\theta_{11}(Ni+k)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 71, уравнение 69

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 66-69 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 72, уравнение 70

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 73, уравнение 71

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 74, уравнение 72

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j\theta_{11}(Ni+k)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 75, уравнение 73

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В уравнениях 70-73 пусть A будет вещественным числом, а q будет комплексным числом. Значения A и q определяются в соответствии с взаимным расположением устройства передачи и устройства приема. Уравнения 70-73 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 76, уравнение 74

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 77, уравнение 75

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 78, уравнение 76

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 79, уравнение 77

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, составляющая сигнала на основе одного из $s1$ и $s2$ больше не включается в $r1$ и $r2$, и поэтому уже нельзя получить один из сигналов $s1$ и $s2$.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 80, уравнение 78

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni) - \theta_{21}(Ni))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni) - \theta_{21}(Ni) - \delta)}$$

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 81, уравнение 79

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1) - \theta_{21}(Ni+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1) - \theta_{21}(Ni+1) - \delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 82, уравнение 80

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k) - \theta_{21}(Ni+k))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k) - \theta_{21}(Ni+k) - \delta)}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 83, уравнение 81

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1) - \theta_{21}(Ni+N-1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1) - \theta_{21}(Ni+N-1) - \delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах символа с Ni по $Ni+N-1$, то поскольку элементы канала у прямых волн не меняются значительно, устройство приема, имеющее элементы канала, в которых значение q эквивалентно этому одному и тому же решению, уже не может получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, необходимо следующее условие из уравнений 78-81, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 84.

Условие #3

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x) - \theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y) - \theta_{21}(Ni+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{11} и θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает способ исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае, аналогично способу изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

В каждом номере символа с Ni по $Ni+N-1$ существуют две точки, обозначенные q , где качество приема становится плохим, и поэтому существуют $2N$ таких точек. В среде LOS, чтобы добиться отличных характеристик, каждая из этих $2N$ точек должна иметь разное решение. В этом случае в дополнение к условию #3 необходимо условие #4.

Математическое выражение 85.

Условие #4

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x) - \theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y) - \theta_{21}(Ni+y) - \delta)} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x) - \theta_{21}(Ni+x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y) - \theta_{21}(Ni+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Боле того, фаза этих $2N$ точек должна быть равномерно распределена (поскольку фаза прямой волны на каждом устройстве приема считается имеющей высокую вероятность равномерного распределения).

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционным MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и, в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от варианта 1 осуществления, описан способ изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими и размещения символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 3 осуществления.

В варианте 1 осуществления и варианте 2 осуществления описан способ постоянного переключения между весами предварительного кодирования для случая, где амплитуда каждого элемента в весовой матрице предварительного кодирования является эквивалентной. Однако в настоящем варианте осуществления описывается пример, который не удовлетворяет этому условию.

Для контраста с вариантом 2 осуществления описывается случай изменения весов предварительного кодирования за N-интервальный период (цикл). Используя такие же соображения, как в варианте 1 осуществления и варианте 2 осуществления, представленная ниже обработка выполняется над каждым номером символа. Пусть β будет положительным вещественным числом и $\beta \neq 1$.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 86, уравнение 82

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 87, уравнение 83

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 88, уравнение 84

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 89, уравнение 85

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Соответственно $g1$ и $g2$ представляются следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 90, уравнение 86

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 91, уравнение 87

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 92, уравнение 88

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 93, уравнение 89

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 86-89 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 94, уравнение 90

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 95, уравнение 91

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 96, уравнение 92

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+k)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 97, уравнение 93

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В уравнениях 90-93 пусть A будет вещественным числом, а q будет комплексным числом. Уравнения 90-93 можно представить следующим образом.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 98, уравнение 94

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 99, уравнение 95

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 100, уравнение 96

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+k)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 101, уравнение 97

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, уже нельзя получить один из сигналов $s1$ и $s2$.

Для номера Ni символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 102, уравнение 98

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

Для номера $Ni+1$ символа: математическое выражение 103, уравнение 99

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 104, уравнение 100

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))} - A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)}$$

Кроме того, для номера $Ni+N-1$ символа: математическое выражение 105, уравнение 101

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))} - A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах символа с Ni по $Ni+N-1$, то поскольку элементы канала у прямых волн не меняются значительно, уже нельзя получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, необходимо следующее условие из уравнений 98-101, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 106.

Условие #5

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{11} и θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает способ исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае, аналогично способу изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

В каждом из номеров символа с Ni по $Ni+N-1$ существуют две точки q , где качество приема становится плохим, и поэтому существуют $2N$ таких точек. В среде LOS, чтобы добиться отличных характеристик, каждая из этих $2N$ точек должна иметь разное решение. В этом случае, в дополнение к условию #5, принимая во внимание, что β является положительным вещественным числом и $\beta \neq 1$, необходимо условие #6.

Математическое выражение 107.

Условие #6

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y)-\delta)} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и, в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от варианта 1 осуществления, описан способ изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими и размещения символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 4 осуществления.

В варианте 3 осуществления способ постоянного переключения между весами предварительного кодирования описан для примера двух типов амплитуд для каждого элемента в весовой матрице предварительного кодирования, 1 и β .

В этом случае математическое выражение 108 $\frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}}$ игнорируется.

Далее описывается пример изменения значения β по временному интервалу. Для контраста с вариантом 3 осуществления описывается случай изменения весов предварительного кодирования за $2 \times N$ -интервальный период (цикл).

Используя такие же соображения, как в варианте 1 осуществления, варианте 2 осуществления и варианте 3 осуществления, представленная ниже обработка выполняется над номерами символа. Пусть β будет положительным вещественным числом и $\beta \neq 1$. Кроме того, пусть α будет положительным вещественным числом и $\alpha \neq \beta$.

Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 109, уравнение 102

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni) \\ z2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+1$ символа: математическое выражение 110, уравнение 103

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+1) \\ z2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 111, уравнение 104

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+k) \\ z2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа: математическое выражение 112, уравнение 105

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N-1) \\ z2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 113, уравнение 106

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N) \\ z2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+N+1$ символа: математическое выражение 114, уравнение 107

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+1) \\ z2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 115, уравнение 108

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+k) \\ z2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа: математическое выражение 116, уравнение 109

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+2N-1) \\ z2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

Соответственно $g1$ и $g2$ представляются следующим образом.

Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равно нулю): математическое выражение 117, уравнение 110

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni) & h_{12}(2Ni) \\ h_{21}(2Ni) & h_{22}(2Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+1$ символа: математическое выражение 118, уравнение 111

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+1) & h_{12}(2Ni+1) \\ h_{21}(2Ni+1) & h_{22}(2Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 119, уравнение 112

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+k) & h_{12}(2Ni+k) \\ h_{21}(2Ni+k) & h_{22}(2Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа: математическое выражение 120, уравнение 113

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N-1) & h_{12}(2Ni+N-1) \\ h_{21}(2Ni+N-1) & h_{22}(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)+j} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 121, уравнение 114

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N) & h_{12}(2Ni+N) \\ h_{21}(2Ni+N) & h_{22}(2Ni+N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+N+1$ символа: математическое выражение 122, уравнение 115

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+1) & h_{12}(2Ni+N+1) \\ h_{21}(2Ni+N+1) & h_{22}(2Ni+N+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 123, уравнение 116

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+k) & h_{12}(2Ni+N+k) \\ h_{21}(2Ni+N+k) & h_{22}(2Ni+N+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+2N-1$ символа: математическое выражение 124, уравнение 117

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+2N-1) & h_{12}(2Ni+2N-1) \\ h_{21}(2Ni+2N-1) & h_{22}(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

В этом случае предполагается, что существуют только составляющие прямых волн в элементах $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ канала, что все амплитудные составляющие прямых волн равны, и что со временем не возникают колебания. При этих допущениях уравнения 110-117 можно представить следующим образом.

Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 125, уравнение 118

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni)+j} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j\theta_{21}(2Ni)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+1$ символа: математическое выражение 126, уравнение 119

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+1)+j} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 127, уравнение 120

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+k)+j} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+k)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа: математическое выражение 128, уравнение 121

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)+j} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 129, уравнение 122

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+N+1$ символа: математическое выражение 130, уравнение 123

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 131, уравнение 124

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа: математическое выражение 132, уравнение 125

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+j} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)+j+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

В уравнениях 118-125 пусть A будет вещественным числом, а q будет комплексным числом. Уравнения 118-125 можно представить следующим образом.

Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 133, уравнение 126

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+1$ символа: математическое выражение 134, уравнение 127

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 135, уравнение 128

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа: математическое выражение 136, уравнение 129

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 137, уравнение 130

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей.

Для номера $2Ni+N+1$ символа: математическое выражение 138, уравнение 131

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 139, уравнение 132

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа: математическое выражение 140, уравнение 133

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

В результате, когда q представляется следующим образом, уже нельзя получить один из сигналов $s1$ и $s2$.

Для номера $2Ni$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 141, уравнение 134

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni) - \theta_{21}(2Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni) - \theta_{21}(2Ni) - \delta)}$$

Для номера $2Ni+1$ символа: математическое выражение 142, уравнение 135

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) - \theta_{21}(2Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) - \theta_{21}(2Ni+1) - \delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 143, уравнение 136

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) - \theta_{21}(2Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) - \theta_{21}(2Ni+k) - \delta)}$$

Кроме того, для номера $2Ni+N-1$ символа: математическое выражение 144, уравнение 137

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) - \theta_{21}(2Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) - \theta_{21}(2Ni+N-1) - \delta)}$$

Для номера $2Ni+N$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю): математическое выражение 145, уравнение 138

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N) - \theta_{21}(2Ni+N))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N) - \theta_{21}(2Ni+N) - \delta)}$$

Для номера $2Ni+N+1$ символа: математическое выражение 146, уравнение 139

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1)-\delta)}$$

При обобщении это уравнение выглядит следующим образом.

Для номера $2Ni+N+k$ символа ($k=0, 1, \dots, N-1$): математическое выражение 147, уравнение 140

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k)-\delta)}$$

Кроме того, для номера $2Ni+2N-1$ символа: математическое выражение 148, уравнение 141

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\delta)}$$

В этом случае, если q имеет одно и то же решение в номерах символа с $2Ni$ по $2Ni+N-1$, то поскольку элементы канала у прямых волн не меняются значительно, уже нельзя получить отличное качество приема для любого из номеров символа. Поэтому сложно добиться возможности исправить ошибки, даже если вводятся коды исправления ошибок. Соответственно, чтобы q не имело одного и того же решения, условие #7 или условие #8 становится необходимым из уравнений 134-141 и из того факта, что $\alpha \neq \beta$, когда обращают внимание на одно из двух решений q , которое не включает в себя δ .

Математическое выражение 149.

Условие #7

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+x)-\theta_{21}(2Ni+N+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+y)-\theta_{21}(2Ni+N+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 150.

Условие #8

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

В этом случае условие #8 аналогично условиям, описанным в вариантах осуществления с 1 по 3. Однако в отношении условия #7, поскольку $\alpha \neq \beta$, решение, не включающее в себя δ среди двух решений q , является другим решением.

Далее описываются требования к исполнению не только для θ_{11} и θ_{12} , но также и для λ и δ . Достаточно установить λ в некоторое значение; затем необходимо установить требования для δ . Нижеследующее описывает способ исполнения для δ , когда λ устанавливается в ноль радианов.

В этом случае, аналогично способу изменения весов предварительного кодирования в четырехинтервальном периоде (цикле), в результате задания δ так, чтобы $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| \leq \pi$ радианов, достигается отличное качество приема, особенно в среде LOS.

В номерах символа с $2Ni$ по $2Ni+2N-1$ существуют две точки q , где качество приема становится плохим, и поэтому существуют $4N$ таких точек. В среде LOS, чтобы добиться отличных характеристик, каждая из этих $4N$ точек должна иметь разное решение. В этом случае, обращая внимание на амплитуду, для условия #7 или условия #8 необходимо следующее условие, поскольку $\alpha \neq \beta$.

Математическое выражение 151.

Условие #9

$$\alpha \neq \frac{1}{\beta}$$

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и, в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в настоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от варианта 1 осуществления, описан способ изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими и

размещения символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 5 осуществления.

В вариантах осуществления с 1 по 4 описан способ постоянного переключения между весами предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления описывается модификация этого способа.

В вариантах осуществления с 1 по 4 описан способ постоянного переключения между весами предварительного кодирования, как на фиг. 6. В настоящем варианте осуществления описывается способ постоянного переключения между весами предварительного кодирования, который отличается от фиг. 6.

Как и на фиг. 6, этот способ переключается между четырьмя разными весами предварительного кодирования (матрицами). Фиг. 22 показывает способ переключения, который отличается от фиг. 6. На фиг. 22 четыре разных веса предварительного кодирования (матрицы) представляются как $W1$, $W2$, $W3$ и $W4$. (Например, $W1$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 37, $W2$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 38, $W3$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 39 и $W4$ является весом предварительного кодирования (матрицей) в уравнении 40). На фиг. 3 элементы, которые работают аналогично фиг. 3 и фиг. 6, имеют такие же ссылочные номера.

Частями, уникальными для фиг. 22, являются следующие:

первый период (цикл) 2201, второй период (цикл) 2202, третий период (цикл) 2203, ... являются четырехинтервальными периодами (циклами);

разная весовая матрица предварительного кодирования используется в каждом из четырех временных интервалов, то есть $W1$, $W2$, $W3$ и $W4$ используются по одному разу;

$W1$, $W2$, $W3$ и $W4$ не нужно быть в одинаковом порядке в первом периоде (цикле) 2201, втором периоде (цикле) 2202, третьем периоде (цикле) 2203,

Чтобы реализовать этот способ, блок 2200 формирования веса предварительного кодирования принимает в качестве ввода сигнал о способе взвешивания и выводит информацию 2210 о весах предварительного кодирования по порядку для каждого периода (цикла). Взвешивающий блок 600 принимает в качестве входных данных эту информацию, $s1(t)$ и $s2(t)$, выполняет взвешивание и выводит $z1(t)$ и $z2(t)$.

Фиг. 23 показывает другой способ взвешивания, нежели фиг. 22, для вышеупомянутого способа предварительного кодирования. На фиг. 23 отличие от фиг. 22 состоит в том, что аналогичный фиг. 22 способ достигается путем предоставления блока переупорядочения после взвешивающего блока и путем переупорядочения сигналов.

На фиг. 23 блок 2200 формирования веса предварительного кодирования принимает в качестве ввода информацию 315 о способе взвешивания и выводит информацию 2210 о весах предварительного кодирования в порядке весов $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, предварительного кодирования. Соответственно взвешивающий блок 600 использует веса предварительного кодирования в порядке весов $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, $W1$, $W2$, $W3$, $W4$, предварительного кодирования и выводит предварительно кодированные сигналы 2300A и 2300B.

Блок 2300 переупорядочения принимает в качестве входных данных предварительно кодированные сигналы 2300A и 2300B, переупорядочивает предварительно кодированные сигналы 2300A и 2300B в порядке первого периода (цикла) 2201, второго периода (цикла) 2202 и третьего периода (цикла) 2203 на фиг. 23 и выводит $z1(t)$ и $z2(t)$.

Отметим, что в вышеприведенном описании период (цикл) для переключения между весами предварительного кодирования описан как имеющий четыре временных интервала для сравнения с фиг. 6. Однако, как в вариантах осуществления с 1 по 4, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом с периодом (циклом), имеющим не только четыре временных интервала.

Кроме того, в вариантах осуществления с 1 по 4 и в вышеупомянутом способе предварительного кодирования значение δ и β описано как одинаковое для каждого временного интервала в рамках периода (цикла), но значение δ и β может меняться в каждом временном интервале.

Как описано выше, когда устройство передачи передает множество модулированных сигналов из множества антенн в системе MIMO, полезный результат в виде повышенного качества передачи по сравнению с традиционной системой MIMO с пространственным мультиплексированием достигается в среде LOS, в которой преобладают прямые волны, путем постоянного переключения между весами предварительного кодирования со временем.

В настоящем варианте осуществления структура устройства приема является такой, как описана в варианте 1 осуществления, и, в частности, в отношении структуры устройства приема описаны операции для ограниченного количества антенн, но настоящее изобретение может быть реализовано точно так же, даже если увеличивается количество антенн. Другими словами, количество антенн в устройстве приема не влияет на операции или полезные результаты настоящего варианта осуществления. Кроме того, в на-

стоящем варианте осуществления коды исправления ошибок не ограничиваются, аналогично варианту 1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления, в отличие от варианта 1 осуществления, описан способ изменения весов предварительного кодирования во временной области. Однако, как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом путем изменения весов предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими и размещения символов в частотной области и частотно-временной области. Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом.

Вариант 6 осуществления.

В вариантах 1-4 осуществления описан способ для постоянного переключения между весами предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления снова описывается способ для постоянного переключения между весами предварительного кодирования, включая то содержание, которое описано в вариантах 1-4 осуществления.

Сначала без учета среды LOS способ проектирования матрицы предварительного кодирования описывается для системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 , которая выбирает предварительное кодирование, в котором не доступна обратная связь от партнера по связи.

Фиг. 30 показывает модель системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 , которая выбирает предварительное кодирование, в котором не доступна обратная связь от партнера по связи. Кодировается и перемежается информационный вектор z . В качестве выхода перемежения получается кодированный двоичный вектор $u(p) = (u_1(p), u_2(p))$, где p - временной интервал. Пусть $u_i(p) = (u_{i1}(p), \dots, u_{ih}(p))$, где h - количество разрядов передачи в расчете на символ. Пусть сигналом после модуляции (отображения) будет $s(p) = (s_1(p), s_2(p))^T$, а матрицей предварительного кодирования будет $F(p)$, тогда предварительно кодированный символ $x(p) = (x_1(p), x_2(p))^T$ представляется следующим уравнением.

Математическое выражение 152.

Уравнение 142

$$\begin{aligned} x(p) &= (x_1(p), x_2(p))^T \\ &= F(p)s(p) \end{aligned}$$

Соответственно пусть принятым вектором будет $y(p) = (y_1(p), y_2(p))^T$, тогда принятый вектор $y(p)$ представляется следующим уравнением.

Математическое выражение 153.

Уравнение 143

$$\begin{aligned} y(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= H(p)F(p)s(p) + n(p) \end{aligned}$$

В этом уравнении $H(p)$ является матрицей канала, $n(p) = (n_1(p), n_2(p))^T$ является вектором помех, а $n_i(p)$ является н.о.р. комплексными случайными гауссовскими помехами со средним значением 0 и дисперсией σ^2 . Пусть коэффициентом Райса будет K , тогда вышеприведенное уравнение можно представить следующим образом.

Математическое выражение 154.

Уравнение 144

$$\begin{aligned} y(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} H_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_s(p) \right) F(p)s(p) + n(p) \end{aligned}$$

В этом уравнении $H_d(p)$ является матрицей канала для составляющих прямых волн, а $H_s(p)$ является матрицей канала для составляющих рассеянных волн. Соответственно матрица $H(p)$ канала представляется следующим образом.

Математическое выражение 155.

Уравнение 145

$$\begin{aligned} H(p) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_s(p) \\ &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,s}(p) & h_{12,s}(p) \\ h_{21,s}(p) & h_{22,s}(p) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

В уравнении 145 предполагается, что среда прямых волн однозначно определяется взаимным расположением передатчиков, и что матрица $H_d(p)$ канала для составляющих прямых волн не меняется со временем. Кроме того, в матрице $H_d(p)$ канала для составляющих прямых волн предполагается, что по сравнению с интервалом между передающими антеннами высока вероятность среды с достаточно боль-

шим расстоянием между устройствами передачи и приема, и поэтому матрица канала для составляющих прямых волн может рассматриваться как невырожденная матрица. Соответственно матрица $H_d(p)$ канала представляется следующим образом.

Математическое выражение 156.

Уравнение 146

$$\mathbf{H}_d(p) = \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix}$$

В этом уравнении пусть A будет положительным вещественным числом, а q будет комплексным числом. Затем без учета среды LOS способ проектирования матрицы предварительного кодирования описывается для системы MIMO с пространственным мультиплексированием 2×2 , которая выбирает предварительное кодирование, в котором не доступна обратная связь от партнера по связи.

Из уравнений 144 и 145 сложно найти матрицу предварительного кодирования без подходящей обратной связи в условиях, включающих в себя рассеянные волны, поскольку сложно выполнить анализ в условиях, включающих в себя рассеянные волны. Более того, в среде NLOS происходит небольшое ухудшение качества приема данных по сравнению со средой LOS. Поэтому нижеследующее описывает способ проектирования матриц предварительного кодирования без подходящей обратной связи в среде LOS (матриц предварительного кодирования для способа предварительного кодирования, который переключается между матрицами предварительного кодирования со временем).

Как описано выше, поскольку сложно выполнить анализ в условиях, включающих в себя рассеянные волны, то подходящая матрица предварительного кодирования для матрицы канала, включающей в себя составляющие только прямых волн, находится из уравнений 144 и 145. Поэтому в уравнении 144 рассматривается случай, когда матрица канала включает в себя составляющие только прямых волн. Из уравнения 146 следует, что уравнение 144 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 157.

Уравнение 147

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p)$$

В этом уравнении унитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования. Соответственно матрица предварительного кодирования представляется следующим образом.

Математическое выражение 158.

Уравнение 148

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом уравнении λ является фиксированным значением. Поэтому уравнение 147 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 159.

Уравнение 149

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

Как понятно из уравнения 149, когда устройство приема выполняет линейную операцию по форсированию нуля (ZF) или минимальной среднеквадратической ошибке (MMSE), переданный разряд нельзя определить с помощью $s1(p)$, $s2(p)$. Поэтому выполняется итеративная APP (или итеративный логарифм максимума APP) либо APP (или логарифм максимума APP), описанные в варианте 1 осуществления (в дальнейшем называемые вычислением максимального правдоподобия (ML)), находится логарифмическое отношение правдоподобия каждого разряда, переданного в $s1(p)$, $s2(p)$, и выполняется декодирование с кодами исправления ошибок. Соответственно нижеследующее описывает способ проектирования матрицы предварительного кодирования без подходящей обратной связи в среде LOS для устройства приема, которое выполняет вычисление ML.

Рассматривается предварительное кодирование в уравнении 149. Правая сторона и левая сторона первой строки умножаются на $e^{-j\psi}$, и аналогичным образом правая сторона и левая сторона второй строки умножаются на $e^{j\psi}$. Следующее уравнение представляет результат.

Математическое выражение 160.

Уравнение 150

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} \\ &= e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & e^{-j\psi} q \\ A e^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

где $e^{-j\psi} y_1(p)$, $e^{-j\psi} y_2(p)$ и $e^{-j\psi} q$ соответственно переопределяются как $y_1(p)$, $y_2(p)$ и q . Кроме того, поскольку $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) = (e^{-j\psi} n_1(p), e^{-j\psi} n_2(p))^T$ и $e^{-j\psi} n_1(p)$, $e^{-j\psi} n_2(p)$ являются независимыми и одинаково распределенными (н.о.р.) комплексными случайными гауссовскими помехами со средним значением 0 и дисперсией σ^2 , то $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$ переопределяется как $\mathbf{n}(p)$. В результате не утрачивается общность из-за переформулирования уравнения 150 в виде уравнения 151.

Математическое выражение 161.

Уравнение 151

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

Далее уравнение 151 для ясности преобразуется в уравнение 152.

Математическое выражение 162.

Уравнение 152

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & q \\ e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

В этом случае пусть минимальным евклидовым расстоянием между принятой сигнальной точкой и принятой возможной сигнальной точкой будет d_{\min}^2 , тогда плохая точка имеет минимальное значение, равное нулю, для d_{\min}^2 , и существуют два значения q , в которых условия являются плохими в том, что исключаются все разряды, переданные с помощью $s1(p)$, и все разряды, переданные с помощью $s2(p)$.

В уравнении 152, когда не существует $s1(p)$: математическое выражение 163, уравнение 153

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

В уравнении 152, когда не существует $s2(p)$: математическое выражение 164, уравнение 154

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)}$$

В дальнейшем значения q , удовлетворяющие уравнениям 153 и 154, называются соответственно "точками плохого приема для $s1$ и $s2$ ".

Когда выполняется уравнение 153, принятое логарифмическое отношение правдоподобия нельзя найти ни для каких разрядов, переданных с помощью $s1(p)$, поскольку исключаются все разряды, переданные с помощью $s1(p)$. Когда выполняется уравнение 154, принятое логарифмическое отношение правдоподобия нельзя найти ни для каких разрядов, переданных с помощью $s2(p)$, поскольку исключаются все разряды, переданные с помощью $s2(p)$.

Теперь рассматривается широкополосная/многоадресная система передачи, которая не меняет матрицу предварительного кодирования. В этом случае рассматривается модель системы, в которой базовая станция передает модулированные сигналы с использованием способа предварительного кодирования, который не переключает между матрицами предварительного кодирования, и множество терминалов (Γ терминалов) принимает модулированные сигналы, переданные базовой станцией.

Считается, что состояния прямых волн между базовой станцией и терминалами немного меняется со временем. Поэтому из уравнений 153 и 154 для терминала, который находится в положении, соответствующем условиям Уравнения 155 или уравнения 156, и который находится в среде LOS, где коэффициент Райса большой, существует вероятность ухудшения качества приема данных. Соответственно, чтобы решить эту проблему, необходимо менять матрицу предварительного кодирования со временем.

Математическое выражение 165.

Уравнение 155

$$q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

Математическое выражение 166.

Уравнение 156

$$q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)}$$

Рассматривается способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период времени (цикл) с N временными интервалами (в дальнейшем называемый способом переключения предварительного кодирования).

Поскольку имеется N временных интервалов в периоде времени (цикле), готовится N многообразий матриц F[i] предварительного кодирования на основе уравнения 148 (i=0, 1, ..., N-1). В этом случае матрицы F[i] предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 167.

Уравнение 157

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом уравнении пусть α не меняется со временем и пусть λ также не меняется со временем (хотя можно разрешить изменение со временем).

Как и в варианте 1 осуществления, F[i] является матрицей предварительного кодирования, используемой для получения предварительно кодированного сигнала x (p=N×k+i) в уравнении 142 для момента N×k+i (где k - целое число, больше либо равно 0, и i=0, 1, ..., N-1). То же самое справедливо ниже.

В этот момент на основе уравнений 153 и 154 для матриц предварительного кодирования для переключения предварительного кодирования важны условия исполнения, например нижеследующие.

Математическое выражение 168.

Условие #10.

Уравнение 158

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Математическое выражение 169.

Условие #11.

Уравнение 159

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x] - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \pi)}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Из условия #10 во всех Г терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для s1, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью s1 (p), можно получить, по меньшей мере, для N-1 временных интервалов. Аналогичным образом из условия #11 во всех Г терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для s2, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью s2(p), можно получить, по меньшей мере, для N-1 временных интервалов.

Таким образом, в результате предоставления модели исполнения матрицы предварительного кодирования по условию #10 и условию #11 количество разрядов, для которых получается логарифмическое отношение правдоподобия, среди переданных с помощью s1(p) разрядов, и количество разрядов, для которых получается логарифмическое отношение правдоподобия, среди переданных с помощью s2(p) разрядов, гарантируется больше либо равным фиксированному числу на всех Г терминалах. Поэтому на всех Г терминалах считается, что ухудшение качества приема данных сдерживается в среде LOS, где коэффициент Райса большой.

Нижеследующее показывает пример матрицы предварительного кодирования в способе переключения предварительного кодирования.

Распределение плотности вероятности у фазы прямой волны может считаться равномерно распределенным по [0 2π]. Поэтому распределение плотности вероятности у фазы q в уравнениях 151 и 152 также может считаться равномерно распределенным по [0 2π]. Соответственно нижеследующее устанавливается в качестве условия для предоставления хорошего качества приема данных, насколько это воз-

можно для Γ терминалов в одной и той же среде LOS, в которой отличается только фаза φ .

Условие #12.

При использовании способа переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом времени (циклом) среди N временных интервалов в периоде времени (цикле) точки плохого приема для s1 размещаются имеющими равномерное распределение в показателях фазы, и точки плохого приема для s2 размещаются имеющими равномерное распределение в показателях фазы.

Нижеследующее описывает пример матрицы предварительного кодирования в способе переключения предварительного кодирования на основе условий с #10 по #12. Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 157.

Пример #5.

Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 8. Чтобы выполнить условия с #10 по #12, предоставляются матрицы предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) N=8, как в следующем уравнении.

Математическое выражение 170.

Уравнение 160

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix}$$

Здесь j - мнимая единица и $i=0, 1, \dots, 7$. Вместо уравнения 160 может предоставляться уравнение 161 (где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 171.

Уравнение 161

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Соответственно точки плохого приема для s1 и s2 становятся как на фиг. 31А и 31В (на фиг. 31А и 31В горизонтальная ось является вещественной осью, а вертикальная ось является мнимой осью). Вместо уравнений 160 и 161 могут предоставляться уравнения 162 и 163 (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 172.

Уравнение 162

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 173.

Уравнение 163

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Далее нижеследующее устанавливается в качестве условия, отличного от условия #12, для предоставления хорошего качества приема данных, насколько это возможно для Γ терминалов в одной и той же среде LOS, в которой отличается только фаза φ .

Условие #13.

При использовании способа переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом времени (циклом) в дополнение к условию

Математическое выражение 174.

Уравнение 164

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{11}[y])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{11}[x]+\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

где точки плохого приема для s1 и точки плохого приема для s2 размещаются в равномерном распределении относительно фазы в N временных интервалах в периоде времени (цикле).

Нижеследующее описывает пример матрицы предварительного кодирования в способе переключения предварительного кодирования на основе условия #10, условия #11 и условия #13. Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 157.

Пример #6.

Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 4. Матрицы предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) N=4 предоставляются как в следующем уравнении.

Математическое выражение 175.

Уравнение 165

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix}$$

Здесь j - мнимая единица и $i=0, 1, 2, 3$. Вместо уравнения 165 может предоставляться уравнение 166 (где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 176.

Уравнение 166

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Соответственно точки плохого приема для $s1$ и $s2$ становятся как на фиг. 32 (на фиг. 32 горизонтальная ось является вещественной осью, а вертикальная ось является мнимой осью). Вместо уравнений 165 и 166 могут предоставляться уравнения 167 и 168 (где $i=0, 1, 2, 3$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 177.

Уравнение 167

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 178.

Уравнение 168

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Далее описывается способ переключения предварительного кодирования, использующий неунитарную матрицу.

На основе уравнения 148 обсуждаемые теперь матрицы предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 179.

Уравнение 169

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Уравнения, соответствующие уравнениям 151 и 152, представляются следующим образом.

Математическое выражение 180.

Уравнение 170

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

Математическое выражение 181.

Уравнение 171

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

В этом случае имеется два q , в которых минимальное значение d_{\min}^2 евклидова расстояния между принятой сигнальной точкой и принятой возможной сигнальной точкой равно нулю.

В уравнении 171, когда не существует $s1(p)$: математическое выражение 182, уравнение 172

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

В уравнении 171, когда не существует $s_2(p)$: математическое выражение 183, уравнение 173

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \delta)}$$

В способе переключения предварительного кодирования для N-интервального периода времени (цикла) N многообразий матрицы $F[i]$ предварительного кодирования представляются следующим образом, ссылаясь на уравнение 169.

Математическое выражение 184.

Уравнение 174

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом уравнении пусть α и δ не меняются со временем. В этот момент на основе уравнений 34 и 35 для матриц предварительного кодирования для переключения предварительного кодирования предоставляются условия исполнения, например нижеследующие.

Математическое выражение 185.

Условие #14.

Уравнение 175

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Математическое выражение 186.

Условие #15.

Уравнение 176

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x] - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \delta)}$$

для $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; \quad x, y = 0, 1, \dots, N-1)$

Пример #7.

Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 174. Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 16. Чтобы выполнить условие #12, условие #14 и условие #15, предоставляются матрицы предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) N=16, как в следующих уравнениях.

Для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 187, уравнение 177

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 188, уравнение 178

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

Кроме того, матрица предварительного кодирования, которая отличается от уравнений 177 и 178, может быть предоставлена следующим образом.

Для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 189, уравнение 179

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 190, уравнение 180

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

Соответственно точки плохого приема для s_1 и s_2 становятся как на фиг. 33А и 33В.

На фиг. 33А и 33В горизонтальная ось является вещественной осью, а вертикальная ось является мнимой осью. Вместо уравнений 177 и 178 и уравнений 179 и 180 матрицы предварительного кодирования могут предоставляться, как указано ниже.

Для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 191, уравнение 181

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 192, уравнение 182

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 193, уравнение 183

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 194, уравнение 184

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

В уравнениях 177-184 $7\pi/8$ можно заменить на $7\pi/8$.

Далее нижеследующее устанавливается в качестве условия, отличного от условия #12, для предоставления хорошего качества приема данных, насколько это возможно для Г терминалов в одной и той же среде LOS, в которой отличается только фаза у q.

Условие #16.

При использовании способа переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом времени (циклом) устанавливается следующее условие.

Математическое выражение 195.

Уравнение 185

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])} \quad \text{для } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

где и точки плохого приема для s1 и точки плохого приема для s2 размещаются в равномерном распределении относительно фазы в N временных интервалах в периоде времени (цикле).

Нижеследующее описывает пример матрицы предварительного кодирования в способе переключения предварительного кодирования на основе условия #14, условия #15 и условия #16. Пусть $\alpha=1,0$ в матрице предварительного кодирования в уравнении 174.

Пример #8.

Пусть количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) будет равно 8. Матрицы предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) N=8 предоставляются как в следующем уравнении.

Математическое выражение 196.

Уравнение 186

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, \dots, 7$.

Кроме того, матрица предварительного кодирования, которая отличается от уравнения 186, может предоставляться следующим образом (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 197.

Уравнение 187

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

Соответственно точки плохого приема для s1 и s2 становятся как на фиг. 34. Вместо уравнений 186 и 187 матрицы предварительного кодирования могут предоставляться следующим образом (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 198.

Уравнение 188

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 199.

Уравнение 189

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

В уравнениях 186-189 $7\pi/8$ можно заменить на $7\pi/8$.

Далее в матрице предварительного кодирования из уравнения 174 исследуется способ переключения предварительного кодирования, который отличается от примера #7 и примера #8, допуская $\alpha \neq 1$ и принимая во внимание расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема.

В этом случае используется способ переключения предварительного кодирования для N-интервального периода времени (цикла) из уравнения 174, и из условия #14 во всех Г терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для s1, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью s1(p), можно получить, по меньшей мере, для N-1 временных интервалов. Аналогичным образом из условия #15 во всех Г терминалах имеется один временной интервал или меньше, имеющий точки плохого приема для s2, среди N временных интервалов в периоде времени (цикле). Соответственно логарифмическое отношение правдоподобия для разрядов, переданных с помощью s2(p), можно получить, по меньшей мере, для N-1 временных интервалов.

Поэтому понятно, что большее значение для N в N-интервальном периоде времени (цикле) увеличивает количество временных интервалов, в которых можно получить логарифмическое отношение правдоподобия.

Между прочим, поскольку влияние составляющих рассеянных волн также присутствует в фактической модели канала, считается, что когда количество временных интервалов N в периоде времени (цикле) неизменно, существует вероятность повышенного качества приема данных, если минимальное расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема будет как можно больше. Соответственно применительно к примеру #7 и примеру #8 рассматриваются способы переключения предварительного кодирования, в которых $\alpha \neq 1$ и которые улучшают пример #7 и пример #8. Способ предварительного кодирования, который улучшает пример #8, проще понять, и поэтому он описывается первым.

Пример #9.

Из уравнения 186 матрицы предварительного кодирования в способе переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) N=8, который улучшает пример #8, предоставляются в следующем уравнении.

Математическое выражение 200.

Уравнение 190

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, \dots, 7$. Кроме того, матрицы предварительного кодирования, которые отличаются от уравнения 190, могут предоставляться следующим образом (где $i=0, 1, \dots, 7$ и где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Математическое выражение 201.

Уравнение 191

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 202, уравнение 192

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 203, уравнение 193

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 204, уравнение 194

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 205, уравнение 195

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{1,[i]}} & \alpha \times e^{j(\theta_{1,[i]} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{1,[i]} - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{1,[i]} - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 206, уравнение 196

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

или математическое выражение 207, уравнение 197

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{1,[i]}} & \alpha \times e^{j(\theta_{1,[i]} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{1,[i]} - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{1,[i]} - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Поэтому точки плохого приема для s1 и s2 представляются как на фиг. 35А, когда $\alpha < 1,0$, и как на фиг. 35В, когда $\alpha > 1,0$.

(i) Когда $\alpha < 1,0$.

Когда $\alpha < 1,0$, минимальное расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема представляется как $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$, обращая внимание на расстояние ($d_{\#1,\#2}$) между точками #1 и #2 плохого приема и расстояние ($d_{\#1,\#3}$) между точками #1 и #3 плохого приема. В этом случае взаимосвязь между α и $d_{\#1,\#2}$ и между α и $d_{\#1,\#3}$ показана на фиг. 36. α , которая делает наибольшим $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$, выглядит следующим образом.

Математическое выражение 208.

Уравнение 198

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.7938$$

$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$ в этом случае выглядит следующим образом.

Математическое выражение 209.

Уравнение 199

$$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A$$

Поэтому способ предварительного кодирования, использующий значение α в уравнении 198 для уравнений 190-197, является эффективным. Установка значения α как в уравнении 198 является одним подходящим способом для получения отличного качества приема данных. Однако установка α в значение близко к уравнению 198 может аналогичным образом предоставить отличное качество приема данных. Соответственно значение, в которое устанавливается α , не ограничивается уравнением 198.

(ii) Когда $\alpha > 1,0$.

Когда $\alpha > 1,0$, минимальное расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема представляется как $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$, обращая внимание на расстояние ($d_{\#4,\#5}$) между точками #4 и #5 плохого приема и расстояние ($d_{\#4,\#6}$) между точками #4 и #6 плохого приема. В этом случае взаимосвязь между α и $d_{\#4,\#5}$ и между α и $d_{\#4,\#6}$ показана на фиг. 37. α , которая делает наибольшим $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$, выглядит следующим образом.

Математическое выражение 210.

Уравнение 200

$$\alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} \approx 1.2596$$

$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ в этом случае выглядит следующим образом.

Математическое выражение 211.

Уравнение 201

$$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A$$

Поэтому способ предварительного кодирования, использующий значение α в уравнении 200 для уравнений 190-197, является эффективным. Установка значения α как в уравнении 200 является одним подходящим способом для получения отличного качества приема данных. Однако установка α в значение близко к уравнению 200 может аналогичным образом предоставить отличное качество приема данных. Соответственно значение, в которое устанавливается α , не ограничивается уравнением 200.

Пример #10.

На основе рассмотрения примера #9 матрицы предварительного кодирования в способе переключения предварительного кодирования с периодом времени (циклом) $N=16$, который улучшает пример #7, предоставляются в следующих уравнениях (где λ и $\theta_{11}[i]$ не меняются со временем (хотя изменение можно разрешить)).

Для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 212, уравнение 202

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 213, уравнение 203

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 214, уравнение 204

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 215, уравнение 205

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 216, уравнение 206

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 217, уравнение 207

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(-\frac{\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 218, уравнение 208

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 219, уравнение 209

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 220, уравнение 210

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{\pi}{4} - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 221, уравнение 211

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 222, уравнение 212

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 223, уравнение 213

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 224, уравнение 214

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{\pi}{4})} & e^{j(-\frac{\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 225, уравнение 215

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(-\frac{\pi}{4})} & e^{j(-\frac{\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

или для $i=0, 1, \dots, 7$: математическое выражение 226, уравнение 216

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

для $i=8, 9, \dots, 15$: математическое выражение 227, уравнение 217

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

Значение α в уравнении 198 и в уравнении 200 подходит для получения отличного качества приема данных. Точки плохого приема для s1 представляются как на фиг. 38A и 38B, когда $\alpha < 1,0$, и как на фиг. 39A и 39B, когда $\alpha > 1,0$.

В настоящем варианте осуществления описан способ структурирования N разных матриц предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример способа передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-2], F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к способу передачи с несколькими несущими, например способу передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве способа приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Примеры с #5 по #10 показаны на основе условий с #10 по #16. Однако, чтобы добиться способа переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования можно удлинить, например, путем выбора множества примеров из примеров с #5 по #10 и использования матриц предварительного кодирования, указанных в выбранных примерах. Например, способа переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом) можно добиться путем использования матриц предварительного кодирования, указанных в примере #7, и матриц предварительного кодирования, указанных в примере #10. В этом случае не обязательно соблюдать условия с #10 по #16 (в уравнении 158 из условия #10, уравнении 159 из условия #11, уравнении 164 из условия #13, уравнении 175 из условия #14 и уравнении 176 из условия #15 для предоставления отличного качества приема становится важным, чтобы условия "все x и все y " были "существующими x и существующими y "). Если смотреть с другой точки зрения, то

в способе переключения матрицы предварительного кодирования за N-интервальный период (цикл) (где N - большое натуральное число) вероятность предоставления отличного качества приема увеличивается, когда включаются матрицы предварительного кодирования из одного из примеров с #5 по #10.

Вариант 7 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает структуру устройства приема для приема модулированных сигналов, переданных по способу передачи, который постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, как описано в вариантах 1-6 осуществления.

В варианте 1 осуществления описан следующий способ. Устройство передачи, которое передает модулированные сигналы с использованием способа передачи, который постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, передает информацию о матрицах предварительного кодирования. На основе этой информации устройство приема получает информацию о постоянном переключении матрицы предварительного кодирования, используемом в переданных кадрах, декодирует предварительное кодирование, выполняет обнаружение, получает логарифмическое отношение правдоподобия для переданных разрядов, а затем выполняет декодирование с исправлением ошибок.

Настоящий вариант осуществления описывает структуру устройства приема и способ переключения между матрицами предварительного кодирования, которые отличаются от вышеприведенной структуры и способа.

Фиг. 40 - пример структуры устройства передачи в настоящем варианте осуществления. Элементы, которые работают аналогично фиг. 3, имеют такие же ссылочные номера. Кодирующая группа (4002) в качестве ввода принимает разряды передачи (4001). Кодирующая группа (4002), как описано в варианте 1 осуществления, включает в себя множество кодеров для кодирования с исправлением ошибок, и на основе сигнала 313 структуры кадра некоторое количество кодеров работает, например, как один кодер, два кодера или четыре кодера.

Когда работает один кодер, разряды передачи (4001) кодируются для получения кодированных разрядов передачи. Кодированные разряды передачи распределяются на две части, и кодирующая группа (4002) выводит распределенные разряды (4003A) и распределенные разряды (4003B).

Когда работают два кодера, разряды передачи (4001) разделяются на два разряда (называемые разделенными разрядами A и B). Первый кодер принимает разделенные разряды A в качестве ввода, кодирует разделенные разряды A и выводит кодированные разряды в качестве распределенных разрядов (4003A). Второй кодер принимает разделенные разряды B в качестве ввода, кодирует разделенные разряды B и выводит кодированные разряды в качестве распределенных разрядов (4003B).

Когда работают четыре кодера, разряды передачи (4001) разделяются на четыре разряда (называемые разделенными разрядами A, B, C и D). Первый кодер принимает разделенные разряды A в качестве ввода, кодирует разделенные разряды A и выводит кодированные разряды A. Второй кодер принимает разделенные разряды B в качестве ввода, кодирует разделенные разряды B и выводит кодированные разряды B. Третий кодер принимает разделенные разряды C в качестве ввода, кодирует разделенные разряды C и выводит кодированные разряды C. Четвертый кодер принимает разделенные разряды D в качестве ввода, кодирует разделенные разряды D и выводит кодированные разряды D. Кодированные разряды A, B, C и D разделяются на распределенные разряды (4003A) и распределенные разряды (4003B).

Устройство передачи поддерживает способ передачи, например следующую табл. 1 (табл. 1A и 1B).

Таблица 1A

Количество модулированных сигналов передачи (количество передающих антенн)	Способ модуляции	Количество кодеров	Способ кодирования с исправлением ошибок	Информация передачи	Способ переключения матрицы предварительного кодирования
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
	1024QAM	1	A	00001100	-
			B	00001101	-
			C	00001110	-

Таблица 1В

Количество модулированных сигналов передачи (количество передающих антенн)	Способ модуляции	Количество кодеров	Способ кодирования с исправлением ошибок	Информация передачи	Способ переключения матрицы предварительного кодирования
2	#1: QPSK, #2: QPSK	1	A	00001111	D
			B	00010000	D
			C	00010001	D
		2	A	00010010	E
			B	00010011	E
			C	00010100	E
	#1: QPSK, #2: 16QAM	1	A	00010101	D
			B	00010110	D
			C	00010111	D
		2	A	00011000	E
			B	00011001	E
			C	00011010	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	1	A	00011011	D
			B	00011100	D
			C	00011101	D
		2	A	00011110	E
			B	00011111	E
			C	00100000	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	1	A	00100001	D
			B	00100010	D
			C	00100011	D
		2	A	00100100	E
			B	00100101	E
			C	00100110	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	1	A	00100111	F
			B	00101000	F
			C	00101001	F
		2	A	00101010	G
			B	00101011	G
			C	00101100	G
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	1	A	00101101	F
			B	00101110	F
			C	00101111	F
		2	A	00110000	G
			B	00110001	G
			C	00110010	G
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	1	A	00110011	F
			B	00110100	F
			C	00110101	F
		2	A	00110110	G
			B	00110111	G
			C	00111000	G
		4	A	00111001	H
			B	00111010	H
			C	00111011	H
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111100	F
			B	00111101	F
			C	00111110	F
		2	A	00111111	G
			B	01000000	G
			C	01000001	G
		4	A	01000010	H
			B	01000011	H
			C	01000100	H
	#1: 1024QAM, #2:	1	A	01000101	F
			B	01000110	F
			C	01000111	F

	1024QAM	2	A	01001000	G
			B	01001001	G
			C	01001010	G
		4	A	01001011	H
			B	01001100	H
			C	01001101	H

Как показано в табл. 1, передача однопоточного сигнала и передача двухпоточного сигнала поддерживаются в виде количества сигналов передачи (количество передающих антенн). Кроме того, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM и 1024QAM поддерживаются в качестве способа модуляции. В частности, когда количество сигналов передачи равно двум, можно задать отдельные способы модуляции для потока #1 и потока #2. Например, "#1: 256QAM, #2: 1024QAM" в табл. 1 указывает, что "способом модуляции потока #1 является 256QAM, а способом модуляции потока #2 является 1024QAM" (другие записи в таблице выражаются аналогичным образом). Поддерживаются три типа способов кодирования с исправлением ошибок: A, B и C. В этом случае A, B и C могут быть разными способами кодирования. A, B и C также могут быть разными скоростями кодирования, и A, B и C могут быть способами кодирования с разными размерами блоков.

Порции информации передачи в табл. 1 распределяются режимам, которые задают "количество сигналов передачи", "способ модуляции", "количество кодеров" и "способ кодирования с исправлением ошибок". Соответственно, например, в случае "количества сигналов передачи: 2", "способа модуляции: #1: 1024QAM, #2: 1024QAM", "количества кодеров: 4" и "способа кодирования с исправлением ошибок: C" информация передачи устанавливается в 01001101. В кадре устройство передачи передает информацию передачи и данные передачи. При передаче данных передачи, в частности, когда "количество сигналов передачи" равно двум, используется "способ переключения матрицы предварительного кодирования" в соответствии с табл. 1. В табл. 1 подготовлены пять типов "способа переключения матрицы предварительного кодирования": D, E, F, G и H. Способ переключения матрицы предварительного кодирования устанавливается в один из этих пяти типов в соответствии с табл. 1. Нижеследующее является способами реализации пяти разных типов.

Подготовить пять разных матриц предварительного кодирования.

Использовать пять разных типов периодов (циклов), например четырехинтервальный период (цикл) для D, период (цикл) из восьми интервалов для E,

Использовать как разные матрицы предварительного кодирования, так и разные периоды (циклы).

Фиг. 41 показывает пример структуры кадра модулированного сигнала, переданного устройством передачи на фиг. 40. Устройство передачи предполагается поддерживающим настройки как для режима передачи двух модулированных сигналов, $z_1(t)$ и $z_2(t)$, так и для режима передачи одного модулированного сигнала.

На фиг. 41 символ (4100) является символом для передачи "информации передачи", показанной в табл. 1. Символы (4101_1) и (4101_2) являются опорными (контрольными) символами для оценки канала. Символы (4102_1, 4103_1) являются символами передачи данных для передачи модулированного сигнала $z_1(t)$. Символы (4102_2, 4103_2) являются символами передачи данных для передачи модулированного сигнала $z_2(t)$. Символ (4102_1) и символ (4102_2) передаются одновременно по одинаковой (совместно используемой/общей) частоте, и символ (4103_1) и символ (4103_2) передаются одновременно по одинаковой (совместно используемой/общей) частоте. Символы (4102_1, 4103_1) и символы (4102_2, 4103_2) являются символами после вычисления матрицы предварительного кодирования с использованием способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанного в вариантах 1-4 осуществления и варианте 6 осуществления (поэтому, как описано в варианте 1 осуществления, структура потоков $s_1(t)$ и $s_2(t)$ является такой, как на фиг. 6).

Кроме того, на фиг. 41 символ (4104) является символом для передачи "информации передачи", показанной в табл. 1. Символ (4105) является опорным (контрольным) символом для оценки канала. Символы (4106, 4107) являются символами передачи данных для передачи модулированного сигнала $z_1(t)$. Символы передачи данных для передачи модулированного сигнала $z_1(t)$ предварительно не кодируются, поскольку количество сигналов передачи равно одному.

Соответственно устройство передачи на фиг. 40 формирует и передает модулированные сигналы в соответствии с табл. 1 и структурой кадра на фиг. 41. На фиг. 40 сигнал 313 структуры кадра включает в себя информацию о "количестве сигналов передачи", "способе модуляции", "количестве кодеров" и "способе кодирования с исправлением ошибок", заданную на основе табл. 1. Кодер (4002), устройства отображения 306A, B и взвешивающие блоки 308A, B принимают сигнал структуры кадра в качестве ввода и работают на основе "количества сигналов передачи", "способа модуляции", "количества кодеров" и "способа кодирования с исправлением ошибок", которые задаются на основе табл. 1. "Информация передачи", соответствующая заданному "количеству сигналов передачи", "способу модуляции", "количеству кодеров" и "способу кодирования с исправлением ошибок", также передается устройству приема.

Структура устройства приема может быть представлена аналогично фиг. 7 из варианта 1 осуществления. Отличием от варианта 1 осуществления является следующее: поскольку устройство передачи и

устройство приема заранее сохраняют информацию в табл. 1, то устройству передачи не нужно передавать информацию для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, а вместо этого оно передает "информацию передачи", соответствующую "количеству сигналов передачи", "способу модуляции", "количеству кодеров" и "способу кодирования с исправлением ошибок", а устройство приема получает информацию для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования из табл. 1 в результате приема "информации передачи". Соответственно с помощью блока 709 декодирования управляющей информации, получающего "информацию передачи", переданную устройством передачи на фиг. 40, устройство приема на фиг. 7 получает из информации, соответствующей табл. 1, сигнал 710 с информацией о способе передачи, который сообщен устройством передачи, которая включает в себя информацию для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Поэтому, когда количество сигналов передачи равно двум, блок 711 обработки сигналов может выполнять обнаружение на основе шаблона переключения матрицы предварительного кодирования, чтобы получить принятые логарифмические отношения правдоподобия.

Отметим, что в вышеприведенном описании "информация передачи" задается относительно "количества сигналов передачи", "способа модуляции", "количества кодеров" и "способа кодирования с исправлением ошибок", как в табл. 1, а способ переключения матрицы предварительного кодирования задается относительно "информации передачи". Однако не нужно задавать "информацию передачи" относительно "количества сигналов передачи", "способа модуляции", "количества кодеров" и "способа кодирования с исправлением ошибок". Например, как в табл. 2, "информация передачи" может задаваться относительно "количества сигналов передачи" и "способа модуляции", а способ переключения матрицы предварительного кодирования может задаваться относительно "информации передачи".

Таблица 2

Количество модулированных сигналов передачи (количество передающих антенн)	Способ модуляции	Информация передачи	Способ переключения матрицы предварительного кодирования
1	QPSK	00000	-
	16QAM	00001	-
	64QAM	00010	-
	256QAM	00011	-
	1024QAM	00100	-
2	#1: QPSK, #2: QPSK	10000	D
	#1: QPSK, #2: 16QAM	10001	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	10010	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	10011	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	10100	F
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	10101	F
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	10110	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	10111	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	11000	H

В этом смысле "информация передачи" и способ задания способа переключения матрицы предварительного кодирования не ограничивается табл. 1 и 2. При условии, что заранее определяется правило для переключения способа переключения матрицы предварительного кодирования на основе параметров передачи, например "количества сигналов передачи", "способа модуляции", "количества кодеров", "способа кодирования с исправлением ошибок" или т.п. (при условии, что устройство передачи и устройство приема совместно используют заранее установленное правило, или другими словами, если способ переключения матрицы предварительного кодирования переключается на основе любого из параметров передачи (или на основе любого множества параметров передачи)), устройству передачи не нужно передавать информацию о способе переключения матрицы предварительного кодирования. Устройство приема может идентифицировать способ переключения матрицы предварительного кодирования, используемый устройством передачи, путем идентификации информации о параметрах передачи, и поэтому может точно выполнить декодирование и обнаружение. Отметим, что в табл. 1 и 2 используется способ передачи, который постоянно переключает между матрицами предварительного кодирования, когда количество модулированных сигналов передачи равно двум, однако может использоваться способ передачи, который постоянно переключает между матрицами предварительного кодирования, когда количество модулированных сигналов передачи равно двум или больше.

Соответственно, если устройство передачи и устройство приема совместно используют таблицу касательно шаблонов передачи, которая включает в себя информацию о способах переключения предварительного кодирования, то устройству передачи не нужно передавать информацию о способе переключения предварительного кодирования, передавая вместо этого управляющую информацию, которая не включает в себя информацию о способе переключения предварительного кодирования, и устройство приема может вывести способ переключения предварительного кодирования в результате получения этой управляющей информации.

Как описано выше, в настоящем варианте осуществления устройство передачи не передает информацию, непосредственно имеющую отношение к способу постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Точнее, описан способ, в котором устройство приема выводит информацию о предварительном кодировании для "способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования", используемого устройством передачи. Этот способ дает полезный результат в виде повышенной эффективности передачи данных в результате того, что устройство передачи не передает информацию, непосредственно имеющую отношение к способу постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Отметим, что настоящий вариант осуществления описан как изменяющий веса предварительного кодирования во временной области, но как описано в варианте 1 осуществления, настоящее изобретение может быть реализовано аналогичным образом при использовании способа передачи с несколькими несущими, например OFDM или т.п.

В частности, когда способ переключения предварительного кодирования меняется только в зависимости от количества сигналов передачи, устройство приема может узнать способ переключения предварительного кодирования путем получения информации о количестве сигналов передачи, переданной устройством передачи.

В настоящем описании считается, что устройство связи/вещательное устройство, например вещательная станция, базовая станция, точка доступа, терминал, мобильный телефон или т.п., снабжается устройством передачи, и что устройство связи, например телевизор, радиоприемник, терминал, персональный компьютер, мобильный телефон, точка доступа, базовая станция или т.п., снабжается устройством приема. Более того, считается, что устройство передачи и устройство приема в настоящем описании имеют функцию связи и допускают подключение через некоторый вид интерфейса к устройству для выполнения приложений для телевизора, радиоприемника, персонального компьютера, мобильного телефона или т.п.

Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово, заключение, опорный символ и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом. Хотя здесь использованы термины "контрольный символ" и "символы для управляющей информации", может использоваться любой термин, поскольку важна сама функция.

Контрольному символу достаточно быть, например, известным символом, модулированным с помощью модуляции PSK в устройствах передачи и приема (или чтобы устройство приема могло синхронизироваться, чтобы узнать символ, переданный устройством передачи). Устройство приема использует этот символ для синхронизации частоты, синхронизации времени, оценки канала (оценки информации о состоянии канала (CSI) для каждого модулированного сигнала), обнаружения сигналов и т.п.

Символ для управляющей информации предназначен для передачи информации помимо данных (о приложениях или т.п.), которую нужно передать партнеру по связи для осуществления связи (например, способ модуляции, способ кодирования с исправлением ошибок, степень кодирования у способа кодирования с исправлением ошибок, настроечная информация на верхнем уровне и т.п.).

Отметим, что настоящее изобретение не ограничивается вышеприведенными вариантами 1-5 осуществления и может быть реализовано с рядом модификаций. Например, вышеприведенные варианты осуществления описывают устройства связи, но настоящее изобретение не ограничивается этими устройствами и может быть реализовано в виде программного обеспечения для соответствующего способа связи.

Кроме того, описан способ переключения предварительного кодирования, используемый в способе передачи двух модулированных сигналов от двух антенн, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Настоящее изобретение также может быть реализовано в виде способа переключения предварительного кодирования для аналогичного изменения весов (матриц) предварительного кодирования применительно к способу, при котором четыре отображенных сигнала предварительно кодируются, чтобы сформировать четыре модулированных сигнала, которые передаются из четырех антенн, или в более общем смысле, при котором N отображенных сигналов предварительно кодируются, чтобы сформировать N модулированных сигналов, которые передаются из N антенн.

В описании используются такие термины, как "предварительное кодирование" и "вес предварительного кодирования", но могут использоваться любые другие термины. В настоящем изобретении важна фактическая обработка сигналов.

Разные данные могут передаваться в потоках $s1(t)$ и $s2(t)$ либо могут передаваться одинаковые данные.

Каждая из передающих антенн в устройстве передачи и приемных антенн в устройстве приема, показанных на чертежах, может быть образована множеством антенн.

Программы для выполнения вышеприведенного способа передачи могут, например, заранее сохраняться в постоянном запоминающем устройстве (ROM) и вызываться на выполнение центральным процессором (CPU).

Кроме того, программы для выполнения вышеприведенного способа передачи могут храниться на

машиночитаемом носителе записи, программы, сохраненные на этом носителе записи, могут загружаться в оперативное запоминающее устройство (RAM) компьютера, и компьютер можно заставить работать в соответствии с теми программами.

Компоненты в вышеприведенных вариантах осуществления обычно могут собираться в виде Большой интегральной схемы (LSI), некоторого типа интегральной схемы. Отдельные компоненты соответственно можно переделать в гибридные ИС, либо часть или все компоненты в каждом варианте осуществления можно переделать в одну ИС. Хотя упоминается LSI, могут использоваться термины "Интегральная схема (ИС)", системная LSI, супер-LSI или ультра-LSI в зависимости от степени интеграции. Кроме того, способ для монтажа интегральных схем не ограничивается LSI, и может использоваться специализированная схема или универсальный процессор. Может использоваться программируемая пользователем вентильная матрица (FPGA), которая является программируемой после производства LSI, или реконфигурируемый процессор, который допускает реконфигурацию соединений и настроек элементов схемы внутри LSI.

Кроме того, если вследствие прогресса в полупроводниковой технологии или другой производной технологии появляется технология для создания интегральных схем, которая заменяет LSI, интеграция функциональных блоков, естественно, может выполняться с использованием такой технологии. Возможно применение биотехнологии или т.п.

Вариант 8 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает применение способа, описанного в вариантах 1-4 осуществления и варианте 6 осуществления, для постоянного переключения между весами предварительного кодирования.

Фиг. 6 относится к способу взвешивания (способу предварительного кодирования) в настоящем варианте осуществления. Взвешивающий блок 600 объединяет взвешивающие блоки 308A и 308B на фиг. 3. Как показано на фиг. 6, поток $s1(t)$ и поток $s2(t)$ соответствуют основополосным сигналам 307A и 307B на фиг. 3. Другими словами, потоки $s1(t)$ и $s2(t)$ являются синфазными составляющими I и квадратурными составляющими Q основополосного сигнала при отображении в соответствии со схемой модуляции, например QPSK, 16QAM, 64QAM или т.п. Как указано структурой кадра из фиг. 6, поток $s1(t)$ представляется в виде $s1(u)$ в номере и символа, в виде $s1(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Аналогичным образом поток $s2(t)$ представляется в виде $s2(u)$ в номере и символа, в виде $s2(u+1)$ в номере $u+1$ символа и так далее. Взвешивающий блок 600 принимает основополосные сигналы 307A ($s1(t)$) и 307B ($s2(t)$) и информацию 315 о взвешивании на фиг. 3 в качестве входных данных, выполняет взвешивание в соответствии с информацией 315 о взвешивании и выводит сигналы 309A ($z1(t)$) и 309B ($z2(t)$) после взвешивания на фиг. 3.

В этот момент, когда используется, например, способ переключения матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N=8$, как в примере #8 в варианте 6 осуществления, $z1(t)$ и $z2(t)$ представляются следующим образом.

Для номера $8i$ символа (где i - целое число, больше либо равное нулю) математическое выражение 228, уравнение 218

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix}$$

Здесь j является мнимой единицей и $k=0$.

Для номера $8i+1$ символа: математическое выражение 229, уравнение 219

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=1$.

Для номера $8i+2$ символа: математическое выражение 230, уравнение 220

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=2$.

Для номера $8i+3$ символа: математическое выражение 231, уравнение 221

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=3$.

Для номера $8i+4$ символа: математическое выражение 232, уравнение 222

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=4$.

Для номера $8i+5$ символа: математическое выражение 233, уравнение 223

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=5$.

Для номера $8i+6$ символа: математическое выражение 234, уравнение 224

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=6$.

Для номера $8i+7$ символа: математическое выражение 235, уравнение 225

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix}$$

Здесь $k=7$.

Показанные здесь номера символа могут считаться указывающими время. Как описано в других вариантах осуществления, в уравнении 225, например, $z1(8i+7)$ и $z2(8i+7)$ в момент $8i+7$ являются одно-временными сигналами, и устройство передачи передает $z1(8i+7)$ и $z2(8i+7)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте. Другими словами, пусть сигналами в момент T будут $s1(T)$, $s2(T)$, $z1(T)$ и $z2(T)$, тогда $z1(T)$ и $z2(T)$ находятся из некоторого вида матриц предварительного кодирования и из $s1(T)$ и $s2(T)$, и устройство передачи передает $z1(T)$ и $z2(T)$ на одной и той же (совместно используемой) частоте (одновременно). Кроме того, в случае использования способа передачи с несколькими несущими, например OFDM или т.п., пусть сигналами, соответствующими $s1$, $s2$, $z1$ и $z2$ для (под) несущей L и момента T , будут $s1(T, L)$, $s2(T, L)$, $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$, тогда $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$ находятся из некоторого вида матриц предварительного кодирования и из $s1(T, L)$ и $s2(T, L)$, и устройство передачи передает $z1(T, L)$ и $z2(T, L)$ на одной и той же (совместно используемой/общей) частоте (одновременно).

В этом случае подходящее значение α задается уравнением 198 или уравнением 200.

Настоящий вариант осуществления описывает способ переключения предварительного кодирования, который увеличивает размер периода (цикла) на основе вышеописанных матриц предварительного кодирования из уравнения 190.

Пусть периодом (циклом) в способе переключения предварительного кодирования будет $8M$, тогда $8M$ разных матриц предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 236.

Уравнение 226

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Например, пусть $M=2$ и $\alpha < 1$, тогда точки плохого приема для $s1$ (○) и для $s2$ (□) при $k=0$ представляются как на фиг. 42А. Аналогичным образом точки плохого приема для $s1$ (○) и для $s2$ (□) при $k=1$ представляются как на фиг. 42В. Таким образом, на основе матриц предварительного кодирования в уравнении 190 точки плохого приема находятся как на фиг. 42А, и используя в качестве матриц предварительного кодирования матрицы, полученные путем умножения каждого элемента во второй строке с правой стороны уравнения 190 на $e^{j\pi}$ (см. уравнение 226), точки плохого приема поворачиваются относительно фиг. 42А (см. фиг. 42В). (Отметим, что точки плохого приема на фиг. 42А и на фиг. 42В не перекрываются. Даже при умножении на $e^{j\pi}$ точки плохого приема не должны перекрываться, как и в этом случае. Кроме того, матрицы, полученные путем умножения на $e^{j\pi}$ каждого элемента в первой строке с правой стороны уравнения 190, а не во второй строке с правой стороны уравнения 190, могут использоваться в качестве матриц предварительного кодирования). В этом случае матрицы $F[0]-F[15]$ предварительного кодирования представляются следующим образом.

Математическое выражение 237.
Уравнение 227

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} & \alpha \times e^{j\theta} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4} + \chi k)} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \chi k + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

Здесь $i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ и $k=0, 1$.

В этом случае, когда $M=2$, формируются матрицы $F[0]-F[15]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[15]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке, и каждая матрица $F[0]-F[15]$ может быть разной). Например, номер $16i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $16i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $16i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 14, 15$) в этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Резюмируя вышеприведенные соображения, со ссылкой на уравнения 82-85 матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) N представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 238.
Уравнение 228

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Здесь, поскольку период (цикл) содержит N временных интервалов, $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$. Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ на основе уравнения 228 представляются следующим уравнением.

Математическое выражение 239.
Уравнение 229

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \chi_i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \chi_i + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $N \times M \times i+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $N \times M \times i+h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N \times M-2, N \times M-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким путем добивается способа переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных. Отметим, что хотя матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ вставлены в уравнение 229, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $N \times M$ можно вставить в следующее уравнение, как описано выше.

Математическое выражение 240.
Уравнение 230

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + \chi_i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \chi_i + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

В уравнениях 229 и 230, когда 0 радиан $\leq \delta < 2\pi$ радиан, матрицы являются унитарной матрицей, когда $\delta = \pi$ радиан, и неунитарной матрицей, когда $\delta \neq \pi$ радиан. В настоящем способе использование неунитарной матрицы для $\pi/2$ радиан $\leq |\delta| < \pi$ радиан является одной отличительной структурой (условия для δ аналогичны другим вариантам осуществления, и получается отличное качество приема данных. Использование унитарной матрицы является другой структурой, и как подробно описано в варианте 10 осуществления и варианте 16 осуществления, если N является нечетным числом в уравнениях 229 и 230, то увеличивается вероятность получения отличного качества приема данных.

Вариант 9 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы.

Как описано в варианте 8 осуществления, в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом со ссылкой на уравнения 82-85.

Математическое выражение 241.

Уравнение 231

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (пусть $\alpha > 0$). Поскольку в настоящем варианте осуществления используется унитарная матрица, матрицы предварительного кодирования в уравнении 231 можно представить следующим образом.

Математическое выражение 242.

Уравнение 232

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (пусть $\alpha > 0$).

Из условия #5 (математическое выражение 106) и условия #6 (математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующее условие является важным для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 243.

Условие #17

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{21}(x) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 и $x \neq y$.

Математическое выражение 244.

Условие #18

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 и $x \neq y$.

Вариант 6 осуществления описывает расстояние между точками плохого приема. Чтобы увеличить расстояние между точками плохого приема, важно, чтобы количество временных интервалов N было нечетным числом, три или больше. Нижеследующее объясняет этот момент.

Чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #19 и условие #20.

Математическое выражение 245.

Условие #19

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 246.

Условие #20

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #19 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #20 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов и пусть $\alpha < 1$, тогда распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=3$ показано на фиг. 43A, а распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=4$ показано на фиг. 43B. Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=3$ показано на фиг. 44A, а распределение точек плохого приема для s1 и для s2 на комплексной плоскости для периода (цикла) $N=4$ показано на фиг. 44B.

В этом случае при рассмотрении фазы между отрезком прямой от начала координат до точки плохого приема и лучом вдоль вещественной оси, заданным вещественным числом ≥ 0 (см. фиг. 43A), либо для $\alpha \geq 1$, либо для $\alpha < 1$, когда $N=4$, всегда возникает случай, в котором фаза для точек плохого приема для s1 и фаза для точек плохого приема для s2 имеют одинаковое значение (см. 4301, 4302 на фиг. 43B и 4401, 4402 на фиг. 44B). В этом случае на комплексной плоскости расстояние между точками плохого приема становится небольшим. С другой стороны, когда $N=3$, фаза для точек плохого приема для s1 и

фаза для точек плохого приема для s_2 никогда не имеют одинакового значения.

На основе вышеизложенного, принимая во внимание то, как всегда возникает случай, в котором фаза для точек плохого приема для s_1 и фаза для точек плохого приема для s_2 имеют одинаковое значение, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) является четным числом, установка количества временных интервалов N в периоде (цикле) в нечетное число увеличивает вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости по сравнению с тем, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) является четным числом. Однако когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) небольшое, например когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе уравнения 232, когда количество временных интервалов N в периоде (цикле) устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0]-F[N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе уравнения 232 (матрицы $F[0]-F[N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для N временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер N_i символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер N_i+1 символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер N_i+h символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда способом модуляции для s_1 и s_2 является 16QAM, если α устанавливается следующим образом.

Математическое выражение 247.

Уравнение 233

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2}$$

то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости IQ для определенной среды LOS.

В настоящем варианте осуществления описан способ структурирования N разных матриц предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример способа передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к способу передачи с несколькими несущими, например способу передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве способа приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в способе переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутого способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема. В этом случае условие #17 и условие #18 можно заменить следующими условиями (количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 248.

Условие #17'

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{11}(x))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 249.

Условие #18'

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{11}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{11}(y) - \pi)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Вариант 10 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы, которая отличается от примера в варианте 9 осуществления.

В способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 250.

Уравнение 234 для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

Математическое выражение 251.

Уравнение 235 для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$ (пусть α в уравнении 234 и α в уравнении 235 будет одним и тем же значением).

Из условия #5 (математическое выражение 106) и условия #6 (математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в уравнении 234 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 252.

Условие #21

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 253.

Условие #22

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 254.

Условие #23

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Далее, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #24 и условие #25.

Математическое выражение 255.

Условие #24

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 256.

Условие #25

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #24 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #25 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ радианов и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости, когда $N=4$, показано на фиг. 45A и 45B. Как понятно из фиг. 45A и 45B, на комплексной плоскости минимальное расстояние между точками плохого приема для $s1$ остается большим, и аналогичным образом минимальное расстояние между точками плохого приема для $s2$ также ос-

тается большим. Аналогичные условия создаются, когда $\alpha < 1$. Кроме того, используя такие же соображения, как в варианте 9 осуществления, вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости увеличивается, когда N является нечетным числом, по сравнению с тем, когда N является четным числом. Однако, когда N небольшое, например когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе уравнений 234 и 235, когда N устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0]$ - $F[2N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе уравнений 234 и 235 (матрицы $F[0]$ - $F[2N-1]$ предварительного кодирования могут располагаться в любом порядке для $2N$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2Ni$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда способом модуляции для $s1$ и $s2$ является 16QAM, если α устанавливается как в уравнении 233, то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости IQ для определенной среды LOS.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #23.

Математическое выражение 257.

Условие #26

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{11}(y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 258.

Условие #27

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{11}(y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ и $x \neq y$.

В этом случае в результате выполнения условия #21, условия #22, условия #26 и условия #27 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для $s1$ увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для $s2$, посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В настоящем варианте осуществления описан способ структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[2N-2]$, $F[2N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример способа передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[2N-2]$, $F[2N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[2N-2]$, $F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к способу передачи с несколькими несущими, например способу передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве способа приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в способе переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутого способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 11 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием неунитарной матрицы.

В способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$ временных интервалов, представляются следующим образом.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ математическое выражение 259, уравнение 236

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. Кроме того, пусть $\delta \neq \pi$ радианов.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 260, уравнение 237

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$ (пусть α в уравнении 236 и α в уравнении 237 будет одним и тем же значением).

Из условия #5 (математическое выражение 106) и условия #6 (математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в уравнении 236 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 261.

Условие #28

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 262.

Условие #29

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 263.

Условие #30

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Отметим, что вместо уравнения 237 могут предоставляться матрицы предварительного кодирования в следующем уравнении.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 264, уравнение 238

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$ (пусть α в уравнении 236 и α в уравнении 238 будет одним и тем же значением).

В качестве примера, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #31 и условие #32.

Математическое выражение 265.

Условие #31

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 266.

Условие #32

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #31 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #32 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ радианов, пусть $\alpha > 1$, и пусть $\delta = (3\pi)/4$ радианов, тогда распределение точек плохого приема для s_1 и для s_2 на комплексной плоскости, когда $N=4$, показано на фиг. 46А и 46В. При

этих настройках увеличивается период (цикл) для переключения между матрицами предварительного кодирования, и минимальное расстояние между точками плохого приема для s_1 , а также минимальное расстояние между точками плохого приема для s_2 на комплексной плоскости остается большим, в силу этого добиваясь отличного качества приема. Описан пример, в котором $\alpha > 1$, $\delta = (3\pi)/4$ радианов и $N=4$, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Аналогичные полезные результаты можно получить для $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов, $\alpha > 0$ и $\alpha \neq 1$.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #30.

Математическое выражение 267.

Условие #33

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{11}(x))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 268.

Условие #34

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(y)+\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{11}(x)+\pi)} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ и $x \neq y$.

В этом случае в результате выполнения условия #28, условия #29, условия #33 и условия #34 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для s_1 увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для s_2 , посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В настоящем варианте осуществления описан способ структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан способ передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к способу передачи с несколькими несущими, например способу передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве способа приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в способе переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутого способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант 12 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием неунитарной матрицы.

В способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для N временных интервалов, представляются следующим образом.

Математическое выражение 269.

Уравнение 239

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. Кроме того, пусть $\delta \neq \pi$ радианов (фиксированное значение, не зависящее от i), и $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$.

Из условия #5 (математическое выражение 106) и условия #6 (математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в уравнении 239 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 270.

Условие #35

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{11}(x))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 271.

Условие #36

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ и $x \neq y$.

В качестве примера, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #37 и условие #38.

Математическое выражение 272.

Условие #37

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 273.

Условие #38

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #37 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #38 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

В этом случае, если $\pi/2$ радианов $\leq |\delta| < \pi$ радианов, $\alpha > 0$ и $\alpha \neq 1$, то расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для $s1$ увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для $s2$, посредством этого добиваясь отличного качества приема данных. Отметим, что условие #37 и условие #38 необходимы не всегда.

В настоящем варианте осуществления описан способ структурирования N разных матриц предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве N разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример способа передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к способу передачи с несколькими несущими, например способу передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве способа приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в способе переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов N в периоде (цикле) вышеупомянутого способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются N разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема. В этом случае условие #35 и условие #36 можно заменить следующими условиями (количество временных интервалов в периоде (цикле) считается равным N).

Математическое выражение 274.

Условие #35'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 275.

Условие #36'

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{для } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$; y равен 0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ и $x \neq y$.

Вариант 13 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает другой пример, нежели вариант 8 осуществления.

В способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с $2N$ временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для $2N$

временных интервалов, представляются следующим образом.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ математическое выражение 276, уравнение 240

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$. Кроме того, пусть $\delta \neq \pi$ радианов.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 277, уравнение 241

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$ (пусть α в уравнении 240 и α в уравнении 241 будет одним и тем же значением).

Кроме того, матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ на основе уравнений 240 и 241 представляются следующими уравнениями.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ математическое выражение 278, уравнение 242

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 279, уравнение 243

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$. Кроме того, может быть верно $X_k = Y_k$ или может быть верно $X_k \neq Y_k$.

Соответственно формируются матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования (матрицы $F[0]-F[2 \times N \times M-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2 \times N \times M$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2 \times N \times M \times i$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2 \times N \times M \times i + 1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2 \times N \times M \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$) (в этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой).

Формирование матриц предварительного кодирования таким путем добивается способа переключения матрицы предварительного кодирования с большим периодом (циклом), разрешающим легко изменять положение точек плохого приема, что может привести к повышенному качеству приема данных.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 242 можно заменить следующим уравнением.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ математическое выражение 280, уравнение 244

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Матрицы предварительного кодирования с периодом (циклом) $2 \times N \times M$ в уравнении 243 также можно заменить любым из уравнений 245-247.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 281, уравнение 245

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j\theta_{11}(i) + Y_k} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 282, уравнение 246

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 283, уравнение 247

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i+Y_i)} & e^{j\theta_{11}(i)+\lambda+Y_i} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)+\lambda-\delta} \end{pmatrix}$$

В этом случае $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$.

Обращая внимание на точки плохого приема, если уравнения 242-247 удовлетворяют следующим условиям.

Математическое выражение 284.

Условие #39

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 285.

Условие #40

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 286.

Условие #41

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

то достигается отличное качество приема данных. Отметим, что в варианте 8 осуществления должны выполняться условие #39 и условие #40.

Обращая внимание на X_k и Y_k , если уравнения 242-247 удовлетворяют следующим условиям.

Математическое выражение 287.

Условие #42

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

где a равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$; b равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$ и $a \neq b$ (здесь s - целое число).

Математическое выражение 288.

Условие #43

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{для } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

где a равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$; b равно $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$ и $a \neq b$ (здесь u - целое число),

то достигается отличное качество приема данных. Отметим, что в варианте 8 осуществления должны выполняться условие #42.

В уравнениях 242 и 247, когда 0 радиан $\leq \delta < 2\pi$ радиан, матрицы являются унитарной матрицей, когда $\delta = \pi$ радиан, и неунитарной матрицей, когда $\delta \neq \pi$ радиан. В настоящем способе использование неунитарной матрицы для $\pi/2$ радиан $\leq |\delta| < \pi$ радиан является одной отличительной структурой, и получается отличное качество приема данных. Использование унитарной матрицы является другой структурой, и как подробно описано в варианте 10 осуществления и варианте 16 осуществления, если N является нечетным числом в уравнениях с 242 по 247, то увеличивается вероятность получения отличного качества приема данных.

Вариант 14 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает пример разграничения между использованием унитарной матрицы и неунитарной матрицы в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Нижеследующее описывает пример, который использует матрицу предварительного кодирования два на два (пусть каждый элемент будет комплексным числом), то есть случай, когда предварительно кодируются два модулированных сигнала ($s_1(t)$ и $s_2(t)$), которые основываются на способе модуляции, и два предварительно закодированных сигнала передаются двумя антеннами. При передаче данных с использованием способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования устройства 306A и 306B отображения в устройстве передачи на фиг. 3 и фиг. 13 переключают способ модуляции в соответствии с сигналом 313 структуры кадра. Описывается взаимосвязь между уровнем модуляции (количеством сигнальных точек для способа модуляции на плоскости IQ) у способа модуляции и матрицами предварительного кодирования.

Преимущество способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования в том, как описано в варианте 6 осуществления, что достигается отличное качество приема данных в среде LOS. В частности, когда устройство приема выполняет вычисление ML или применяет APP (или логарифм максимума APP) на основе вычисления ML, полезный результат выглядит значительно. Между

прочим, вычисление ML значительно влияет на масштаб схемы (масштаб вычислений) в соответствии с уровнем модуляции у способа модуляции. Например, когда два предварительно кодированных сигнала передаются из двух антенн, и один и тот же способ модуляции используется для двух модулированных сигналов (сигналов на основе способа модуляции перед предварительным кодированием), количество возможных сигнальных точек на плоскости IQ (принятых сигнальных точек 1101 на фиг. 11) равно $4 \times 4 = 16$, когда способом модуляции является QPSK, $16 \times 16 = 256$, когда способом модуляции является 16QAM, $64 \times 64 = 4096$, когда способом модуляции является 64QAM, $256 \times 256 = 65536$, когда способом модуляции является 256QAM, и $1024 \times 1024 = 1048576$, когда способом модуляции является 1024QAM. Чтобы удержать масштаб вычислений в устройстве приема на некотором размере схемы, когда способом модуляции является QPSK, 16QAM или 64QAM, используется вычисление ML ((логарифм максимума) APP на основе вычисления ML), а когда способом модуляции является 256QAM или 1024QAM, в устройстве приема используется линейная операция, например MMSE или ZF (в некоторых случаях вычисление ML может использоваться для 256QAM).

Когда предполагается такое устройство приема, рассмотрение отношения сигнал-шум (SNR) после разделения нескольких сигналов указывает, что унитарная матрица подходит в качестве матрицы предварительного кодирования, когда устройство приема выполняет линейную операцию, например MMSE или ZF, тогда как либо унитарная матрица, либо неунитарная матрица может использоваться, когда устройство приема выполняет вычисление ML. Учитывая любые из вышеприведенных вариантов осуществления, когда два предварительно кодированных сигнала передаются из двух антенн, одинаковый способ модуляции используется для двух модулированных сигналов (сигналов на основе способа модуляции перед предварительным кодированием), неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, когда уровень модуляции у способа модуляции меньше либо равен 64 (или меньше либо равен 256), и унитарная матрица используется, когда уровень модуляции больше либо равен 64 (или больше 256), тогда для всех способов модуляции, поддерживаемых системой передачи, имеется повышенная вероятность достижения полезного результата, при помощи чего достигается отличное качество приема данных для любых способов модуляции, сокращая при этом масштаб схемы у устройства приема.

Когда уровень модуляции у способа модуляции также меньше либо равен 64 (или меньше либо равен 256), в некоторых случаях может быть предпочтительным использование унитарной матрицы. На основе этого соображения, когда поддерживается множество способов модуляции, в которых уровень модуляции меньше либо равен 64 (или меньше либо равен 256), то важно, что в некоторых случаях в некоторых из множества поддерживаемых способов модуляции, где уровень модуляции меньше либо равен 64, неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Случай передачи двух предварительно кодированных сигналов из двух антенн описан выше в качестве примера, но настоящее изобретение этим не ограничивается. В случае, когда N предварительно кодированных сигналов передаются из N антенн, и одинаковый способ модуляции используется для N модулированных сигналов (сигналов на основе способа модуляции перед предварительным кодированием), пороговая величина β_N может устанавливаться для уровня модуляции у способа модуляции. Когда поддерживается множество способов модуляции, для которых уровень модуляции меньше либо равен β_N , в некоторых из множества поддерживаемых способов модуляции, где уровень модуляции меньше либо равен β_N , неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, тогда как для способов модуляции, для которых уровень модуляции больше β_N , используется унитарная матрица. Таким образом, для всех способов модуляции, поддерживаемых системой передачи, имеется повышенная вероятность достижения полезного результата, при помощи чего достигается отличное качество приема данных для любых способов модуляции, сокращая при этом масштаб схемы у устройства приема. (Когда уровень модуляции у способа модуляции меньше либо равен β_N , неунитарная матрица всегда может использоваться в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования).

В вышеприведенном описании один и тот же способ модуляции описан как используемый в способе модуляции для одновременной передачи N модулированных сигналов. Однако нижеследующее описывает случай, в котором два или более способа модуляции используются для одновременной передачи N модулированных сигналов.

В качестве примера описывается случай, в котором два предварительно кодированных сигнала передаются двумя антеннами. Два модулированных сигнала (сигналы на основе способа модуляции перед предварительным кодированием) либо модулируются с помощью одинакового способа модуляции, либо модулируются с помощью способа модуляции, имеющего уровень модуляции 2^{a1} или уровень модуляции 2^{a2} , при модулировании с помощью разных способов модуляции. В этом случае, когда устройство приема использует вычисление ML ((логарифм максимума) APP на основе вычисления ML), количество возможных сигнальных точек на плоскости IQ (принятых сигнальных точек 1101 на фиг. 11) равно

$2^{a1} \times 2^{a2} = 2^{a1+a2}$. Как описано выше, чтобы добиться отличного качества приема данных при сокращении масштаба схемы у устройства приема, пороговая величина 2β может предоставляться для 2^{a1+a2} , и когда $2^{a1+a2} \leq 2\beta$, неунитарная матрица может использоваться в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, тогда как унитарная матрица может использоваться, когда $2^{a1+a2} > 2\beta$.

Кроме того, когда $2^{a1+a2} \leq 2\beta$, в некоторых случаях может быть предпочтительным использование унитарной матрицы. На основе этого соображения, когда поддерживается множество сочетаний способов модуляции, для которых $2^{a1+a2} \leq 2\beta$, то важно, что в некоторых из поддерживаемых сочетаний способов модуляции, для которых $2^{a1+a2} \leq 2\beta$, неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

В качестве примера описан случай, в котором два предварительно кодированных сигнала передаются двумя антеннами, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Например, N модулированных сигналов (сигналы на основе способа модуляции перед предварительным кодированием) могут либо модулироваться с помощью одинакового способа модуляции, либо уровень модуляции у способа модуляции для i-го модулированного сигнала может составлять 2^{a_i} (где $i=1, 2, \dots, N-1, N$), при модулировании с помощью разных способов модуляции).

В этом случае, когда устройство приема использует вычисление ML ((логарифм максимума) APP на основе вычисления ML), количество возможных сигнальных точек на плоскости IQ (принятых сигнальных точек 1101 на фиг. 11) равно $2^{a1} \times 2^{a2} \times \dots \times 2^{a1} \times \dots \times 2^{aN} = 2^{a1+a2+\dots+a1+\dots+aN}$. Как описано выше, чтобы добиться отличного качества приема данных при сокращении масштаба схемы у устройства приема, пороговая величина 2β может предоставляться для $2^{a1+a2+\dots+a1+\dots+aN}$.

Математическое выражение 289.

Условие #44

$$2^{a1+a2+\dots+a1+\dots+aN} = 2^Y \leq 2^\beta$$

где

$$Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

Когда поддерживается множество сочетаний способов модуляции, удовлетворяющих условию #44, в некоторых из поддерживаемых сочетаний способов модуляции, удовлетворяющих условию #44, неунитарная матрица используется в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Математическое выражение 290.

Условие #45

$$2^{a1+a2+\dots+a1+\dots+aN} = 2^Y > 2^\beta$$

где

$$Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

В результате использования унитарной матрицы во всех сочетаниях способов модуляции, удовлетворяющих условию #45, для всех способов модуляции, поддерживаемых системой передачи, имеется повышенная вероятность достижения полезного результата, при помощи чего достигается отличное качество приема данных, сокращая при этом масштаб схемы у устройства приема для любых сочетаний способов модуляции (неунитарная матрица может использоваться в качестве матрицы предварительного кодирования в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования во всех поддерживаемых сочетаниях способов модуляции, удовлетворяющих условию #44).

Вариант 15 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает пример системы, которая выбирает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими, например OFDM.

Фиг. 47А и 47В показывают пример в соответствии с настоящим вариантом осуществления структуры кадра во временной и частотной областях для сигнала, переданного вещательной станцией (базовой станцией) в системе, которая выбирает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими, например OFDM. (Структура кадра устанавливается длящейся от момента \$1 до момента \$T). Фиг. 47А показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока s1, описанного в варианте 1 осуществления, а фиг. 47В показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока s2, описанного в варианте 1 осуществления. Символы в одно время и на одинаковой (под)несущей в потоке s1 и потоке s2 передаются множеством антенн одновременно и на одинаковой частоте.

На фиг. 47А и 47В (под)несущие, используемые при использовании OFDM, разделяются следую-

шим образом: группа #А несущих, состоящая из (под)несущей а - (под)несущей а+Na, группа #В несущих, состоящая из (под)несущей b - (под)несущей b+Nb, группа #С несущих, состоящая из (под)несущей с (под)несущей с+Nc, группа #D несущих, состоящая из (под)несущей d - (под) несущей d+Nd, В каждой группе поднесущих предполагается поддержка множества способов передачи. С помощью поддержки множества способов передачи можно эффективно воспользоваться преимуществами способов передачи. Например, на фиг. 47А и 47В система ММО с пространственным мультиплексированием, или система ММО с фиксированной матрицей предварительного кодирования, используется для группы #А несущих, система ММО, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, используется для группы #В несущих, только поток s1 передается в группе #С несущих, и пространственно-временное блочное кодирование используется для передачи группы #D несущих.

Фиг. 48А и 48В показывают пример в соответствии с настоящим вариантом осуществления структуры кадра во временной и частотной областях для сигнала, переданного вещательной станцией (базовой станцией) в системе, которая выбирает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием способа передачи с несколькими несущими, например OFDM. Фиг. 48А и 48В показывают структуру кадра в другое время, нежели фиг. 47А и 47В, с момента \$X до момента \$X+T\$. На фиг. 48А и 48В, как и на фиг. 47А и 47В, (под)несущие, используемые при использовании OFDM, разделяются следующим образом: группа #А несущих, состоящая из (под)несущей а - (под)несущей а+Na, группа #В несущих, состоящая из (под)несущей b - (под)несущей b+Nb, группа #С несущих, состоящая из (под)несущей с - (под)несущей с+Nc, группа #D несущих, состоящая из (под)несущей d - (под)несущей d+Nd. Отличие между фиг. 47А и 47В и фиг. 48А и 48В состоит в том, что в некоторых группах несущих способ передачи, используемый на фиг. 47А и 47В, отличается от способа передачи, используемого на фиг. 48А и 48В. На фиг. 48А и 48В пространственно-временное блочное кодирование используется для передачи группы #А несущих, система ММО, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, используется для группы #В несущих, система ММО, которая постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, используется для группы #С несущих, и только поток s1 передается в группе #D несущих.

Далее описываются поддерживаемые способы передачи.

Фиг. 49 показывает способ обработки сигналов при использовании системы ММО с пространственным мультиплексированием или системы ММО с фиксированной матрицей предварительного кодирования. Фиг. 49 имеет такие же номера, как на фиг. 6.

Взвешивающий блок 600, который является основополосным сигналом в соответствии с некоторым способом модуляции, принимает в качестве входных данных поток s1(t) (307А), поток s2(t) (307В) и информацию 315 о способе взвешивания и выводит модулированный сигнал z1(t) (309А) после взвешивания и модулированный сигнал z2(t) (309В) после взвешивания. Здесь, когда информация 315 о способе взвешивания указывает систему ММО с пространственным мультиплексированием, выполняется обработка сигналов по способу #1 из фиг. 49. В частности, выполняется следующая обработка.

Математическое выражение 291.

Уравнение 250

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

Когда поддерживается способ для передачи одного модулированного сигнала, с точки зрения мощности передачи уравнение 250 может быть представлено в виде уравнения 251.

Математическое выражение 292.

Уравнение 251

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s2(t) \end{pmatrix}$$

Когда информация 315 о способе взвешивания указывает систему ММО, в которой матрицы предварительного кодирования постоянно переключаются между собой, выполняется обработка сигналов, например, по способу #2 из фиг. 49. В частности, выполняется следующая обработка.

Математическое выражение 293.
Уравнение 252

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

Здесь θ_{11} , θ_{21} , λ и δ являются фиксированными значениями.

Фиг. 50 показывает структуру модулированных сигналов при использовании пространственно-временного блочного кодирования. Блок пространственно-временного блочного кодирования (5002) на фиг. 50 принимает в качестве входных данных сигнал на основе некоторого сигнала модуляции. Например, блок пространственно-временного блочного кодирования (5002) принимает символ $s1$, символ $s2$, ... в качестве входных данных. Как показано на фиг. 50, выполняется пространственно-временное блочное кодирование, $z1(5003A)$ становится " $s1$ в качестве символа #0", " $s2$ * в качестве символа #1", " $s3$ в качестве символа #2", " $s4$ * в качестве символа #3"..., а $z2(5003B)$ становится " $s2$ в качестве символа #0", " $s1$ * в качестве символа #1", " $s4$ в качестве символа #2", " $s3$ * в качестве символа #3".... В этом случае символ #X в $z1$ и символ #X в $z2$ передаются из антенн одновременно на одинаковой частоте.

На фиг. 47A, 47B, 48A и 48B показаны только символы, передающие данные. Однако на практике необходимо передавать такую информацию, как способ передачи, способ модуляции, способ исправления ошибок и т.п. Например, как на фиг. 51, эти порции информации могут передаваться партнеру по связи путем постоянной передачи с помощью только одного модулированного сигнала $z1$. Также необходимо передавать символы для оценки колебания канала, то есть чтобы устройство приема оценивало колебание канала (например, контрольный символ, опорный символ, преамбулу, символ фазовой манипуляции (PSK), известный на стороне передачи и приема, и т.п.). На фиг. 47A, 47B, 48A и 48B эти символы пропускаются. Однако на практике символы для оценки колебания канала включаются в структуру кадра во временной и частотной областях. Соответственно каждая группа несущих не состоит исключительно из символов для передачи данных (то же самое справедливо для варианта 1 осуществления).

Фиг. 52 - пример структуры устройства передачи в вещательной станции (базовой станции) в соответствии с настоящим вариантом осуществления. Блок определения способа передачи (5205) определяет количество несущих, способ модуляции, способ исправления ошибок, степень кодирования для кодирования с исправлением ошибок, способ передачи и т.п. для каждой группы несущих и выводит управляющий сигнал (5206).

Блок #1 формирования модулированных сигналов (5201_1) принимает в качестве ввода информацию (5200_1) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о способе передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_1) и модулированный сигнал $z2$ (5203_1) в группе #A несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Аналогичным образом блок #2 формирования модулированных сигналов (5201_2) принимает в качестве ввода информацию (5200_2) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о способе передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_2) и модулированный сигнал $z2$ (5203_2) в группе #B несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Аналогичным образом блок #3 формирования модулированных сигналов (5201_3) принимает в качестве ввода информацию (5200_3) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о способе передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_3) и модулированный сигнал $z2$ (5203_3) в группе #C несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Аналогичным образом блок #4 формирования модулированных сигналов (5201_4) принимает в качестве ввода информацию (5200_4) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о способе передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_4) и модулированный сигнал $z2$ (5203_4) в группе #D несущих из фиг. 47A, 47B, 48A и 48B.

Хотя и не показано на чертежах, то же самое справедливо для блоков формирования модулированных сигналов с #5 по #M-1.

Аналогичным образом блок #M формирования модулированных сигналов (5201_M) принимает в качестве ввода информацию (5200_M) и управляющий сигнал (5206), и на основе информации о способе передачи в управляющем сигнале (5206) выводит модулированный сигнал $z1$ (5202_M) и модулированный сигнал $z2$ (5203_M) в некоторой группе несущих.

Относящийся к OFDM процессор (5207_1) принимает в качестве входных данных модулированный сигнал $z1$ (5202_1) в группе #A несущих, модулированный сигнал $z1$ (5202_2) в группе #B несущих, модулированный сигнал $z1$ (5202_3) в группе #C несущих, модулированный сигнал $z1$ (5202_4) в группе #D несущих, ..., модулированный сигнал $z1$ (5202_M) в некоторой группе #M несущих и управляющий сигнал (5206), выполняет такую обработку, как переупорядочение, обратное преобразование Фурье, преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит сигнал передачи (5208_1). Сигнал передачи (5208_1) выводится в виде радиоволны из антенны (5209_1).

Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор (5207_2) принимает в качестве входных данных модулированный сигнал $z1$ (5203_1) в группе #A несущих, модулированный сигнал $z1$ (5203_2) в

группе #В несущих, модулированный сигнал $z1$ (5203_3) в группе #С несущих, модулированный сигнал $z1$ (5203_4) в группе #D несущих, ..., модулированный сигнал $z1$ (5203_M) в некоторой группе #М несущих и управляющий сигнал (5206), выполняет такую обработку, как переупорядочение, обратное преобразование Фурье, преобразование частоты, усиление и т.п., и выводит сигнал передачи (5208_2). Сигнал передачи (5208_2) выводится в виде радиоволны из антенны (5209_2).

Фиг. 53 показывает пример структуры блоков #1-#М формирования модулированного сигнала на фиг. 52. Кодер с исправлением ошибок (5302) принимает в качестве входных данных информацию (5300) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с управляющим сигналом (5301) задает способ кодирования с исправлением ошибок и степень кодирования для кодирования с исправлением ошибок, выполняет кодирование с исправлением ошибок и выводит данные (5303) после кодирования с исправлением ошибок. (В соответствии с заданием способа кодирования с исправлением ошибок и степени кодирования для кодирования с исправлением ошибок, например, при использовании кодирования с LDPC, турбокодирования или сверточного кодирования, в зависимости от степени кодирования может выполняться исключение для достижения степени кодирования).

Переमेжитель (5304) принимает в качестве ввода кодированные с исправлением ошибок данные (5303) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с информацией о способе перемежения, включенной в управляющий сигнал (5301), переупорядочивает кодированные с исправлением ошибок данные (5303) и выводит перемеженные данные (5305).

Устройство отображения (5306_1) принимает в качестве ввода перемеженные данные (5305) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с информацией о способе модуляции, включенной в управляющий сигнал (5301), выполняет отображение и выводит основополосный сигнал (5307_1).

Аналогичным образом устройство отображения (5306_2) принимает в качестве ввода перемеженные данные (5305) и управляющий сигнал (5301), и в соответствии с информацией о способе модуляции, включенной в управляющий сигнал (5301), выполняет отображение и выводит основополосный сигнал (5307_2). Блок обработки сигналов (5308) принимает в качестве ввода основополосный сигнал (5307_1), основополосный сигнал (5307_2) и управляющий сигнал (5301), и на основе информации о способе передачи (например, в этом варианте осуществления это система MIMO с пространственным мультиплексированием, способ MIMO, использующий фиксированную матрицу предварительного кодирования, способ MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или способ передачи для передачи только потока $s1$), включенной в управляющий сигнал (5301), выполняет обработку сигналов. Блок обработки сигналов (5308) выводит обработанный сигнал $z1$ (5309_1) и обработанный сигнал $z2$ (5309_2). Отметим, что когда выбирается способ передачи для передачи только потока $s1$, блок обработки сигналов (5308) не выводит обработанный сигнал $z2$ (5309_2). Кроме того, на фиг. 53 показан один кодер с исправлением ошибок, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Например, как показано на фиг. 3, может предоставляться множество кодеров.

Фиг. 54 показывает пример структуры относящихся к OFDM процессоров (5207_1 и 5207_2) на фиг. 52. Элементы, которые работают аналогично фиг. 14, имеют такие же ссылочные номера. Блок переупорядочения (54 02A) принимает в качестве ввода модулированный сигнал $z1$ (5400_1) в группе #А несущих, модулированный сигнал $z1$ (5400_2) в группе #В несущих, модулированный сигнал $z1$ (5400_3) в группе #С несущих, модулированный сигнал $z1$ (5400_4) в группе #D несущих, ..., модулированный сигнал $z1$ (5400_M) в некоторой группе несущих и управляющий сигнал (5403), выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченные сигналы 1405А и 1405В. Заметим, что на фиг. 47А, 47В, 48А, 48В и 51 пример распределения групп несущих описывается как образованных группами поднесущих, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Группы несущих могут быть образованы дискретными поднесущими в каждом интервале времени. Кроме того, на фиг. 47А, 47В, 48А, 48В и 51 описан пример, в котором количество несущих в каждой группе несущих не меняется со временем, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Этот момент будет отдельно описываться ниже.

Фиг. 55А и 55В показывают пример структуры кадра во временной и частотной областях для способа задания способа передачи для каждой группы несущих, как на фиг. 47А, 47В, 48А, 48В и 51. На фиг. 55А и 55В символы управляющей информации обозначаются 5500, отдельные символы управляющей информации обозначаются 5501, символы данных обозначаются 5502, и контрольные символы обозначаются 5503. Кроме того, фиг. 55А показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока $s1$, а фиг. 55В показывает структуру кадра во временной и частотной областях для потока $s2$.

Символы управляющей информации предназначены для передачи управляющей информации, совместно используемой группой несущих, и состоят из символов, чтобы устройства передачи и приема выполняли синхронизацию частоты и времени, информации о распределении (под)несущих и т.п. Символы управляющей информации задаются для передачи только из потока $s1$ в момент $1I$.

Отдельные символы управляющей информации предназначены для передачи управляющей информации об отдельных группах поднесущих и состоят из информации о способе передачи, способе модуляции, способе кодирования с исправлением ошибок, степени кодирования для кодирования с исправлением ошибок, размере блока у кодов исправления ошибок и т.п. для символов данных, информации о спо-

собе вставки контрольных символов, информации о мощности передачи контрольных символов и т.п. Отдельные символы управляющей информации задаются для передачи только из потока s_1 в момент $\$1$.

Символы данных предназначены для передачи данных (информации), и как описано со ссылкой на фиг. 47А-50, являются символами одного из следующих способов передачи, например система ММО с пространственным мультиплексированием, способ ММО, использующий фиксированную матрицу предварительного кодирования, способ ММО для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или способ передачи для передачи только потока s_1 . Отметим, что в группе #А несущих, группе #В несущих, группе #С несущих и группе #D несущих символы данных показаны в потоке s_2 , но когда используется способ передачи для передачи только потока s_1 , в некоторых случаях отсутствуют символы данных в потоке s_2 .

Контрольные символы предназначены, чтобы устройство приема выполняло оценку канала, то есть оценивало колебание, соответствующее $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ в уравнении 36. (В этом варианте осуществления, поскольку используется способ передачи с несколькими несущими, например способ OFDM, контрольные символы предназначены для оценки колебания, соответствующего $h_{11}(t)$, $h_{12}(t)$, $h_{21}(t)$ и $h_{22}(t)$ в каждой поднесущей). Соответственно способ передачи PSK, например, используется для контрольных символов, которые структурированы для образования шаблона, известного устройствам передачи и приема. Кроме того, устройство приема может использовать контрольные символы для оценки ухода частоты, оценки фазового искажения и синхронизации времени.

Фиг. 56 показывает пример структуры устройства приема для приема модулированных сигналов, переданных устройством передачи на фиг. 52. Элементы, которые работают аналогично фиг. 7, имеют такие же ссылочные номера.

На фиг. 56 относящийся к OFDM процессор (5600_X) принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_X, выполняет заранее установленную обработку и выводит обработанный сигнал 704_X. Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор (5600_Y) принимает в качестве ввода принятый сигнал 702_Y, выполняет заранее установленную обработку и выводит обработанный сигнал 704_Y.

Блок 709 декодирования управляющей информации на фиг. 56 принимает в качестве ввода обработанные сигналы 704_X и 704_Y, извлекает символы управляющей информации и отдельные символы управляющей информации на фиг. 55А и 55В, чтобы получить управляющую информацию, переданную этими символами, и выводит управляющий сигнал 710, который включает в себя полученную информацию.

Блок 705_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_1 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_X и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 706_1 оценки канала.

Аналогичным образом блок 705_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_2 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_X и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 706_2 оценки канала.

Аналогичным образом блок 705_1 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_1 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_Y и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 708_1 оценки канала.

Аналогичным образом блок 705_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала z_2 принимает в качестве входных данных обработанный сигнал 704_Y и управляющий сигнал 710, выполняет оценку канала в группе несущих, необходимой устройству приема (нужной группе несущих), и выводит сигнал 708_2 оценки канала.

Блок 711 обработки сигналов принимает в качестве входных данных сигналы 706_1, 706_2, 708_1, 708_2, 704_X, 704_Y и управляющий сигнал 710. На основе включенной в управляющий сигнал 710 информации о способе передачи, способе модуляции, способе кодирования с исправлением ошибок, степени кодирования для кодирования с исправлением ошибок, размере блока u кодов исправления ошибок и т.п. для символов данных, переданных в нужной группе несущих, блок 711 обработки сигналов демодулирует и декодирует символы данных и выводит принятые данные 712.

Фиг. 57 показывает структуру относящихся к OFDM процессоров (5600_X, 5600_Y) на фиг. 56. Преобразователь частоты (5701) принимает в качестве ввода принятый сигнал (5700), выполняет преобразование частоты и выводит сигнал с преобразованной частотой (5702).

Преобразователь Фурье (5703) принимает в качестве ввода сигнал с преобразованной частотой (5702), выполняет преобразование Фурье и выводит преобразованный сигнал (5704).

Как описано выше, при использовании способа передачи с несколькими несущими, например способ OFDM, несущие разделяются на множество групп несущих, и способ передачи задается для каждой группы несущих, посредством этого позволяя задать качество приема и скорость передачи для каждой группы несущих, что дает полезный результат в виде построения гибкой системы. В этом случае, как описано в других вариантах осуществления, разрешение выбора способа постоянного переключения ме-

жду матрицами предварительного кодирования дает преимущества в виде получения высокого качества приема, а также высокой скорости передачи в среде LOS. В настоящем варианте осуществления способами передачи, которые можно назначить группе несущих, являются "система MIMO с пространственным мультиплексированием, способ MIMO, использующий фиксированную матрицу предварительного кодирования, способ MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временное блочное кодирование или способ передачи для передачи только потока s1", однако способы передачи этим не ограничиваются. Кроме того, пространственно-временное кодирование не ограничивается способом, описанным со ссылкой на фиг. 50, также и способ MIMO, использующий фиксированную матрицу предварительного кодирования, не ограничивается способом #2 на фиг. 49, поскольку приемлема любая структура с фиксированной матрицей предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления описан случай с двумя антеннами в устройстве передачи, но когда количество антенн больше двух, таких же полезных результатов можно достичь путем разрешения выбора способа передачи для каждой группы несущих из "системы MIMO с пространственным мультиплексированием, способа MIMO, использующего фиксированную матрицу предварительного кодирования, способа MIMO для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, пространственно-временного блочного кодирования или способа передачи для передачи только потока s1".

Фиг. 58А и 58В показывают способ распределения на группы несущих, который отличается от фиг. 47А, 47В, 48А, 48В и 51. На фиг. 47А, 47В, 48А, 48В, 51, 55А и 55В группы несущих описаны как образованные группами поднесущих. С другой стороны, на фиг. 58А и 58В несущие в группе несущих размещаются дискретно. Фиг. 58А и 58В показывают пример структуры кадра во временной и частотной областях, который отличается от фиг. 47А, 47В, 48А, 48В, 51, 55А и 55В. Фиг. 58А и 58В показывают структуру кадра для несущих с 1 по N и моментов с \$1 по \$K. Элементы, аналогичные фиг. 55А и 55В, имеют такие же ссылочные номера. Среди символов данных на фиг. 58А и 58В символы "А" являются символами в группе А несущих, символы "В" являются символами в группе В несущих, символы "С" являются символами в группе С несущих, и символы "D" являются символами в группе D несущих. Группы несущих соответственно могут быть реализованы аналогичным образом с помощью дискретного размещения по (под)несущим, и одна и та же несущая не всегда должна использоваться во временной области. Этот тип размещения дает полезный результат в виде получения выигрыша от временного и частотного разнесения.

На фиг. 47А, 47В, 48А, 48В, 51, 58А и 58В символы управляющей информации и отдельные символы управляющей информации назначаются одному и тому же моменту времени в каждой группе несущих, но эти символы могут назначаться разным моментам. Кроме того, количество (под)несущих, используемое группой несущих, может меняться со временем.

Вариант 16 осуществления.

Как и вариант 10 осуществления, настоящий вариант осуществления описывает способ для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования с использованием унитарной матрицы, когда N является нечетным числом.

В способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования за период (цикл) с 2N временными интервалами матрицы предварительного кодирования, подготовленные для 2N временных интервалов, представляются следующим образом.

Для $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ математическое выражение 294, уравнение 253

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$.

Для $i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ математическое выражение 295, уравнение 254

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

Пусть α будет фиксированным значением (не зависящим от i), где $\alpha > 0$ (пусть α в уравнении 253 и α в уравнении 254 будет одним и тем же значением).

Из условия #5 (математическое выражение 106) и условия #6 (математическое выражение 107) в варианте 3 осуществления следующие условия являются важными в уравнении 253 для достижения отличного качества приема данных.

Математическое выражение 296.

Условие #46

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(y))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(x))} \quad \text{для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1; y равен 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 и $x \neq y$.

Математическое выражение 297.

Условие #47

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

где x равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$; y равен $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ и $x \neq y$.

Рассматривается добавление следующего условия.

Математическое выражение 298.

Условие #48

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \text{ для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

и

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \text{ для } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

Далее, чтобы распределить точки плохого приема равномерно в отношении фазы на комплексной плоскости, как описано в варианте 6 осуществления, предоставляются условие #49 и условие #50.

Математическое выражение 299.

Условие #49

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \text{ для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Математическое выражение 300.

Условие #50

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \text{ для } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

Другими словами, условие #49 означает, что разность фаз составляет $2\pi/N$ радианов. С другой стороны, условие #50 означает, что разность фаз составляет $-2\pi/N$ радианов.

Пусть $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ радианов, и пусть $\alpha > 1$, тогда распределение точек плохого приема для $s1$ и для $s2$ на комплексной плоскости для $N=3$ показано на фиг. 60А и 60В. Как понятно из фиг. 60А и 60В, на комплексной плоскости минимальное расстояние между точками плохого приема для $s1$ остается большим, и аналогичным образом минимальное расстояние между точками плохого приема для $s2$ также остается большим. Аналогичные условия создаются, когда $\alpha < 1$. Кроме того, при сравнении с фиг. 45А и 45В в варианте 10 осуществления, используя такие же соображения, как в варианте 9 осуществления, вероятность большего расстояния между точками плохого приема на комплексной плоскости увеличивается, когда N является нечетным числом, по сравнению с тем, когда N является четным числом. Однако, когда N небольшое, например когда $N \leq 16$, можно гарантировать, что минимальное расстояние между точками плохого приема на комплексной плоскости составляет некоторую длину, поскольку количество точек плохого приема небольшое. Соответственно, когда $N \leq 16$, даже если N - четное число, не существует случаев, где можно гарантировать качество приема данных.

Поэтому в способе для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования на основе уравнений 253 и 254, когда N устанавливается в нечетное число, высока вероятность повышения качества приема данных. Матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования формируются на основе уравнений 253 и 254 (матрицы $F[0]-F[2N-1]$ предварительного кодирования могут идти в любом порядке для $2N$ временных интервалов в периоде (цикле)). Например, номер $2Ni$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[0]$, номер $2Ni+1$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[1]$, ..., и номер $2N \times i + h$ символа может предварительно кодироваться с использованием $F[h]$ ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$). (В этом случае, как описано в предыдущих вариантах осуществления, матрицы предварительного кодирования не нужно постоянно переключать между собой). Кроме того, когда способом модуляции для $s1$ и $s2$ является 16QAM, если α устанавливается как в уравнении 233, то можно достичь полезного результата в виде увеличения минимального расстояния между $16 \times 16 = 256$ сигнальными точками на плоскости IQ для определенной среды LOS.

Следующие условия возможны в качестве условий, отличающихся от условия #48.

Математическое выражение 301.

Условие #51

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ и $x \neq y$.

Математическое выражение 302.

Условие #52

$$e^{j(\theta_n(x)-\theta_n(y)-\pi)} \neq e^{j(\theta_n(y)-\theta_n(x)-\pi)} \text{ для } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

где x равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$; y равен $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ и $x \neq y$.

В этом случае в результате выполнения условия #46, условия #47, условия #51 и условия #52 расстояние на комплексной плоскости между точками плохого приема для s_1 увеличивается, как и расстояние между точками плохого приема для s_2 , посредством этого добиваясь отличного качества приема данных.

В настоящем варианте осуществления описан способ структурирования $2N$ разных матриц предварительного кодирования для способа переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом). В этом случае в качестве $2N$ разных матриц предварительного кодирования готовятся $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$. В настоящем варианте осуществления описан пример способа передачи по одной несущей, и поэтому описан случай размещения символов в порядке $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ во временной области (или в частотной области). Однако настоящее изобретение не ограничивается таким образом, и $2N$ разных матриц $F[0], F[1], F[2], \dots, F[2N-2], F[2N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, могут быть приспособлены к способу передачи с несколькими несущими, например способу передачи OFDM или т.п. Как и в варианте 1 осуществления, в качестве способа приспособления в этом случае веса предварительного кодирования могут быть изменены путем размещения символов в частотной области и в частотно-временной области. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с $2N$ -интервальным периодом времени (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования $2N$ разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, $2N$ разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, в способе переключения матрицы предварительного кодирования за N -интервальный период (цикл) (причем N - натуральное число, которое больше количества временных интервалов $2N$ в периоде (цикле) вышеупомянутого способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования), когда включаются $2N$ разных матриц предварительного кодирования из настоящего варианта осуществления, увеличивается вероятность отличного качества приема.

Вариант A1 осуществления.

В настоящем варианте осуществления данные передаются иерархически, и подробно описывается способ передачи, выбирающий способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанный в вариантах 1-16 осуществления.

Фиг. 61 и 62 являются примером структуры устройства передачи в вещательной станции в соответствии с настоящим вариантом осуществления. Кодер с исправлением ошибок (6101_1) для базового потока (базового уровня) в качестве ввода принимает информацию (6100_1) о базовом потоке (базовом уровне), выполняет кодирование с исправлением ошибок и выводит кодированную информацию (6102_1) о базовом потоке (базовом уровне).

Кодер с исправлением ошибок (6101_2) для потока расширения (уровня расширения) в качестве ввода принимает информацию (6100_2) о потоке расширения (уровне расширения), выполняет кодирование с исправлением ошибок и выводит кодированную информацию (6102_2) о потоке расширения (уровне расширения).

Переमेжитель (6103_1) в качестве ввода принимает кодированную информацию (6102_1) о базовом потоке (базовом уровне), применяет перемежение и выводит перемеженные кодированные данные (6104_1).

Аналогичным образом перемежитель (6103_2) в качестве ввода принимает кодированную информацию (6102_2) о потоке расширения (уровне расширения), применяет перемежение и выводит перемеженные кодированные данные (6104_2).

Устройство отображения (6105_1) в качестве ввода принимает перемеженные кодированные данные (6104_1) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет модуляцию в соответствии с заранее установленным способом модуляции на основе способа передачи, указанного информационным сигналом о способе передачи (6111), и выводит основополосный сигнал (6106_1) (соответствующий $s_1(t)$ (307A) на фиг. 3) и основополосный сигнал (6106_2) (соответствующий $s_2(t)$ (307B) на фиг. 3). Информация о способе передачи (6111) является, например, такой информацией, как система передачи для иерархической передачи (способ модуляции, способ передачи и информация о матрицах предварительного кодирования, используемых при выборе способа передачи, который постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования), способ кодирования с исправлением ошибок (тип кодирования, скорость кодирования) и т.п.

Аналогичным образом устройство отображения (6105_2) в качестве ввода принимает перемеженные кодированные данные (6104_2) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет модуляцию в соответствии с заранее установленным способом модуляции на основе способа передачи, указанного информационным сигналом о способе передачи (6111), и выводит основополосный сигнал

(6107_1) (соответствующий $s_1(t)$ (307A) на фиг. 3) и основополосный сигнал (6107_2) (соответствующий $s_2(t)$ (307B) на фиг. 3).

Предварительный кодер (6108_1) в качестве ввода принимает основополосный сигнал (6106_1) (соответствующий $s_1(t)$ (307A) на фиг. 3), основополосный сигнал (6106_2) (соответствующий $s_2(t)$ (307B) на фиг. 3) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет предварительное кодирование на основе способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, который указан информационным сигналом о способе передачи (6111), и выводит предварительно кодированный основополосный сигнал (6109_1) (соответствующий $z_1(t)$ (309A) на фиг. 3) и предварительно кодированный основополосный сигнал (6109_2) (соответствующий $z_2(t)$ (309B) на фиг. 3).

Аналогичным образом предварительный кодер (6108_2) в качестве ввода принимает основополосный сигнал (6107_1) (соответствующий $s_1(t)$ (307A) на фиг. 3), основополосный сигнал (6107_2) (соответствующий $s_2(t)$ (307B) на фиг. 3) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет предварительное кодирование на основе способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, который указан информационным сигналом о способе передачи (6111), и выводит предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_1) (соответствующий $z_1(t)$ (309A) на фиг. 3) и предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_2) (соответствующий $z_2(t)$ (309B) на фиг. 3).

На фиг. 62 блок переупорядочения (6200_1) принимает предварительно кодированный основополосный сигнал (6109_1) и предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_1) в качестве ввода, выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченный предварительно кодированный основополосный сигнал (6201_1).

Аналогичным образом блок переупорядочения (6200_2) принимает предварительно кодированный основополосный сигнал (6109_2) и предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_2) в качестве ввода, выполняет переупорядочение и выводит переупорядоченный предварительно кодированный основополосный сигнал (6201_2).

Относящийся к OFDM процессор (6202_1) принимает переупорядоченный предварительно кодированный основополосный сигнал (6201_1), применяет обработку сигналов, описанную в варианте 1 осуществления, и выводит сигнал передачи (6203_1). Сигнал передачи (6203_1) выводится из антенны (6204_1).

Аналогичным образом относящийся к OFDM процессор (6202_2) принимает переупорядоченный предварительно кодированный основополосный сигнал (6201_2), применяет обработку сигналов, описанную в варианте 1 осуществления, и выводит сигнал передачи (6203_2). Сигнал передачи (6203_2) выводится из антенны (6204_2).

Фиг. 63 иллюстрирует операции предварительного кодера (6108_1) на фиг. 61. Предварительный кодер (6108_1) постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, и структура и операции предварительного кодера (6108_1) аналогичны структуре и операциям, описанным на фиг. 3, 6, 22 и т.п. Поскольку фиг. 61 иллюстрирует предварительный кодер (6108_1), фиг. 63 показывает операции для взвешивания базового потока (базового уровня). Как показано на фиг. 63, когда предварительный кодер 6108_1 выполняет взвешивание, то есть когда предварительный кодер 6108_1 формирует предварительно кодированный основополосный сигнал путем выполнения предварительного кодирования, $z_1(t)$ и $z_2(t)$ формируются в результате предварительного кодирования, которое постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования. Предварительное кодирование базового потока (базового уровня) назначается периоду (циклу) из восьми интервалов, за который переключается матрица предварительного кодирования. Матрицы предварительного кодирования для взвешивания представляются в виде $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, $F[4]$, $F[5]$, $F[6]$ и $F[7]$. Символы в предварительно кодированных сигналах $z_1(t)$ и $z_2(t)$ представляются как 6301 и 6302. На фиг. 63 символ представляется в виде "B #X F[Y]", что относится к X-му символу в базовом потоке (базовом уровне), предварительно кодируемом с помощью матрицы $F[Y]$ предварительного кодирования (где Y - любое целое число от 0 до 7).

Фиг. 64 иллюстрирует операции предварительного кодера (6108_2) на фиг. 61. Предварительный кодер (6108_2) постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования, и структура и операции предварительного кодера (6108_2) аналогичны структуре и операциям, описанным на фиг. 3, 6, 22 и т.п. Поскольку фиг. 61 иллюстрирует предварительный кодер (6108_2), фиг. 64 показывает операции для взвешивания потока расширения (уровня расширения). Как показано на фиг. 64, когда предварительный кодер 6108_2 выполняет взвешивание, то есть когда предварительный кодер 6108_2 формирует предварительно кодированный основополосный сигнал путем выполнения предварительного кодирования, $z_1(t)$ и $z_2(t)$ формируются в результате предварительного кодирования, которое постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования. Предварительное кодирование потока расширения (уровня расширения) назначается периоду (циклу) из четырех интервалов, за который переключается матрица предварительного кодирования. Матрицы предварительного кодирования для взвешивания представляются в виде $f[0]$, $f[1]$, $f[2]$ и $f[3]$. Символы в предварительно кодированных сигналах $z_1(t)$ и $z_2(t)$ представляются как 6403 и 6404. На фиг. 64 символ представляется в виде "E #X f[Y]", что относится к X-му символу в потоке расширения (уровне расширения), предварительно кодируемом с помощью

матрицы $f[Y]$ предварительного кодирования (где Y любое целое число от 0 до 4).

Фиг. 65А и 65В показывают способ переупорядочения символов в блоке переупорядочения (6200_1) и блоке переупорядочения (6200_2) на фиг. 62. Блок переупорядочения (6200_1) и блок переупорядочения (6200_2) размещают символы, показанные на фиг. 63 и 64, в частотной и временной области, как показано на фиг. 65А и 65В. Во время передачи символы на одинаковой (под)несущей и в одно время передаются на одинаковой частоте и из разных антенн одновременно. Отметим, что размещение символов в частотной и временной областях, как показано на фиг. 65А и 65В, является всего лишь примером. Символы могут располагаться на основе способа, описанного в варианте 1 осуществления.

Когда передается базовый поток (базовый уровень) и поток расширения (уровень расширения), необходимо сделать качество приема данных в базовом потоке (базовом уровне) выше качества приема данных в потоке расширения (уровне расширения) из-за сущности потоков (уровней). Поэтому, как и в настоящем варианте осуществления, при использовании способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования способ модуляции при передаче базового потока (базового уровня) задается отличающимся от способа модуляции при передаче потока расширения (уровня расширения). Например, можно использовать один из режимов #1-#5, как в табл. 3.

Таблица 3

Режим	Способ модуляции для базового потока (уровня)	Способ модуляции для потока расширения (уровня)
Режим #1	QPSK	16QAM
Режим #2	QPSK	64QAM
Режим #3	QPSK	256QAM
Режим #4	16QAM	64QAM
Режим #5	16QAM	256QAM

Путем соответствующего задания способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, используемого при передаче базового потока (базового уровня), чтобы тот отличался от способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, используемого при передаче потока расширения (уровня расширения), можно повысить качество приема данных в устройстве приема или упростить структуру устройства передачи и устройства приема. В качестве примера, как показано на фиг. 63 и 64, при использовании способа модулирования по уровню модуляции (количеству сигнальных точек на плоскости IQ) может быть лучше, чтобы отличались способы постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. Поэтому эффективным является способ для задания периодов (циклов) в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, используемом при передаче базового потока (базового уровня), чтобы те отличались от периодов (циклов) в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, используемом при передаче потока расширения (уровня расширения), поскольку этот способ для задания повышает качество приема данных в устройстве приема или упрощает структуру устройства передачи и устройства приема. В качестве альтернативы способ структурирования матриц предварительного кодирования в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, используемом при передаче базового потока (базового уровня), можно сделать отличающимся от способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, используемого при передаче потока расширения (уровня расширения). Соответственно способ переключения между матрицами предварительного кодирования задается, как показано в табл. 4, для каждого из режимов, которые можно задать для способов модуляции потоков (уровней) в табл. 3 (в табл. 4 А, В, С и D указывают разные способы переключения между матрицами предварительного кодирования).

Таблица 4

Режим	Базовый поток (уровень)		Поток расширения (уровень)	
	способ модуляции	способ переключения между матрицами предварительного кодирования	способ модуляции	способ переключения между матрицами предварительного кодирования
Режим #1	QPSK	A	16QAM	B
Режим #2	QPSK	A	64QAM	C
Режим #3	QPSK	A	256QAM	D
Режим #4	16QAM	B	64QAM	C
Режим #5	16QAM	B	256QAM	D

Соответственно в устройстве передачи для вещательной станции на фиг. 61 и 62, когда способ модуляции переключается в устройствах отображения (6105_1 и 6105_2), способ предварительного кодирования переключается в предварительных кодерах (6108_1 и 6108_2). Отметим, что табл. 4 является не более чем примером. Способ переключения между матрицами предварительного кодирования может быть одинаковым, даже если отличается способ модуляции. Например, способ переключения между матрицами предварительного кодирования может быть одинаковым для 64QAM и для 256QAM. Важным моментом является то, что будет по меньшей мере два способа переключения между матрицами предварительного кодирования, когда поддерживается множество способов модуляции. Этот момент не ограничивается использованием иерархической передачи; путем установления вышеупомянутой взаимосвязи между способом модуляции и способом переключения между матрицами предварительного кодирования даже без использования иерархической передачи можно повысить качество приема данных в устройстве приема или упростить структуру устройства передачи и устройства приема.

Система может не только поддерживать исключительно иерархическую передачу, но также поддерживать передачу, которая не является иерархической. В этом случае, когда передача не является иерархической, на фиг. 61 и 62 прекращаются операции функциональных блоков, имеющие отношение к потоку расширения (уровню расширения), и передается только базовый поток (базовый уровень). Табл. 5 соответствует табл. 4 и показывает соответствие между задаваемым режимом, способом модуляции и способом переключения между матрицами предварительного кодирования для этого случая.

Таблица 5

Режим	Базовый поток (уровень)		Поток расширения (уровень)	
	способ модуляции	способ переключения между матрицами предварительного кодирования	способ модуляции	способ переключения между матрицами предварительного кодирования
Режим #1	QPSK	A	16QAM	B
Режим #2	QPSK	A	64QAM	C
Режим #3	QPSK	A	256QAM	D
Режим #4	16QAM	B	64QAM	C
Режим #5	16QAM	B	256QAM	D
Режим #6	QPSK	A		
Режим #7	16QAM	B		
Режим #8	64QAM	C		
Режим #9	256QAM	D		
Режим #10	1024QAM	E		

В табл. 5 режимы #1-#5 являются режимами, используемыми для иерархической передачи, а режи-

мы #6-#10 являются режимами, когда передача не является иерархической. В этом случае способ переключения между матрицами предварительного кодирования задается для каждого режима подходящим образом.

Далее описываются операции устройства приема при поддержке иерархической передачи. Структура устройства приема в настоящем варианте осуществления может быть структурой на фиг. 7, описанной в варианте 1 осуществления. В этом случае структура блока 711 обработки сигналов из фиг. 7 показана на фиг. 66.

На фиг. 66 6601X является сигналом оценки канала, соответствующим сигналу 706_1 оценки канала на фиг. 7. 6602X является сигналом оценки канала, соответствующим сигналу 706_2 оценки канала на фиг. 7. 6603X является основополосным сигналом, соответствующим основополосному сигналу 704_X на фиг. 7. 6604 является сигналом с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи, и соответствует сигналу 710 с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи.

6601Y является сигналом оценки канала, соответствующим сигналу 708_1 оценки канала на фиг. 7. 6602Y является сигналом оценки канала, соответствующим сигналу 708_2 оценки канала на фиг. 7. 6603Y является основополосным сигналом, соответствующим основополосному сигналу 704_Y на фиг. 7.

Блок разделения сигналов (6605) в качестве ввода принимает сигналы оценки канала (6601X, 6602X, 6601Y, 6602Y), основополосные сигналы (6603X, 6603Y) и сигнал с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (6604), и на основе сигнала с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (6604), разделяет ввод на сигналы, имеющие отношение к базовому потоку (базовому уровню), и информацию о потоке расширения (уровне расширения), выводя сигналы оценки канала для базового потока (6606_1, 6607_1, 6609_1 и 6610_1), основополосные сигналы для базового потока (6608_1, 6611_1), сигналы оценки канала для потока расширения (6606_2, 6607_2, 6609_2 и 6610_2) и основополосные сигналы для потока расширения (6608_2, 6611_2).

Блок обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия (6612_1) является блоком обработки для базового потока (базового уровня), который в качестве ввода принимает сигналы оценки канала для базового потока (6606_1, 6607_1, 6609_1 и 6610_1), основополосные сигналы для базового потока (6608_1, 6611_1) и сигнал с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (6604), оценивает способ модуляции и способ переключения между матрицами предварительного кодирования, используемые для базового потока (базового уровня), из сигнала с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (6604), и на основе способа модуляции и способа переключения декодирует предварительное кодирование, вычисляет логарифмическое отношение правдоподобия для каждого разряда и выводит сигнал логарифмического отношения правдоподобия (6613_1). Отметим, что блок обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия (6612_1) выполняет обнаружение и декодирование предварительного кодирования и выводит сигнал логарифмического отношения правдоподобия даже для режимов #6-#10, для которых никакого потока расширения (уровня расширения) не существует в табл. 5.

Блок обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия (6612_2) является блоком обработки для потока расширения (уровня расширения), который в качестве ввода принимает сигналы оценки канала для потока расширения (6606_2, 6607_2, 6609_2 и 6610_2), основополосные сигналы для потока расширения (6608_2, 6611_2) и сигнал с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (6604), оценивает способ модуляции и способ переключения между матрицами предварительного кодирования, используемые для потока расширения (уровня расширения), из сигнала с информацией о способе передачи, указанном устройством передачи (6604), и на основе способа модуляции и способа переключения декодирует предварительное кодирование, вычисляет логарифмическое отношение правдоподобия для каждого разряда и выводит сигнал логарифмического отношения правдоподобия (6613_2). Отметим, что операции прекращаются для режимов #6-#10, для которых никакого потока расширения (уровня расширения) не существует в табл. 5.

В устройстве передачи, описанном со ссылкой на фиг. 61 и 62, описан только способ иерархической передачи, но на практике в дополнение к информации о способе для иерархической передачи также необходимо передавать устройству приема информацию о способе передачи для иерархической передачи (способ модуляции, способ передачи и информация о матрицах предварительного кодирования, используемых при выборе способа передачи, который постоянно переключается между матрицами предварительного кодирования), способе кодирования с исправлением ошибок (тип кодирования, скорость кодирования) и т.п. Кроме того, в устройстве приема контрольные символы, опорные символы и преамбулы для оценки канала (оценки колебаний в канале), синхронизации частоты, оценки ухода частоты и обнаружения сигнала имеют структуру кадра, существующую в отдельно переданном сигнале. Отметим, что это имеет место не только для варианта A1 осуществления, но также для варианта A2 осуществления и последующих вариантов осуществления.

Обращенный перемежитель (6614_1) принимает сигнал логарифмического отношения правдоподобия (6613_1) в качестве ввода, переупорядочивает сигнал и выводит сигнал логарифмического отношения правдоподобия с обращенным перемежением (6615_1).

Аналогичным образом обращенный перемежитель (6614_2) принимает сигнал логарифмического отношения правдоподобия (6613_2) в качестве ввода, переупорядочивает сигнал и выводит сигнал логарифмического отношения правдоподобия с обращенным перемежением (6615_2).

Декодер (6616_1) принимает сигнал логарифмического отношения правдоподобия с обращенным перемежением (6615_1) в качестве ввода, выполняет декодирование с исправлением ошибок и выводит принятую информацию (6617_1).

Аналогичным образом декодер (6616_2) принимает сигнал логарифмического отношения правдоподобия с обращенным перемежением (6615_2) в качестве ввода, выполняет декодирование с исправлением ошибок и выводит принятую информацию (6617_2).

Когда существует режим передачи, как в табл. 5, возможны следующие способы.

Как описано в варианте 1 осуществления, устройство передачи передает информацию о матрицах предварительного кодирования, используемых в способе переключения между матрицами предварительного кодирования. Блоки обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия (6612_1 и 6612_2) получают эту информацию и декодируют предварительное кодирование.

Как описано в варианте 7 осуществления, устройства передачи и приема заранее совместно используют информацию в табл. 5, и устройство передачи передает информацию о режиме. На основе табл. 5 устройство приема оценивает матрицы предварительного кодирования, используемые в способе переключения между матрицами предварительного кодирования, и декодирует предварительное кодирование.

Как описано выше, в случае иерархической передачи использование вышеупомянутых способов переключения между матрицами предварительного кодирования добивается результата в виде повышения качества приема данных.

Настоящий вариант осуществления описал примеры четырехинтервальных и восьмиинтервальных периодов (циклов) в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, но периоды (циклы) таким образом не ограничиваются. Соответственно для способа переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом) необходимо N разных матриц предварительного кодирования. В этом случае $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ готовятся в качестве N разных матриц предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления эти матрицы описаны как размещаемые в частотной области в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$, но размещение этим не ограничивается. С помощью N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, веса предварительного кодирования можно изменить путем размещения символов во временной области или в частотно/временных областях, как в варианте 1 осуществления. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

В табл. 5 в качестве примера того, когда передача не является иерархической, описано, что для некоторых режимов способ иерархической передачи не используется в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, но режимы этим не ограничиваются. Как описано в варианте 15 осуществления, система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способ пространственно-временного блочного кодирования и режим передачи только одного потока могут существовать отдельно от способа иерархической передачи, описанного в настоящем варианте осуществления, и устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать способ передачи из этих режимов. В этом случае в системе MIMO с пространственным мультиплексированием, системе MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способе пространственно-временного блочного кодирования и режиме передачи только одного потока может поддерживаться как передача, которая является иерархической, так и передача, которая не является иерархической. Также могут существовать режимы, которые используют другие способы передачи. Настоящий вариант осуществления также можно приспособить к варианту 15 осуществления, чтобы способ иерархической передачи, который использует способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, который описан в настоящем варианте осуществления, использовался на любой из (под)несущих в варианте 15 осуществления.

Вариант A2 осуществления.

В варианте A1 осуществления описан способ достижения иерархической передачи с помощью способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления описывается другой способ достижения иерархической передачи.

Фиг. 67 и 68 показывают структуру устройства передачи при выполнении иерархической передачи из настоящего варианта осуществления. Составляющие элементы, которые являются такими же, как на фиг. 61 и 62, обозначаются такими же ссылочными номерами. Отличие между фиг. 67 и 61 состоит в том, что не предоставляется предварительный кодер 6108_1. Настоящий вариант осуществления отличается

от варианта А1 осуществления в том, что базовый поток (уровень) не кодируется предварительно.

На фиг. 67 устройство отображения (6105_1) в качестве ввода принимает перемеженные кодированные данные (6104_1) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет отображение в соответствии с заранее установленным способом модуляции на основе информационного сигнала о способе передачи (6111) и выводит основополосный сигнал (6700).

На фиг. 68 блок переупорядочения (6200_1) в качестве ввода принимает основополосный сигнал (6700), предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_1) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет переупорядочение на основе информационного сигнала о способе передачи (6111) и выводит переупорядоченный основополосный сигнал (6201_1).

Блок переупорядочения (6200_2) в качестве ввода принимает предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_2) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет переупорядочение на основе информационного сигнала о способе передачи (6111) и выводит переупорядоченный основополосный сигнал (6201_2).

Фиг. 69 показывает пример структуры символа в основополосном сигнале из фиг. 67. Группа символов обозначается 6901. В группе символов (6901) символы представляются в виде "В #Х", что относится к "Х-му символу в базовом потоке (базовом уровне)". Отметим, что структура символов в потоке расширения (уровне расширения) является такой, как показана на фиг. 64.

Фиг. 70А и 70В показывают способ переупорядочения в блоке переупорядочения (6200_1) и блоке переупорядочения (6200_2) на фиг. 68. Символы, показанные на фиг. 64 и 69, размещаются в частотной и временной области, как показано на фиг. 70А и 70В. На фиг. 70А и 70В "-" указывает, что символа не существует. Во время передачи символы на одинаковой (под)несущей и в одно время передаются на одинаковой частоте и из разных антенн одновременно. Отметим, что размещение символов в частотной и временной областях, как показано на фиг. 70А и 70В, является всего лишь примером. Символы могут располагаться на основе способа, описанного в варианте 1 осуществления.

Когда передается базовый поток (базовый уровень) и поток расширения (уровень расширения), необходимо сделать качество приема данных в базовом потоке (базовом уровне) выше качества приема данных в потоке расширения (уровне расширения) из-за сущности потоков (уровней). Поэтому, как в настоящем варианте осуществления, при передаче базового потока качество приема данных обеспечивается передачей с использованием только модулированного сигнала z_1 (то есть без передачи модулированного сигнала z_2). Наоборот, при передаче потока расширения иерархическая передача реализуется с использованием способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, поскольку отдается предпочтение скорости передачи. Например, можно использовать один из режимов #1-#9, как в табл. 6.

Таблица 6

Режим	Способ модуляции для базового потока (уровня)	Способ модуляции для потока расширения (уровня)
Режим #1	QPSK	16QAM
Режим #2	QPSK	64QAM
Режим #3	QPSK	256QAM
Режим #4	16QAM	16QAM
Режим #5	16QAM	64QAM
Режим #6	16QAM	256QAM
Режим #7	64QAM	64QAM
Режим #8	64QAM	256QAM
Режим #9	256QAM	256QAM

Отличительным признаком табл. 6 является то, что способ модуляции для базового потока (базового уровня) и способ модуляции для потока расширения (уровня расширения) могут быть заданы одинаковыми. Причина в том, что даже если способ модуляции является одинаковым, то отличается качество передачи, которое можно обеспечить для базового потока (базового уровня), и качество передачи, которое можно обеспечить для потока расширения (уровня расширения), поскольку для двух потоков (уровней) используются разные способы передачи.

Структура устройства передачи в соответствии с настоящим вариантом осуществления показана на фиг. 7 и 66. Отличие от операций в варианте А1 осуществления состоит в том, что блок обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия (6612_1) на фиг. 66 не декодирует предварительное кодирование.

В потоке расширения (уровне расширения) используется способ постоянного переключения между

матрицами предварительного кодирования. При условии, что передается информация о способе предварительного кодирования, используемом устройством передачи, устройство приема может идентифицировать используемый способ предварительного кодирования путем получения этой информации. Если устройства передачи и приема совместно используют информацию в табл. 6, то другой способ предназначен, чтобы устройство приема идентифицировало способ предварительного кодирования, используемый для потока расширения (уровня расширения), путем получения информации о режиме, переданной устройством передачи. Соответственно устройство приема на фиг. 66 может получить логарифмическое отношение правдоподобия для каждого разряда путем принуждения блока обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия изменить способ обработки сигналов. Отметим, что задаваемые режимы описаны со ссылкой на табл. 6, но режимы таким образом не ограничиваются. Настоящий вариант осуществления может быть выполнен аналогичным образом, используя режимы для способов передачи, описанные в варианте 8 осуществления, или режимы для способов передачи, описанные в последующих вариантах осуществления.

Как описано выше, в случае иерархической передачи использование вышеупомянутых способов переключения между матрицами предварительного кодирования добивается результата в виде повышения качества приема данных в устройстве приема.

Периоды (циклы) переключения между матрицами предварительного кодирования в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничиваются, как указано выше в настоящем варианте осуществления. Для способа переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом) необходимо N разных матриц предварительного кодирования. В этом случае $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ готовятся в качестве N разных матриц предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления эти матрицы описаны как размещаемые в частотной области в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$, но размещение этим не ограничивается. С помощью N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, веса предварительного кодирования можно изменить путем размещения символов во временной области или в частотно/временных областях, как в варианте 1 осуществления. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, табл. 6 описана как перечисляющая режимы для способов иерархической передачи в настоящем варианте осуществления, но режимы таким образом не ограничиваются. Как описано в варианте 15 осуществления, система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способ пространственно-временного блочного кодирования, режим передачи только одного потока и режимы для способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования могут существовать отдельно от способа иерархической передачи, описанного в настоящем варианте осуществления, и устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать способ передачи из этих режимов. В этом случае в системе MIMO с пространственным мультиплексированием, системе MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способе пространственно-временного блочного кодирования, режиме передачи только одного потока и режимах для способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования может поддерживаться как передача, которая является иерархической, так и передача, которая не является иерархической. Также могут существовать режимы, которые используют другие способы передачи. Настоящий вариант осуществления также можно приспособить к варианту 15 осуществления, чтобы способ иерархической передачи, описанный в настоящем варианте осуществления, использовался на любой из (под)несущих в варианте 15 осуществления.

Вариант A3 осуществления.

Настоящий вариант осуществления описывает иерархическую передачу, которая отличается от вариантов A1 и A2 осуществления.

Фиг. 71 и 72 показывают структуру устройства передачи при выполнении иерархической передачи из настоящего варианта осуществления. Составляющие элементы, которые являются такими же, как на фиг. 61 и 62, обозначаются такими же ссылочными номерами. Отличие между фиг. 71 и 61 состоит в том, что предоставляется пространственно-временной блочный кодер 7101. Настоящий вариант осуществления отличается от варианта A2 осуществления в том, что пространственно-временное блочное кодирование выполняется над базовым потоком (уровнем).

Пространственно-временной блочный кодер (7101) (который в некоторых случаях может быть пространственно-частотным блочным кодером) на фиг. 71 в качестве ввода принимает отображенный основополосный сигнал (7100) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет пространственно-временное блочное кодирование на основе информационного сигнала о способе передачи (6111) и выводит основополосный сигнал (7102_1) с пространственно-временным блочным кодированием (представленный в виде $z_1(t)$) и основополосный сигнал (7102_2) с пространственно-временным блочным ко-

дированием (представленный в виде $z_2(t)$).

Хотя и называемые здесь пространственно-временным блочным кодированием, символы с пространственно-временным блочным кодированием не ограничиваются размещением по порядку во временной области. Символы с пространственно-временным блочным кодированием могут размещаться по порядку в частотной области. Кроме того, блоки могут быть образованы множеством символов во временной области и множеством символов в частотной области, и блоки могут размещаться подходящим образом (то есть размещаться с использованием осей времени и частоты).

На фиг. 72 блок переупорядочения (6200_1) в качестве ввода принимает основополосный сигнал (7102_1) с пространственно-временным блочным кодированием, предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_1) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет переупорядочение на основе информационного сигнала о способе передачи (6111) и выводит переупорядоченный основополосный сигнал (6201_1).

Аналогичным образом блок переупорядочения (6200_2) в качестве ввода принимает предварительно кодированный основополосный сигнал (7102_2), предварительно кодированный основополосный сигнал (6110_2) и информационный сигнал о способе передачи (6111), выполняет переупорядочение на основе информационного сигнала о способе передачи (6111) и выводит переупорядоченный основополосный сигнал (6201_2).

Фиг. 73 - пример структуры символов в основополосных сигналах с пространственно-временным блочным кодированием (7102_1, 7102_2), выведенных пространственно-временным блочным кодером (7101) на фиг. 71. Группа символов (7301) соответствует основополосному сигналу (7102_1) с пространственно-временным блочным кодированием (представленному в виде $z_1(t)$), а группа символов (7302) соответствует основополосному сигналу (7102_2) с пространственно-временным блочным кодированием (представленному в виде $z_2(t)$).

Устройство отображения (6105_1) на фиг. 71 представляет сигналы в виде $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8, s_9, s_{10}, s_{11}, s_{12}, \dots$ в порядке, в котором выводятся сигналы. Пространственно-временной блочный кодер (7101) на фиг. 71 затем выполняет пространственно-временное блочное кодирование над s_1 и s_2 , получая s_1, s_2, s_1^* и $-s_2^*$ (*: комплексно сопряженный), которые выводятся, как показано на фиг. 73. Аналогичным образом пространственно-временное блочное кодирование выполняется над наборами (s_3, s_4), (s_5, s_6), (s_7, s_8), (s_9, s_{10}), (s_{11}, s_{12}), ..., и символы размещаются как на фиг. 73. Отметим, что пространственно-временное блочное кодирование не ограничивается кодированием, описанным в настоящем варианте осуществления; настоящий вариант осуществления может быть выполнен аналогичным образом с использованием другого пространственно-временного блочного кодирования.

Фиг. 74А и 74В показывают пример способа переупорядочения в блоке переупорядочения (6200_1) и блоке переупорядочения (6200_2) на фиг. 72. Фиг. 74А - пример размещения символов в модулированном сигнале z_1 во временной области и в частотной области. Фиг. 74В - пример размещения символов в модулированном сигнале z_2 во временной области и в частотной области. Во время передачи символы на одинаковой (под)несущей и в одно время передаются на одинаковой частоте и из разных антенн одновременно. Отличительным признаком фиг. 74А и 74В является то, что символы с пространственно-временным блочным кодированием размещаются в частотной области по порядку.

Фиг. 75А и 75В показывают пример способа переупорядочения в блоке переупорядочения (6200_1) и блоке переупорядочения (6200_2) на фиг. 72. Фиг. 75А - пример размещения символов в модулированном сигнале z_1 во временной области и в частотной области. Фиг. 75В - пример размещения символов в модулированном сигнале z_2 во временной области и в частотной области. Во время передачи символы на одинаковой (под)несущей и в одно время передаются на одинаковой частоте и из разных антенн одновременно. Отличительным признаком фиг. 75А и 75В является то, что символы с пространственно-временным блочным кодированием размещаются во временной области по порядку.

Символы с пространственно-временным блочным кодированием соответственно можно упорядочить в частотной области или во временной области.

Когда передается базовый поток (базовый уровень) и поток расширения (уровень расширения), необходимо сделать качество приема данных в базовом потоке (базовом уровне) выше качества приема данных в потоке расширения (уровне расширения) из-за сущности потоков (уровней). Поэтому, как и в настоящем варианте осуществления, при передаче базового потока качество приема данных обеспечивается использованием пространственно-временного блочного кодирования, чтобы добиться выигрыша от разнесения. Наоборот, при передаче потока расширения иерархическая передача реализуется с использованием способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, поскольку отдается предпочтение скорости передачи. Например, можно использовать один из режимов #1-#9, как в табл. 7.

Таблица 7

Режим	Способ модуляции для базового потока (уровня)	Способ модуляции для потока расширения (уровня)
Режим #1	QPSK	16QAM
Режим #2	QPSK	64QAM
Режим #3	QPSK	256QAM
Режим #4	16QAM	16QAM
Режим #5	16QAM	64QAM
Режим #6	16QAM	256QAM
Режим #7	64QAM	64QAM
Режим #8	64QAM	256QAM
Режим #9	256QAM	256QAM

Отличительным признаком табл. 7 является то, что способ модуляции для базового потока (базового уровня) и способ модуляции для потока расширения (уровня расширения) могут быть заданы одинаковыми. Причина в том, что даже если способ модуляции является одинаковым, то отличается качество передачи, которое можно обеспечить для базового потока (базового уровня), и качество передачи, которое можно обеспечить для потока расширения (уровня расширения), поскольку для двух потоков (уровней) используются разные способы передачи.

Отметим, что режимы #1-#9 в табл. 7 являются режимами для иерархической передачи, но также могут поддерживаться режимы, которые не предназначены для иерархической передачи. В настоящем варианте осуществления единственный режим для пространственно-временного блочного кодирования и единственный режим для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования могут существовать в качестве режимов, которые не предназначены для иерархической передачи, и при поддержке режимов для иерархической передачи в табл. 7 устройство передачи и устройство приема из настоящего варианта осуществления могут легко установить режим в единственный режим для пространственно-временного блочного кодирования или в единственный режим для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Кроме того, в потоке расширения (уровне расширения) используется способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. При условии, что передается информация о способе предварительного кодирования, используемом устройством передачи, устройство приема может идентифицировать используемый способ предварительного кодирования путем получения этой информации. Если устройства передачи и приема совместно используют информацию в табл. 7, то другой способ предназначен, чтобы устройство приема идентифицировало способ предварительного кодирования, используемый для потока расширения (уровня расширения), путем получения информации о режиме, переданной устройством передачи. Соответственно устройство приема на фиг. 66 может получить логарифмическое отношение правдоподобия для каждого разряда путем принуждения блока обнаружения и вычисления логарифмического отношения правдоподобия изменить способ обработки сигналов. Отметим, что задаваемые режимы описаны со ссылкой на табл. 7, но режимы таким образом не ограничиваются. Настоящий вариант осуществления может быть выполнен аналогичным образом, используя режимы для способов передачи, описанные в варианте 8 осуществления, или режимы для способов передачи, описанные в последующих вариантах осуществления.

Как описано выше, в случае иерархической передачи использование вышеупомянутых способов переключения между матрицами предварительного кодирования добивается результата в виде повышения качества приема данных в устройстве приема.

Периоды (циклы) переключения между матрицами предварительного кодирования в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования не ограничиваются, как указано выше в настоящем варианте осуществления. Для способа переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом) необходимо N разных матриц предварительного кодирования. В этом случае $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ готовятся в качестве N разных матриц предварительного кодирования. В настоящем варианте осуществления эти матрицы описаны как размещаемые в частотной области в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$, но размещение этим не ограничивается. С помощью N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, веса предварительного кодирования можно изменить путем размещения символов во временной области или в частотно-временных областях, как в варианте 1 осуществ-

ления. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N-интервальным периодом (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, табл. 7 описана как перечисляющая режимы для способов иерархической передачи в настоящем варианте осуществления, но режимы таким образом не ограничиваются. Как описано в варианте 15 осуществления, система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способ пространственно-временного блочного кодирования, режим передачи только одного потока и режимы для способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования могут существовать отдельно от способа иерархической передачи, описанного в настоящем варианте осуществления, и устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать способ передачи из этих режимов. В этом случае в системе MIMO с пространственным мультиплексированием, системе MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способе пространственно-временного блочного кодирования, режиме передачи только одного потока и режимах для способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования может поддерживаться как передача, которая является иерархической, так и передача, которая не является иерархической. Также могут существовать режимы, которые используют другие способы передачи. Настоящий вариант осуществления также можно приспособить к варианту 15 осуществления, чтобы способ иерархической передачи, описанный в настоящем варианте осуществления, использовался на любой из (под)несущих в варианте 15 осуществления.

Вариант A4 осуществления.

Настоящий вариант осуществления подробно описывает способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования при использовании блочного кодирования, которое показано в Непатентной литературе с 12 по 15, например Квазициклического кода с низкой плотностью проверок на четность (QC-LDPC) (или кода LDPC, отличного от кода QC-LDPC), каскадного кода, состоящего из кода LDPC и кода Боуза-Чоудхури-Хоквингхема (BCH), или т.п. Этот вариант осуществления описывает пример передачи двух потоков, s_1 и s_2 . Однако для случая кодирования с использованием блочных кодов, когда управляющая информация и т.п. не нужна, количество разрядов в кодированном блоке совпадает с количеством разрядов, составляющих блочный код (однако туда может включаться перечисленная ниже управляющая информация или т.п.). Для случая кодирования с использованием блочных кодов, когда нужна управляющая информация или т.п. (например, контроль циклическим избыточным кодом (CRC), параметры передачи или т.п.), количество разрядов в кодированном блоке является суммой количества разрядов, составляющих блочный код, и количества разрядов в управляющей информации или т.п.

Фиг. 76 показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодированного блока при использовании блочного кодирования. Фиг. 76 "показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодированного блока при использовании блочного кодирования" для случая, когда передаются два потока s_1 и s_2 , как показано в устройстве передачи на фиг. 4, и устройство передачи содержит один кодер (в этом случае способ передачи может быть либо передачей по одной несущей, либо передачей с несколькими несущими, например OFDM). Как показано на фиг. 76, количество разрядов, составляющих один блок, который кодирован посредством блочного кодирования, устанавливается в 6000. Чтобы передать эти 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, когда способом модуляции является QPSK, 1500 символов, когда способом модуляции является 16QAM, и 1000 символов, когда способом модуляции является 64QAM.

Поскольку устройство передачи на фиг. 4 одновременно передает два потока, 1500 из 3000 символов распределяются s_1 , и 1500 символов распределяются s_2 , когда способом модуляции является QPSK. Поэтому 1500 временных интервалов (здесь используется термин "временной интервал") необходимо для передачи 1500 символов, переданных в s_1 , и 1500 символов, переданных в s_2 .

С помощью аналогичного рассуждения, когда способом модуляции является 16QAM, 750 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один кодированный блок, а когда способом модуляции является 64QAM, 500 временных интервалов необходимо для передачи всех разрядов, составляющих один блок.

Нижеследующее описывает взаимосвязь между заданными выше временными интервалами и матрицами предварительного кодирования в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Здесь количество матриц предварительного кодирования, подготовленных для способа постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, устанавливается равным пяти. Другими словами, пять разных матриц предварительного кодирования готовятся для взвешивающего блока в устройстве передачи на фиг. 4. Эти пять разных матриц предварительного кодирования представляются как $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$ и $F[4]$.

Когда способом модуляции является QPSK, среди 1500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодированный блок, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[0] предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[1] предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[2] предварительного кодирования, для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[3] предварительного кодирования и для 300 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[4] предварительного кодирования. Причина в том, что если использование матриц предварительного кодирования несимметрично, то на качество приема данных значительно влияет матрица предварительного кодирования, которая использовалась большее количество раз.

Когда способом модуляции является 16QAM, среди 750 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодированный блок, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[0] предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[1] предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[2] предварительного кодирования, для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[3] предварительного кодирования и для 150 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[4] предварительного кодирования.

Когда способом модуляции является 64QAM, среди 500 временных интервалов, описанных выше для передачи 6000 разрядов, составляющих один кодированный блок, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[0] предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[1] предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[2] предварительного кодирования, для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[3] предварительного кодирования и для 100 временных интервалов необходимо использовать матрицу F[4] предварительного кодирования.

Как описано выше, в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, если имеется N разных матриц предварительного кодирования (представленных как F[0], F[1], F[2], ..., F[N-2] и F[N-1]), то при передаче всех разрядов, составляющих один кодированный блок, должно выполняться условие #53, где K_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу F[0] предварительного кодирования, K_i - количество временных интервалов, использующих матрицу F[i] предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и K_{N-1} - количество временных интервалов, использующих матрицу F[N-1] предварительного кодирования.

Условие #53.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$, то есть $K_a=K_b$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

Если система связи поддерживает множество способов модуляции, и способ модуляции, который используется, выбирается из числа поддерживаемых способов модуляции, то следует выбирать способ модуляции, для которого выполняется условие #53.

Когда поддерживается множество способов модуляции, то типично, что количество разрядов, которое может передаваться в одном символе, меняется от способа модуляции к способу модуляции (хотя также возможно, что количество разрядов является одинаковым), и поэтому некоторые способы модуляции могут быть не способны соблюсти условие #53. В таком случае вместо условия #53 следует выполнять следующее условие.

Условие #54.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a-K_b|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

Фиг. 77 показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодированного блока при использовании блочного кодирования. Фиг. 77 "показывает изменение количества символов и количества временных интервалов, необходимых для одного кодированного блока при использовании блочного кодирования" для случая, когда передаются два потока, то есть s1 и s2, как показано в устройстве передачи на фиг. 3 и фиг. 13, и устройство передачи содержит два кодера (в этом случае способ передачи может быть либо передачей по одной несущей, либо передачей с несколькими несущими, например OFDM).

Как показано на фиг. 77, количество разрядов, составляющих один блок, который кодирован посредством блочного кодирования, устанавливается в 6000. Чтобы передать эти 6000 разрядов, необходимо 3000 символов, когда способом модуляции является QPSK, 1500 символов, когда способом модуляции является 16QAM, и 1000 символов, когда способом модуляции является 64QAM.

Устройство передачи на фиг. 3 или 13 передает два потока одновременно, и поскольку предоставляется два кодера, разные кодированные блоки передаются в двух потоках. Соответственно, когда способом модуляции является QPSK, два кодированных блока передаются в s1 и s2 в рамках одного интервала. Например, первый кодированный блок передается в s1, а второй кодированный блок передается в s2, и поэтому 3000 временных интервалов необходимо для передачи первого и второго кодированных блоков.

предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[1] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[2] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[3] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз, и временному интервалу, использующему матрицу F[4] предварительного кодирования, необходимо появиться 200 раз. Чтобы передать второй кодированный блок, временному интервалу, использующему матрицу F[0] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[1] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[2] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, временному интервалу, использующему матрицу F[3] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз, и временному интервалу, использующему матрицу F[4] предварительного кодирования, следует появиться 200 раз.

Как описано выше, в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, если имеется N разных матриц предварительного кодирования (представленных как F[0], F[1], F[2], ..., F[N-2] и F[N-1]), то при передаче всех разрядов, составляющих два кодированных блока, должно выполняться условие #55, где K_0 - количество временных интервалов, использующих матрицу F[0] предварительного кодирования, K_1 - количество временных интервалов, использующих матрицу F[1] предварительного кодирования, K_i - количество временных интервалов, использующих матрицу F[i] предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и K_{N-1} - количество временных интервалов, использующих матрицу F[N-1] предварительного кодирования.

Условие #55.

$K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$, то есть $K_a=K_b$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

При передаче всех разрядов, составляющих первый кодированный блок, должно выполняться условие #56, где $K_{0,1}$ - количество раз, которое используется матрица F[0] предварительного кодирования, $K_{1,1}$ - количество раз, которое используется матрица F[1] предварительного кодирования, $K_{i,1}$ - количество раз, которое используется матрица F[i] предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и $K_{N-1,1}$ количество раз, которое используется матрица F[N-1] предварительного кодирования.

Условие #56.

$K_{0,1}=K_{1,1}=\dots=K_{i,1}=\dots=K_{N-1,1}$, то есть $K_{a,1}=K_{b,1}$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

При передаче всех разрядов, составляющих второй кодированный блок, должно выполняться условие #57, где $K_{0,2}$ - количество раз, которое используется матрица F[0] предварительного кодирования, $K_{1,2}$ - количество раз, которое используется матрица F[1] предварительного кодирования, $K_{i,2}$ - количество раз, которое используется матрица F[i] предварительного кодирования ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$), и $K_{N-1,2}$ - количество раз, которое используется матрица F[N-1] предварительного кодирования.

Условие #57.

$K_{0,2}=K_{1,2}=\dots=K_{i,2}=\dots=K_{N-1,2}$, то есть $K_{a,2}=K_{b,2}$ (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

Если система связи поддерживает множество способов модуляции, и способ модуляции, который используется, выбирается из числа поддерживаемых способов модуляции, то выбранный способ модуляции предпочтительно удовлетворяет условиям #55, #56 и #57.

Когда поддерживается множество способов модуляции, то типично, что количество разрядов, которое может передаваться в одном символе, меняется от способа модуляции к способу модуляции (хотя также возможно, что количество разрядов является одинаковым), и поэтому некоторые способы модуляции могут быть не способны соблюсти условия #55, #56 и #57. В таком случае вместо условий #55, #56 и #57 следует выполнять следующие условия.

Условие #58.

Разность между K_a и K_b равна 0 или 1, то есть $|K_a-K_b|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

Условие #59.

Разность между $K_{a,1}$ и $K_{b,1}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,1}-K_{b,1}|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

Условие #60.

Разность между $K_{a,2}$ и $K_{b,2}$ равна 0 или 1, то есть $|K_{a,2}-K_{b,2}|$ равно 0 или 1 (для $\forall a, \forall b$, где $a, b=0, 1, 2, \dots, N-1$ и $a \neq b$).

Ассоциирование кодированных блоков с матрицами предварительного кодирования таким образом устраняет смещение в матрицах предварительного кодирования, которые используются для передачи кодированных блоков, посредством этого достигая полезного результата в виде повышения качества приема данных с помощью устройства приема.

Конечно, предпочтительно устранить смещение между матрицами предварительного кодирования, которые используются; также предпочтительно выполнять предварительное кодирование с использованием всех N матриц предварительного кодирования и выполнять предварительное кодирование равномерно с использованием N матриц предварительного кодирования, когда N матриц предварительного

кодирования сохраняются в устройстве передачи. В этом смысле "равномерно" относится к разности между максимальным количеством раз, которое используется одной из матриц предварительного кодирования, и минимальным количеством раз, которое используется одной из матриц предварительного кодирования, составляющей не более единицы, как описано выше.

Кроме того, хотя предпочтительно использовать все N матриц предварительного кодирования, предварительное кодирование может выполняться без использования всех N сохраненных матриц предварительного кодирования, а точнее, постоянно переключаясь между матрицами предварительного кодирования после удаления некоторого количества матриц предварительного кодирования, при условии, что качество приема в точке приема в каждом месте является по возможности равномерным. Однако при удалении матриц предварительного кодирования необходимо делать это равномерно, чтобы обеспечить качество приема в точке приема в каждом месте. Равномерное удаление матриц предварительного кодирования означает, например, что если готовятся восемь матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, $F[4]$, $F[5]$, $F[6]$, $F[7]$ и $F[8]$ предварительного кодирования, то используются матрицы $F[0]$, $F[2]$, $F[4]$ и $F[6]$ предварительного кодирования, либо если готовятся шестнадцать матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[14]$ и $F[15]$ предварительного кодирования, то используются матрицы $F[0]$, $F[4]$, $F[8]$ и $F[12]$ предварительного кодирования. Если готовятся шестнадцать матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[14]$ и $F[15]$ предварительного кодирования, то матрицы предварительного кодирования также могут считаться удаленными равномерно, если используются матрицы $F[0]$, $F[2]$, $F[4]$, $F[6]$, $F[8]$, $F[10]$, $F[12]$ и $F[14]$ предварительного кодирования.

В настоящем варианте осуществления в способе постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования N разных матриц предварительного кодирования необходимо для способа переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом). В этом случае $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ готовятся в качестве N разных матриц предварительного кодирования. Эти матрицы предварительного кодирования могут размещаться в частотной области в порядке $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$, но размещение этим не ограничивается. С помощью N разных матриц $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, ..., $F[N-2]$, $F[N-1]$ предварительного кодирования, сформированных в настоящем варианте осуществления, веса предварительного кодирования можно изменить путем размещения символов во временной области или в частотно/временных областях, как в варианте 1 осуществления. Отметим, что описан способ переключения предварительного кодирования с N -интервальным периодом (циклом), но такие же полезные результаты можно получить путем случайного использования N разных матриц предварительного кодирования. Другими словами, N разных матриц предварительного кодирования не обязательно использовать в постоянном периоде (цикле).

Кроме того, как описано в варианте 15 осуществления, может существовать система MIMO с пространственным мультиплексированием, система MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способ пространственно-временного блочного кодирования, режим передачи только одного потока и режимы для способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, и устройство передачи (вещательная станция, базовая станция) может выбирать способ передачи из этих режимов. В этом случае в системе MIMO с пространственным мультиплексированием, системе MIMO, в которой матрицы предварительного кодирования являются фиксированными, способе пространственно-временного блочного кодирования, режиме передачи только одного потока и режимах для способов постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования предпочтительно реализовать настоящий вариант осуществления в (под)несущих, для которых выбирается способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования.

Вариант В1 осуществления.

Нижеследующее описывает структурный пример применения способов передачи и способов приема, показанных в вышеописанных вариантах осуществления, и систему, использующую это применение.

Фиг. 78 показывает пример структуры системы, которая включает в себя устройства, реализующие способы передачи и способы приема, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления. Способ передачи и способ приема, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления, реализуются в цифровой вещательной системе 7800, которая показана на фиг. 78 и включает в себя вещательную станцию 7801 и ряд устройств приема, например телевизор 7811, устройство 7812 записи DVD, телевизионную приставку 7813 (STB), компьютер 7820, встроенный в автомобиль телевизор 7841 и мобильный телефон 7830. В частности, вещательная станция 7801 передает мультиплексированные данные, в которых видеоданные, звуковые данные и т.п. мультиплексируются с использованием способов передачи в вышеупомянутых вариантах осуществления, по заранее установленному вещательному диапазону.

Антенна (например, антенны 7810 и 7840), внутренняя для каждого устройства приема или предоставленная внешним образом и подключенная к устройству приема, принимает сигнал, переданный от вещательной станции 7801. Каждое устройство приема получает мультиплексированные данные с использованием способов приема в вышеупомянутых вариантах осуществления, чтобы демодулировать принятый антенной сигнал. Таким образом, цифровая вещательная система 7800 получает полезные результаты настоящего изобретения, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Видеоданные, включенные в мультиплексированные данные, кодированы по способу кодирования кинофильма, совместимому с неким стандартом, например MPEG2 (Экспертная группа по движущимся

изображениям), Улучшенное кодирование видеосигнала (AVC) в MPEG4, VC-1 или т.п. Звуковые данные, включенные в мультимплексированные данные, кодированы по способу кодирования звука, совместимому с неким стандартом, например Dolby Audio Coding (AC)-3, Dolby Digital Plus, Meridian Lossless Packing (MLP), Digital Theater Systems (DTS), DTS-HD, импульсно-кодовая модуляция (PCM) или т.п.

Фиг. 79 - схематичный чертеж, иллюстрирующий типовую структуру устройства 7900 приема для выполнения способов приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления. Как показано на фиг. 79, одним примером структуры устройства 7900 приема является конфигурирование модемного блока в виде одной LSI (или набора микросхем) и конфигурирование блока кодирования в виде отдельной LSI (или набора микросхем). Устройство 7900 приема, показанное на фиг. 79, соответствует компоненту, который включается, например, в телевизор 7811, устройство 7812 записи DVD, STB 7813, компьютер 7820, встроенный в автомобиль телевизор 7841, мобильный телефон 7830 или т.п., проиллюстрированные на фиг. 78. Устройство 7900 приема включает в себя блок 7901 настройки для преобразования высокочастотного сигнала, принятого антенной 7960, в основополосный сигнал, и блок 7902 демодуляции для демодуляции мультимплексированных данных из полученного основополосного сигнала путем преобразования частоты. Способы приема, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления, реализуются в блоке 7902 демодуляции, соответственно получая полезные результаты настоящего изобретения, описанные в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Устройство 7900 приема включает в себя блок 7903 ввода/вывода потока, блок 7904 обработки сигналов, блок 7906 вывода звука и дисплей 7907. Блок 7903 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные и звуковые данные из мультимплексированных данных, полученных блоком 7902 демодуляции. Блок 7904 обработки сигналов декодирует демультимплексированные видеоданные в видеосигнал, используя подходящий способ декодирования кинофильма, и декодирует демультимплексированные звуковые данные в звуковой сигнал, используя подходящий способ декодирования звука. Блок 7906 вывода звука, например динамик, создает звуковой вывод в соответствии с декодированным звуковым сигналом. Дисплей 7907, например монитор, создает видеовывод в соответствии с декодированным видеосигналом.

Например, пользователь может воздействовать на ПДУ 7950, чтобы выбрать канал (ТВ-программу или звуковую передачу), так что информация, указывающая выбранный канал, передается блоку 7910 ввода операции. В ответ устройство 7900 приема из сигналов, принятых с помощью антенны 7960, демодулирует сигнал, перенесенный по выбранному каналу, и применяет декодирование с исправлением ошибок, так что извлекаются данные приема. В то же время устройство 7900 приема принимает управляющие символы, включенные в соответствующий выбранному каналу сигнал и содержащие информацию, указывающую способ передачи сигнала (способ передачи, способ модуляции, способ исправления ошибок и т.п. в вышеупомянутых вариантах осуществления), в точности как описано в вариантах A1-A4 осуществления и как показано на фиг. 5 и 41. С помощью этой информации устройство 7900 приема получает возможность произвести подходящую настройку для операций приема, способа демодуляции, способа декодирования с исправлением ошибок и т.п., чтобы надлежащим образом принимать данные, включенные в символы данных, переданные от вещательной станции (базовой станции). Хотя вышеприведенное описание ориентировано на пример, в котором пользователь выбирает канал с использованием ПДУ 7950, такое же описание применяется к примеру, в котором пользователь выбирает канал с использованием кнопки выбора, предусмотренной на устройстве 7900 приема.

С помощью вышеприведенной структуры пользователь может смотреть вещательную программу, которую устройство 7900 приема принимает с помощью способов приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Устройство 7900 приема в соответствии с этим вариантом осуществления может дополнительно включать в себя блок 7908 записи (привод) для записи различных данных на носитель записи, например магнитный диск, оптический диск или энергонезависимое полупроводниковое запоминающее устройство. Примеры данных, которые записываются блоком 7908 записи, включают в себя данные, содержащиеся в мультимплексированных данных, которые получаются в результате демодуляции и исправления ошибок посредством блока 7902 демодуляции, данные, эквивалентные таким данным (например, данные, полученные путем сжатия данных), и данные, полученные путем обработки киноизображений и/или звука. (Здесь отметим, что может иметь место случай, где никакого декодирования с исправлением ошибок не применяется к сигналу, полученному в результате демодуляции посредством блока 7902 демодуляции, и где устройство 7900 приема проводит дополнительную обработку сигналов после декодирования с исправлением ошибок. То же самое имеет место в нижеследующем описании, где появляется аналогичная формулировка). Отметим, что используемый в этом документе термин "оптический диск" относится к носителю записи, например Цифровому многофункциональному диску (DVD) или BD (диск Blu-ray), который читается и записывается с использованием лазерного луча. Кроме того, используемый в этом документе термин "магнитный диск" относится к носителю записи, например дискете (FD, зарегистрированный товарный знак) или жесткому диску, который записывается путем намагничивания магнитного вещества с помощью магнитного потока. Более того, термин "энергонезависимое полупроводниковое запоминающее устройство" относится к носителю записи, например флэш-памяти или сегнетоэлектрическому оперативному запоминающему устройству, состоящему из полупроводникового элемен-

та (элементов). Конкретные примеры энергонезависимого полупроводникового запоминающего устройства включают в себя карту SD, использующую флэш-память, и твердотельный накопитель (SSD). Естественно, следует принять во внимание, что определенные типы носителей записи, упомянутые в этом документе, являются всего лишь примерами, и могут использоваться любые другие типы носителей записи.

С помощью вышеупомянутой структуры пользователь может записывать вещательную программу, которую устройство 7900 приема принимает с помощью любого из способов приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления, и отложенный просмотр записанной вещательной программы возможен в любое время после трансляции.

В вышеприведенном описании устройства 7900 приема блок 7908 записи записывает мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и исправления ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Однако блок 7908 записи может записать часть данных, извлеченных из данных, содержащихся в мультимплексированных данных. Например, мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и исправления ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, могут содержать контент от услуги широковещательной передачи данных в дополнение к видеоданным и звуковым данным. В этом случае новые мультимплексированные данные могут формироваться путем мультимплексирования видеоданных и звуковых данных без контента от услуги широковещательной передачи, извлеченных из мультимплексированных данных, демодулированных блоком 7902 демодуляции, и блок 7908 записи может записать вновь сформированные мультимплексированные данные. В качестве альтернативы новые мультимплексированные данные могут формироваться путем мультимплексирования любых из видеоданных и звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, и блок 7908 записи может записать вновь сформированные мультимплексированные данные. Блок 7908 записи также может записать контент от услуги широковещательной передачи данных, включенный в мультимплексированные данные, как описано выше.

Устройство 7900 приема, описанное в этом варианте осуществления, может включаться в телевизор, устройство записи (например, устройство записи DVD, устройство записи Blu-ray, устройство записи с HDD, устройство записи SD-карт или т.п.) или мобильный телефон. В таком случае мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, могут содержать данные для исправления ошибок в программном обеспечении, используемом для управления телевизором или устройством записи, или в программном обеспечении, используемом для предотвращения раскрытия личной или конфиденциальной информации. Если содержатся такие данные, то данные устанавливаются в телевизор или устройство записи для исправления ошибок программного обеспечения. Кроме того, если содержатся данные для исправления ошибок в программном обеспечении, установленном на устройстве 7900 приема, то такие данные используются для исправления ошибок, которые может содержать устройство 7900 приема. Эта конфигурация обеспечивает более устойчивую работу телевизора, устройства записи или мобильного телефона, в которых реализуется устройство 7900 приема.

Отметим, что это может быть блок 7903 ввода/вывода потока, который управляет извлечением данных из всех данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, и мультимплексированием извлеченных данных. Точнее говоря, по командам, выданным от не проиллюстрированного на чертежах блока управления, например CPU, блок 7903 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широковещательной передачи данных и т.д. из мультимплексированных данных, демодулированных блоком 7902 демодуляции, извлекает определенные порции данных из демультимплексированных данных и мультимплексирует извлеченные порции данных, чтобы сформировать новые мультимплексированные данные. Порции данных, которые нужно извлечь из демультимплексированных данных, могут определяться пользователем или определяться заранее для соответствующих типов носителей записи.

С помощью вышеупомянутой структуры устройство 7900 приема получает возможность извлекать и записывать только данные, необходимые для просмотра записанной вещательной программы, что эффективно для уменьшения размера данных, которые нужно записать.

В вышеприведенном описании блок 7908 записи записывает мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Однако в качестве альтернативы блок 7908 записи может записать новые мультимплексированные данные, сформированные путем мультимплексирования видеоданных, вновь полученных путем кодирования исходных видеоданных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Здесь способ кодирования кинофильма, который должен применяться, может отличаться от используемого для кодирования исходных видеоданных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых видеоданных меньше, чем у исходных видеоданных. Здесь способ кодирования кинофильма, используемый для формирования новых видеоданных, может представлять стандарт, отличный от исполь-

зуемого для формирования исходных видеоданных. В качестве альтернативы может использоваться один и тот же способ кодирования кинофильма, но с разными параметрами. Аналогичным образом блок 7908 записи может записать новые мультимплексированные данные, сформированные путем мультимплексирования звуковых данных, вновь полученных путем кодирования исходных звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Здесь способ кодирования звука, который должен применяться, может отличаться от используемого для кодирования исходных звуковых данных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых звуковых данных меньше, чем у исходных звуковых данных.

Процесс преобразования исходных видеоданных или звуковых данных, содержащихся в мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, в видеоданные или звуковые данные с другим размером данных или скоростью передачи разрядов выполняется, например, блоком 7903 ввода/вывода потока и блоком 7904 обработки сигналов. Точнее говоря, по командам, выданным от блока управления, например CPU, блок 7903 ввода/вывода потока демультимплексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широкоэмитальной передачи данных и т.д. из мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. По командам, выданным от блока управления, блок 7904 обработки сигналов преобразует демультимплексированные видеоданные и звуковые данные, используя соответственно способ кодирования кинофильма и способ кодирования звука, отличные от способа, который использовался при преобразовании, примененном для получения видеоданных и звуковых данных. По командам, выданным от блока управления, блок 7903 ввода/вывода потока мультимплексирует вновь преобразованные видеоданные и звуковые данные, чтобы сформировать новые мультимплексированные данные. Отметим, что блок 7904 обработки сигналов может проводить преобразование любых из видеоданных или звуковых данных или их обоих в соответствии с командами, выданными от блока управления. К тому же размеры видеоданных и звуковых данных, которые нужно получить путем кодирования, могут задаваться пользователем или определяться заранее для типов носителей записи.

С помощью вышеприведенной конфигурации устройство 7900 приема получает возможность записывать видеоданные и звуковые данные после преобразования данных к размеру, который можно записать на носитель записи, или к размеру или скорости передачи разрядов, которая соответствует скорости чтения или записи у блока 7908 записи. Эта конфигурация дает возможность блоку записи записать программу надлежащим образом, даже если размер, который можно записать на носитель записи, меньше размера данных у мультимплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, или если скорость, с которой блок записи записывает или считывает, ниже скорости передачи разрядов у мультимплексированных данных. Следовательно, отложенный просмотр пользователем записанной программы возможен в любое время после трансляции.

Кроме того, устройство 7900 приема дополнительно включает в себя интерфейс 7909 вывода потока (IF) для передачи мультимплексированных данных, демодулированных блоком 7902 демодуляции, во внешнее устройство через транспортную среду 7930. В одном примере IF 7909 вывода потока может быть устройством радиосвязи, которое передает во внешнее устройство мультимплексированные данные посредством беспроводного носителя (эквивалентного транспортной среде 7930) путем модулирования мультимплексированных данных в соответствии со способом беспроводной связи, совместимым с неким стандартом беспроводной связи, например Wi-Fi (зарегистрированный товарный знак, набор стандартов, включающий в себя IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g и IEEE 802.11n), WiGiG, Wireless HD, Bluetooth, ZigBee или т.п. IF 7909 вывода потока также может быть устройством проводной связи, которое передает во внешнее устройство мультимплексированные данные по линии передачи (эквивалентной транспортной среде 7930), физически подключенной к IF 7909 вывода потока, модулируя мультимплексированные данные с использованием способа связи, совместимого со стандартами проводной связи, например Ethernet, Универсальная последовательная шина (USB), Связь по линии электропередачи (PLC) или Интерфейс для мультимедиа высокой четкости (HDMI).

С помощью вышеупомянутой структуры пользователь может использовать на внешнем устройстве мультимплексированные данные, принятые устройством 7900 приема с использованием способа приема, описанного в соответствии с вышеприведенными вариантами осуществления. Упомянутое в этом документе использование мультимплексированных данных пользователем включает в себя использование мультимплексированных данных для просмотра в реальном масштабе времени на внешнем устройстве, запись мультимплексированных данных с помощью блока записи, включенного во внешнее устройство, и передачу мультимплексированных данных с внешнего устройства на еще одно внешнее устройство.

В вышеприведенном описании устройства 7900 приема IF 7909 вывода потока выводит мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Однако устройство 7900 приема может выводить данные, извлеченные из данных, содержащихся в мультимплексированных данных, а не все данные, содержащиеся в

мультиплексированных данных. Например, мультиплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, могут содержать контент от услуги широкополосной передачи данных в дополнение к видеоданным и звуковым данным. В этом случае IF 7909 вывода потока может вывести мультиплексированные данные, вновь сформированные путем мультиплексирования видеоданных и звуковых данных, извлеченных из мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. В другом примере IF 7909 вывода потока может вывести мультиплексированные данные, вновь сформированные путем мультиплексирования любых из видеоданных и звуковых данных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции.

Отметим, что это может быть блок 7903 ввода/вывода потока, который управляет извлечением данных из всех данных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, и мультиплексированием извлеченных данных. Точнее говоря, по командам, выданным от не проиллюстрированного на чертежах блока управления, например центрального процессора (CPU), блок 7903 ввода/вывода потока демultipлексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широкополосной передачи данных и т.д. из мультиплексированных данных, демодулированных блоком 7902 демодуляции, извлекает определенные порции данных из демultipлексированных данных и мультиплексирует извлеченные порции данных, чтобы сформировать новые мультиплексированные данные. Порции данных, которые нужно извлечь из демultipлексированных данных, могут определяться пользователем или определяться заранее для соответствующих типов IF 7909 вывода потока.

С помощью вышеупомянутой структуры устройство 7900 приема получает возможность извлекать и выводить только данные, необходимые внешнему устройству, что эффективно для уменьшения полосы пропускания, используемой для вывода мультиплексированных данных.

В вышеприведенном описании IF 7909 вывода потока выводит мультиплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Однако в качестве альтернативы IF 7909 вывода потока может вывести новые мультиплексированные данные, сформированные путем мультиплексирования видеоданных, вновь полученных путем кодирования исходных видеоданных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Новые видеоданные кодируются по способу кодирования кинофильма, отличному от используемого для кодирования исходных видеоданных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых видеоданных меньше, чем у исходных видеоданных. Здесь способ кодирования кинофильма, используемый для формирования новых видеоданных, может представлять стандарт, отличный от используемого для формирования исходных видеоданных. В качестве альтернативы может использоваться один и тот же способ кодирования кинофильма, но с разными параметрами. Аналогичным образом IF 7909 вывода потока может вывести новые мультиплексированные данные, сформированные путем мультиплексирования звуковых данных, вновь полученных путем кодирования исходных звуковых данных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Новые звуковые данные кодируются по способу кодирования звука, отличному от используемого для кодирования исходных звуковых данных, так что размер данных или скорость передачи разрядов у новых звуковых данных меньше, чем у исходных звуковых данных.

Процесс преобразования исходных видеоданных или звуковых данных, содержащихся в мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, в видеоданные или звуковые данные с другим размером данных или скоростью передачи разрядов выполняется, например, блоком 7903 ввода/вывода потока и блоком 7904 обработки сигналов. Точнее говоря, по командам, выданным от блока управления, блок 7903 ввода/вывода потока демultipлексирует видеоданные, звуковые данные, контент от услуги широкополосной передачи данных и т.д. из мультиплексированных данных, полученных в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. По командам, выданным от блока управления, блок 7904 обработки сигналов преобразует демultipлексированные видеоданные и звуковые данные, используя соответственно способ кодирования кинофильма и способ кодирования звука, отличные от способа, который использовался при преобразовании, примененном для получения видеоданных и звуковых данных. По командам, выданным от блока управления, блок 7903 ввода/вывода потока мультиплексирует вновь преобразованные видеоданные и звуковые данные, чтобы сформировать новые мультиплексированные данные. Отметим, что блок 7904 обработки сигналов может выполнять преобразование любых из видеоданных или звуковых данных или их обоих в соответствии с командами, выданными от блока управления. К тому же размеры видеоданных и звуковых данных, которые нужно получить путем преобразования, могут задаваться пользователем или определяться заранее для типов IF 7909 вывода потока.

С помощью вышеупомянутой структуры устройство 7900 приема получает возможность выводить

видеоданные и звуковые данные после преобразования данных к скорости передачи разрядов, которая соответствует скорости передачи между устройством 7900 приема и внешним устройством. Эта конфигурация гарантирует, что даже если мультимплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции, выше по скорости передачи разрядов, чем скорость передачи данных во внешнее устройство, то IF вывода потока надлежащим образом выведет во внешнее устройство новые мультимплексированные данные с подходящей скоростью передачи разрядов. Следовательно, пользователь может использовать новые мультимплексированные данные на другом устройстве связи.

Кроме того, устройство 7900 приема также включает в себя интерфейс 7911 звукового и визуального вывода (в дальнейшем IF AV-вывода), который выводит видеосигналы и звуковые сигналы, декодированные блоком 7904 обработки сигналов, во внешнее устройство через внешнюю транспортную среду. В одном примере IF 7911 AV-вывода может быть устройством беспроводной связи, которое передает во внешнее устройство модулированные видеосигналы и звуковые сигналы посредством беспроводного носителя, используя способ беспроводной связи, совместимый со стандартами беспроводной связи, например Wi-Fi (зарегистрированный товарный знак), который является набором стандартов, включающим в себя IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g и IEEE 802.11n, WiGiG, Wireless HD, Bluetooth, ZigBee или т.п. В другом примере IF 7909 вывода потока может быть устройством проводной связи, которое передает во внешнее устройство модулированные видеосигналы и звуковые сигналы по линии передачи, физически подключенной к IF 7909 вывода потока, используя способ связи, совместимый со стандартами проводной связи, например Ethernet, USB, PLC, HDMI или т.п. В еще одном примере IF 7909 вывода потока может быть выводом для соединения кабеля, чтобы выводить видеосигналы и звуковые сигналы в аналоговой форме.

С помощью вышеупомянутой структуры пользователю разрешается использовать на внешнем устройстве видеосигналы и звуковые сигналы, декодированные блоком 7904 обработки сигналов.

Кроме того, устройство 7900 приема дополнительно включает в себя блок 7910 ввода операции для приема пользовательской операции. В соответствии с управляющими сигналами, указывающими пользовательские операции, введенные в блок 7910 ввода операции, устройство 7900 приема выполняет различные операции, например включение или выключение питания, переключение канала приема, включение или выключение отображения текста субтитров, переключение текста субтитров на другой язык, изменение громкости вывода звука из блока 7906 вывода звука и изменение настроек каналов, которые могут приниматься.

Более того, устройство 7900 приема может иметь функцию отображения уровня приема антенны, указывающего качество сигнала, принимаемого устройством 7900 приема. Отметим, что уровень приема антенны является индикатором качества приема, вычисленным на основе, например, Индикации уровня принимаемого сигнала, Индикатора уровня принимаемого сигнала (RSSI), принятой напряженности поля, отношения несущая-шум (C/N), частоты появления ошибочных разрядов (BER), частоты ошибок пакета, частоты ошибок кадра и информации о состоянии канала у сигнала, принятого на устройстве 7900 приема. Другими словами, уровень приема антенны является сигналом, указывающим уровень и качество принятого сигнала. В этом случае блок 7902 демодуляции также включает в себя блок измерения качества приема для измерения характеристик принятого сигнала, например RSSI, принятой напряженности поля, C/N, BER, частоты ошибок пакета, частоты ошибок кадра и информации о состоянии канала. В ответ на пользовательскую операцию устройство 7900 приема отображает уровень приема антенны (то есть сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) на дисплее 7907 способом, идентифицируемым пользователем. Уровень приема антенны (то есть сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) может отображаться в цифрах с использованием числа, которое представляет RSSI, принятую напряженность поля, C/N, BER, частоту ошибок пакета, частоту ошибок кадра, информацию о состоянии канала или т.п. В качестве альтернативы уровень приема антенны может отображаться с использованием изображения, представляющего RSSI, принятую напряженность поля, C/N, BER, частоту ошибок пакета, частоту ошибок кадра, информацию о состоянии канала или т.п. Кроме того, устройство 7900 приема может отображать множество уровней приема антенн (сигналы, указывающие уровень и качество принятого сигнала), вычисленных для каждого из множества потоков s1, s2, ..., принятых и разделенных с использованием способов приема, показанных в вышеупомянутых вариантах осуществления, или один уровень приема антенны (сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала), вычисленный из множества потоков s1, s2, Когда составляющие программу видеоданные и звуковые данные передаются иерархически, устройство 7900 приема также может отображать уровень сигнала (сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) для каждого иерархического уровня.

С помощью вышеупомянутой структуры пользователи способны понять уровень приема антенны (сигнал, указывающий уровень и качество принятого сигнала) в цифрах или визуально во время приема с помощью способов приема, показанных в вышеупомянутых вариантах осуществления.

Хотя устройство 7900 приема описывается выше как содержащее блок 7906 вывода звука, дисплей 7907, блок 7908 записи, IF 7909 вывода потока и IF 7911 AV-вывода, устройству 7900 приема не нужно содержать все эти блоки. При условии, что устройство 7900 приема снабжается по меньшей мере одним

из описанных выше блоков, пользователь получает возможность использовать мультиплексированные данные, полученные в результате демодуляции и декодирования с исправлением ошибок с помощью блока 7902 демодуляции. Устройство 7900 приема поэтому может включать в себя любое сочетание вышеописанных блоков в зависимости от намеченного использования.

Мультиплексированные данные.

Нижеследующее является подробным описанием типовой структуры мультиплексированных данных. Структурой данных, обычно используемой в широко вещании, является транспортный поток MPEG2 (TS), поэтому нижеследующее описание приводится в качестве примера, имеющего отношение к MPEG2-TS. Однако следует принять во внимание, что структура данных у мультиплексированных данных, переданных с помощью способов передачи и приема, описанных в вышеупомянутых вариантах осуществления, не ограничивается MPEG2-TS, и полезные результаты вышеупомянутых вариантов осуществления достигаются, даже если применяется любая другая структура данных.

Фиг. 80 - изображение, иллюстрирующее типовую структуру мультиплексированных данных. Как проиллюстрировано на фиг. 80, мультиплексированные данные получаются путем мультиплексирования одного или нескольких элементарных потоков, которые являются элементами, составляющими вещательную программу (программу или событие, которое является частью программы), предоставляемую в настоящее время через соответствующие службы. Примеры элементарных потоков включают в себя видеопоток, аудиопоток, поток демонстрационной графики (PG) и поток интерактивной графики (IG). В случае, где вещательная программа, переносимая мультиплексированными данными, является фильмом, видеопотоки представляют основное видеоизображение и вложенное видеоизображение, аудиопотоки представляют основной звук фильма и подчиненный звук, который нужно смешать с основным звуком, а поток PG представляет субтитры фильма. Используемый в этом документе термин "основное видеоизображение" относится к видеоизображениям, представленным в обычном виде на экране, тогда как "вложенное видеоизображение" относится к видеоизображениям (например, изображениям текста, объясняющего содержание фильма), которые нужно представить в небольшом окне, вставленном в видеоизображения. Поток IG представляет интерактивное отображение, составленное путем представления компонентов GUI на экране.

Каждый поток, содержащийся в мультиплексированных данных, идентифицируется с помощью идентификатора, называемого PID, однозначно присвоенного потоку. Например, видеопотоку, переносящему основные видеоизображения фильма, присваивается "0x1011", каждому аудиопотоку присваивается разный из диапазона "0x1100"- "0x111F", каждому потоку PG присваивается разный из диапазона "0x1200"- "0x121F", каждому потоку IG присваивается разный из диапазона "0x1400"- "0x141F", каждому видеопотоку, переносящему вложенные видеоизображения фильма, присваивается разный из диапазона "0x1B00"- "0x1B1F", каждому аудиопотоку подчиненного звука, который нужно смешать с основным звуком, присваивается разный из диапазона "0x1A00"- "0x1A1F".

Фиг. 81 - схематичный чертеж, иллюстрирующий пример того, как соответствующие потоки мультиплексируются в мультиплексированные данные. Сначала видеопоток 8101, состоящий из множества видеокадров, преобразуется в последовательность 8102 пакетов PES, а затем в последовательность 8103 пакетов TS, тогда как аудиопоток 8104, состоящий из множества звуковых кадров, преобразуется в последовательность 8105 пакетов PES, а затем в последовательность 8106 пакетов TS. Аналогичным образом поток 8111 PG сначала преобразуется в последовательность 8112 пакетов PES, а затем в последовательность 8113 пакетов TS, тогда как поток 8114 IG преобразуется в последовательность 8115 пакетов PES, а затем в последовательность 8116 пакетов TS. Мультиплексированные данные 8117 получаются путем мультиплексирования последовательностей пакетов TS (8103, 8106, 8113 и 8116) в один поток.

Фиг. 82 иллюстрирует подробности того, как видеопоток делится на последовательность пакетов PES. На фиг. 82 первый ряд показывает последовательность видеокадров, включенных в видеопоток. Второй ряд показывает последовательность пакетов PES. Как указано стрелками уу1, уу2, уу3 и уу4, показанными на фиг. 82, множество единиц представления видеоизображения, а именно I-изображения, В-изображения и Р-изображения, в видеопотоке отдельно сохраняются в полезной нагрузке пакетов PES, изображение за изображением. Каждый пакет PES имеет заголовок PES, и заголовок PES хранит Временную отметку воспроизведения (PTS) и Временную отметку декодирования (DTS), указывающие время отображения и время декодирования у соответствующего изображения.

Фиг. 83 иллюстрирует формат пакета TS, который в итоге будет записан в качестве мультиплексированных данных. Пакет TS является пакетом фиксированной длины в 188 байт и содержит 4-байтовый заголовок TS, содержащий такую информацию, как PID, идентифицирующий поток, и 184-байтовую полезную нагрузку TS, переносящую фактические данные. Описанные выше пакеты PES разделяются для хранения в полезных нагрузках TS у пакетов TS. В случае BD-ROM к каждому пакету TS прикрепляется TP Extra Header в 4 байта, чтобы создать 192-байтовый исходный пакет, который нужно записать в качестве мультиплексированных данных. TP Extra Header содержит такую информацию, как Arrival Time Stamp (Временная отметка поступления, ATS). ATS указывает время для начала передачи пакета TS в фильтр PID декодера. Как показано в самом нижнем ряду на фиг. 83, мультиплексированные данные

включают в себя последовательность исходных пакетов, имеющих номер исходного пакета (SPN), который является номером, последовательно увеличивающимся от начала мультимплексированных данных.

В дополнение к пакетам TS, хранящим потоки, например видео, звук и потоки PG, мультимплексированные данные также включают в себя пакеты TS, хранящие Таблицу взаимосвязи программ (PAT), Таблицу преобразования программ (PMT) и Опорный сигнал программы (PCR). PAT в мультимплексированных данных указывает PID у PMT, используемой в мультимплексированных данных, и PID у PAT является "0". PMT включает в себя PID, идентифицирующие соответствующие потоки, например видео, звук и субтитры, содержащиеся в мультимплексированных данных, и атрибутивную информацию (частота кадров, соотношение сторон и т.п.) у потоков, идентифицированных соответствующими PID. К тому же PMT включает в себя различные типы дескрипторов, относящихся к мультимплексированным данным. Один из таких дескрипторов может быть информацией управления копированием, указывающей, разрешается ли копирование мультимплексированных данных. PCR включает в себя информацию для синхронизации Таймера поступления (ATC), который является осью времени у ATS, с Системным таймером (STC), который является осью времени у PTS и DTS. Точнее говоря, пакет PCR включает в себя информацию, указывающую время STC, соответствующее ATS, в которое должен передаваться пакет PCR.

Фиг. 84 - изображение, подробно иллюстрирующее структуру данных PMT. PMT начинается с заголовка PMT, указывающего длину данных, содержащихся в PMT. После заголовка PMT располагаются дескрипторы, относящиеся к мультимплексированным данным. Одним примером дескриптора, включенного в PMT, является описанная выше информация управления копированием. После дескрипторов размещаются порции информации о потоке, относящиеся к соответствующим потокам, включенным в мультимплексированные данные. Каждая порция информации о потоке состоит из дескрипторов потока, указывающих тип потока, идентифицирующий кодек сжатия, применяемый для соответствующего потока, PID потока и атрибутивной информации потока (частота кадров, соотношение сторон и т.п.). PMT включает в себя столько дескрипторов потока, сколько имеется потоков, включенных в мультимплексированные данные.

Например, при записи на носитель записи мультимплексированные данные записываются вместе с файлом информации о мультимплексированных данных.

Фиг. 85 - изображение, иллюстрирующее структуру файла информации о мультимплексированных данных. Как проиллюстрировано на фиг. 85, файл информации о мультимплексированных данных является управляющей информацией соответствующих мультимплексированных данных и состоит из информации о мультимплексированных данных, информации об атрибутах потока и карты входов. Отметим, что файлы информации о мультимплексированных данных и мультимплексированные данные состоят во взаимно-однозначном соответствии.

Как проиллюстрировано на фиг. 85, информация о мультимплексированных данных состоит из системной скорости, времени начала воспроизведения и времени окончания воспроизведения. Системная скорость указывает максимальную скорость передачи мультимплексированных данных в фильтр PID конечного декодера системы, который описывается позже. Мультимплексированные данные включают в себя ATS с интервалами, заданными так, чтобы не превышать системную скорость. Время начала воспроизведения устанавливается в момент, заданный PTS первого видеокadra в мультимплексированных данных, тогда как время окончания воспроизведения устанавливается в момент, вычисленный путем прибавления периода воспроизведения одного кадра к PTS последнего видеокadra в мультимплексированных данных.

Фиг. 86 иллюстрирует структуру информации об атрибутах потока, содержащейся в файле информации о мультимплексированных данных. Как проиллюстрировано на фиг. 86, информация об атрибутах потока включает в себя порции атрибутивной информации соответствующих потоков, включенных в мультимплексированные данные, и каждая порция атрибутивной информации регистрируется с соответствующим PID. То есть разные порции атрибутивной информации предоставляются для разных потоков, а именно видеопотока, аудиопотока, потока PG и потока IG. Атрибутивная информация видеопотока указывает кодек сжатия, применяемый для сжатия видеопотока, разрешения отдельных изображений, составляющих видеопоток, соотношение сторон, частоту кадров и так далее. Атрибутивная информация аудиопотока указывает кодек сжатия, применяемый для сжатия аудиопотока, количество каналов, включенных в аудиопоток, язык аудиопотока, частоту дискретизации и так далее. Эти порции информации используются для инициализации декодера перед воспроизведением с помощью проигрывателя.

В настоящем варианте осуществления из порций информации, включенных в мультимплексированные данные, используется тип потока, включенный в PMT. В случае, когда мультимплексированные данные записываются на носитель записи, используется атрибутивная информация видеопотока, включенная в файл информации о мультимплексированных данных. Точнее говоря, способ кодирования кинофильма и устройства, описанные в любых из вышеприведенных вариантов осуществления, можно изменить для дополнительного включения этапа или блока по заданию определенной порции информации в типе потока, включенном в PMT, или в атрибутивной информации видеопотока. Определенная порция информации предназначена для указания, что видеоданные формируются с помощью способа кодирования кинофильма и устройства, описанных в этом варианте осуществления. С помощью вышеупомянутой структу-

ры видеоданные, сформированные с помощью способа кодирования кинофильма и устройства, описанных в любом из вышеприведенных вариантов осуществления, отличимы от видеоданных, совместимых с другими стандартами.

Фиг. 87 иллюстрирует типовую структуру устройства 8700 вывода видео и звука, которое включает в себя устройство 8704 приема для приема модулированного сигнала, несущего видеоданные и звуковые данные или данные для трансляции данных от вещательной станции (базовой станции). Отметим, что структура устройства 8704 приема соответствует устройству 7900 приема, проиллюстрированному на фиг. 79. Устройство 8700 вывода видео и звука снабжается, например, операционной системой (OS), а также блоком 8706 связи (устройством для беспроводной локальной сети (LAN) или Ethernet) для установления соединения с Интернетом. С помощью этой структуры гипертекст 8703 (Всемирная паутина, WWW), предоставленный по Интернету, может отображаться в области 8701 отображения одновременно с изображениями 8702, воспроизведенными в области 8701 отображения из видеоданных и звуковых данных или данных, предоставленных с помощью трансляции данных. Воздействуя на ПДУ 8707 (который может быть мобильным телефоном или клавиатурой), пользователь может сделать выбор изображений 8702, воспроизведенных из данных, предоставленных с помощью трансляции данных, или гипертекста 8703, предоставленного по Интернету, чтобы изменить работу устройства 8700 вывода видео и звука. Например, воздействуя на ПДУ для выбора гипертекста 8703, предоставленного по Интернету, пользователь может сменить сайт WWW, отображаемый в настоящее время, на другой сайт. В качестве альтернативы, воздействуя на ПДУ 8707 для выбора изображений 8702, воспроизведенных из видеоданных или звуковых данных либо данных, предоставленных с помощью трансляции данных, пользователь может передать информацию, указывающую выбранный канал (например, выбранную вещательную программу или звуковую передачу). В ответ интерфейс 8705 (IF) получает информацию, переданную от ПДУ, так что устройство 8704 приема работает для получения данных приема путем демодуляции и исправления ошибок сигнала, перенесенного по выбранному каналу. В то же время устройство 8704 приема принимает управляющие символы, включенные в сигнал, соответствующий выбранному каналу, и содержащие информацию, указывающую способ передачи сигнала (в точности как описано в вариантах A1-A4 осуществления и как показано на фиг. 5 и 41). С помощью этой информации устройство 8704 приема получает возможность произвести подходящую настройку для операций приема, способа демодуляции, способа декодирования с исправлением ошибок и т.п., чтобы надлежащим образом принимать данные, включенные в символы данных, переданные от вещательной станции (базовой станции). Хотя вышеприведенное описание ориентировано на пример, в котором пользователь выбирает канал с использованием ПДУ 8707, такое же описание применяется к примеру, в котором пользователь выбирает канал с использованием кнопки выбора, предусмотренной на устройстве 8700 вывода видео и звука.

К тому же устройство 8700 вывода видео и звука может управляться через Интернет. Например, терминал, подключенный к Интернету, может использоваться для проведения настройки на устройстве 8700 вывода видео и звука для предварительно запрограммированной записи (сохранения) (поэтому устройство 8700 вывода видео и звука имело бы блок 8308 записи, как проиллюстрировано на фиг. 83). В этом случае перед началом предварительно запрограммированной записи устройство 8700 вывода видео и звука выбирает канал, так что устройство 8704 приема работает для получения данных приема путем демодуляции и декодирования с исправлением ошибок сигнала, перенесенного по выбранному каналу. В то же время устройство 8704 приема принимает управляющие символы, включенные в соответствующий выбранному каналу сигнал и содержащие информацию, указывающую способ передачи сигнала (способ передачи, способ модуляции, способ исправления ошибок и т.п. в вышеупомянутых вариантах осуществления), в точности как описано в вариантах A1-A4 осуществления и как показано на фиг. 5 и 41. С помощью этой информации устройство 8704 приема получает возможность произвести подходящую настройку для операций приема, способа демодуляции, способа декодирования с исправлением ошибок и т.п., чтобы надлежащим образом принимать данные, включенные в символы данных, переданные от вещательной станции (базовой станции).

Дополнительное объяснение.

В настоящем описании считается, что устройство связи/вещательное устройство, например вещательная станция, базовая станция, точка доступа, терминал, мобильный телефон или т.п., снабжается устройством передачи, и что устройство связи, например телевизор, радиоприемник, терминал, персональный компьютер, мобильный телефон, точка доступа, базовая станция или т.п., снабжается устройством приема. Более того, считается, что устройство передачи и устройство приема в настоящем описании имеют функцию связи и допускают подключение через некоторый вид интерфейса (например, USB) к устройству для выполнения приложений для телевизора, радиоприемника, персонального компьютера, мобильного телефона или т.п.

Кроме того, в настоящем варианте осуществления символы помимо символов данных, например контрольные символы (преамбула, служебное слово, заключение, опорный символ и т.п.), символы для управляющей информации и т.п., могут размещаться в кадре любым способом. Хотя здесь использованы термины "контрольный символ" и "символы для управляющей информации", может использоваться любой термин, поскольку важна сама функция.

Контрольному символу достаточно быть, например, известным символом, модулированным с помощью модуляции PSK в устройствах передачи и приема (или чтобы устройство приема могло синхронизироваться, чтобы узнать символ, переданный устройством передачи). Устройство приема использует этот символ для синхронизации частоты, синхронизации времени, оценки канала (оценки информации о состоянии канала (CSI) для каждого модулированного сигнала), обнаружения сигналов и т.п.

Символ для управляющей информации предназначен для передачи информации помимо данных (о приложениях или т.п.), которую нужно передать партнеру по связи для осуществления связи (например, способ модуляции, способ кодирования с исправлением ошибок, степень кодирования у способа кодирования с исправлением ошибок, настроенная информация на верхнем уровне и т.п.).

Отметим, что настоящее изобретение не ограничивается вышеприведенными вариантами осуществления и может быть реализовано с рядом модификаций. Например, вышеприведенные варианты осуществления описывают устройства связи, но настоящее изобретение не ограничивается этими устройствами и может быть реализовано в виде программного обеспечения для соответствующего способа связи.

Кроме того, описан способ переключения предварительного кодирования, используемый в способе передачи двух модулированных сигналов от двух антенн, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Настоящее изобретение также может быть реализовано в виде способа переключения предварительного кодирования для аналогичного изменения весов (матриц) предварительного кодирования применительно к способу, при котором четыре отображенных сигнала предварительно кодируются, чтобы сформировать четыре модулированных сигнала, которые передаются из четырех антенн, или в более общем смысле, при котором N отображенных сигналов предварительно кодируются, чтобы сформировать N модулированных сигналов, которые передаются из N антенн.

В настоящем описании используются термины "предварительное кодирование", "матрица предварительного кодирования", "весовая матрица предварительного кодирования" и т.п., однако может использоваться любой термин (например, "кодовая книга"), поскольку в настоящем изобретении важна сама обработка сигналов.

Кроме того, в настоящем описании устройство приема описано как использующее вычисление ML, APP, логарифм максимума APP, ZF, MMSE или т.п., что приводит к результатам мягкого решения (логарифмическое правдоподобие, логарифмическое отношение правдоподобия) или результатам жесткого решения ("0" или "1") для каждого разряда данных, переданного устройством передачи. Этот процесс может называться обнаружением, демодуляцией, оценкой или разделением.

Разные данные могут передаваться в потоках $s_1(t)$ и $s_2(t)$, либо могут передаваться одинаковые данные.

Предположим, что предварительно кодированные основополосные сигналы $z_1(i)$, $z_2(i)$ (где i представляет порядок в показателях времени или частоты (несущей)) формируются путем предварительного кодирования основополосных сигналов $s_1(i)$ и $s_2(i)$ для двух потоков наряду с постоянным переключением между матрицами предварительного кодирования. Пусть синфазной составляющей I и квадратурной составляющей Q у предварительно кодированного основополосного сигнала $z_1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно и пусть синфазной составляющей I и квадратурной составляющей Q у предварительно кодированного основополосного сигнала $z_2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно. В этом случае основополосные составляющие могут переключаться, и модулированные сигналы, соответствующие переключенному основополосному сигналу $r_1(i)$ и переключенному основополосному сигналу $r_2(i)$, могут передаваться из разных антенн одновременно и на одинаковой частоте путем передачи модулированного сигнала, соответствующего переключенному основополосному сигналу $r_1(i)$, из передающей антенны 1 и модулированного сигнала, соответствующего основополосному сигналу $r_2(i)$, из передающей антенны 2 одновременно и на одинаковой частоте. Основополосные составляющие могут переключаться следующим образом.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_1(i)$ будут $I_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_1(i)$ будут $I_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_1(i)$ будут $I_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ будут $Q_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_1(i)$ будут $I_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ будут $Q_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного

сигнала $g1(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $I_1(i)$ и $Q_2(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $I_2(i)$ и $Q_1(i)$ соответственно.

Пусть синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g2(i)$ будут $Q_2(i)$ и $I_1(i)$ соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $g1(i)$ будут $Q_1(i)$ и $I_2(i)$ соответственно.

В вышеприведенном описании предварительно кодируются сигналы в двух потоках и переключаются синфазные составляющие и квадратурные составляющие предварительно кодированных сигналов, но настоящее изобретение этим не ограничивается. Могут предварительно кодироваться сигналы более чем в двух потоках, и синфазные составляющие и квадратурные составляющие предварительно кодированных сигналов могут переключаться.

Каждая из передающих антенн в устройстве передачи и приемных антенн в устройстве приема, показанных на чертежах, может быть образована множеством антенн.

В этом описании символ " \forall " представляет квантор всеобщности, а символ " \exists " представляет квантор существования.

Кроме того, в этом описании единицами фазы, такими как аргумент, на комплексной плоскости являются радианы.

При использовании комплексной плоскости комплексные числа могут быть показаны в полярном виде с помощью полярных координат. Если комплексное число $z=a+jb$ (где a и b - вещественные числа, а j - мнимая единица) соответствует точке (a, b) на комплексной плоскости, и эта точка представляется в полярных координатах в виде $[r, \theta]$, то имеют место следующие уравнения:

$$a=r \times \cos \theta,$$

$$b=r \times \sin \theta.$$

Математическое выражение 303

$$r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

где r - абсолютное значение z ($r=|z|$), а θ - аргумент. Кроме того, $z=a+jb$ представляется как $re^{j\theta}$.

В описании настоящего изобретения основополосный сигнал, модулированный сигнал $s1$, модулированный сигнал $s2$, модулированный сигнал $z1$ и модулированный сигнал $z2$ являются комплексными сигналами. Комплексные сигналы представляются как $I+jQ$ (где j - мнимая единица), причем I является синфазным сигналом, а Q является квадратурным сигналом. В этом случае I может быть нулем, или Q может быть нулем.

Способ назначения разных матриц предварительного кодирования кадрам (во временной области и/или частотной области), описанный в данном описании (например, варианте 1 осуществления), может быть реализован с использованием иных матриц предварительного кодирования, нежели разные матрицы предварительного кодирования в этом описании. Способ постоянного переключения между матрица-

ми предварительного кодирования также может сосуществовать или переключаться с другими способами передачи. В этом случае способ постоянного переключения между разными матрицами предварительного кодирования, описанный в этом описании, с тем же успехом может быть реализован с использованием разных матриц предварительного кодирования.

Фиг. 59 показывает пример вещательной системы, которая использует способ постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, описанный в этом описании. На фиг. 59 видеокодер 5901 принимает видеоизображения в качестве ввода, кодирует видеоизображения и выводит кодированные видеоизображения в качестве данных 5902. Аудиокодер 5903 принимает звук в качестве ввода, кодирует звук и выводит кодированный звук в качестве данных 5904. Кодер 5905 данных принимает данные в качестве ввода, кодирует данные (например, с помощью сжатия данных) и выводит кодированные данные в качестве данных 5906. Вместе эти кодеры называются кодерами 5900 информационных источников.

Блок 5907 передачи принимает в качестве ввода данные 5902 кодированного видео, данные 5904 кодированного звука и данные 5906 кодированных данных, задает некоторые или все эти порции данных в качестве данных передачи и выводит сигналы передачи с 5908_1 по 5908_N после выполнения обработки, например кодирования с исправлением ошибок, модуляции и предварительного кодирования (например, обработки сигналов в устройстве передачи на фиг. 3). Сигналы передачи с 5908_1 по 5908_N передаются антеннами с 5909_1 по 5909_N в виде радиоволн.

Блок 5912 приема принимает в качестве ввода принятые сигналы с 5911_1 по 5911_M, принятые антеннами с 5910_1 по 5910_M, выполняет обработку, например преобразование частоты, декодирование предварительного кодирования, вычисление логарифмического отношения правдоподобия и декодирование с исправлением ошибок (например, обработку с помощью устройства приема на фиг. 7), и выводит принятые данные 5913, 5915 и 5917. Декодеры 5919 информационных источников в качестве ввода принимают принятые данные 5913, 5915 и 5917. Видеодекодер 5914 принимает в качестве ввода принятые данные 5913, выполняет декодирование видео и выводит видеосигнал. Видеоизображения затем показываются на телевизоре или мониторе. Кроме того, звуковой декодер 5916 принимает в качестве ввода принятые данные 5915, выполняет декодирование звука и выводит звуковой сигнал. Звук затем воспроизводится динамиком. Декодер 5918 данных принимает в качестве ввода принятые данные 5917, выполняет декодирование данных и выводит информацию в данных.

В вышеупомянутых вариантах осуществления, описывающих настоящее изобретение, количество кодеров в устройстве передачи при использовании способа передачи с несколькими несущими, например OFDM, может быть любым числом, как описано выше. Поэтому, как на фиг. 4, возможно, что устройство передачи содержит один кодер и адаптирует способ распределения вывода к способу передачи с несколькими несущими, например OFDM. В этом случае радиоблоки 310A и 310B на фиг. 4 заменяются относящимися к OFDM процессорами 1301A и 1301B на фиг. 13. Описание относящихся к OFDM процессоров выполняется согласно варианту 1 осуществления.

Хотя это описание относится к "способу переключения между разными матрицами предварительного кодирования", конкретный "способ переключения между разными матрицами предварительного кодирования", проиллюстрированный в этом описании, является всего лишь примером. Все варианты осуществления в этом описании могут быть реализованы аналогичным образом путем замены "способа переключения между разными матрицами предварительного кодирования" "способом постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, использующим множество разных матриц предварительного кодирования".

Программы для выполнения вышеприведенного способа передачи могут, например, заранее сохраняться в постоянном запоминающем устройстве (ROM) и вызываться на выполнение центральным процессором (CPU).

Кроме того, программы для выполнения вышеприведенного способа передачи могут храниться на машиночитаемом носителе записи, программы, сохраненные на этом носителе записи, могут загружаться в оперативное запоминающее устройство (RAM) компьютера, и компьютер можно заставить работать в соответствии с теми программами.

Компоненты в вышеприведенных вариантах осуществления обычно могут собираться в виде Большой интегральной схемы (LSI), некоторого типа интегральной схемы. Отдельные компоненты соответственно можно переделать в гибридные ИС либо часть или все компоненты в каждом варианте осуществления можно переделать в одну ИС. Хотя упоминается LSI, могут использоваться термины "Интегральная схема (ИС)", системная LSI, супер-LSI или ультра-LSI в зависимости от степени интеграции. Кроме того, способ для монтажа интегральных схем не ограничивается LSI, и может использоваться специализированная схема или универсальный процессор. Может использоваться программируемая пользователем вентильная матрица (FPGA), которая является программируемой после производства LSI, или реконфигурируемый процессор, который допускает реконфигурацию соединений и настроек элементов схемы внутри LSI.

Кроме того, если вследствие прогресса в полупроводниковой технологии или другой производной технологии появляется технология для создания интегральных схем, которая заменяет LSI, интеграция

функциональных блоков, естественно, может выполняться с использованием такой технологии. Возможно применение биотехнологии или т.п.

Способ предварительного кодирования в соответствии с вариантом осуществления настоящего изобретения выполняется устройством передачи, которое передает первый и второй сигнал передачи из множества разных выходов в одной и той же полосе частот и в одно время, причем первый и второй сигнал передачи формируются из базового модулированного сигнала, образованного из базового потока, и модулированного сигнала расширения, образованного из потока расширения с данными, отличающимися от базового потока, способ предварительного кодирования содержит этап: формирования предварительно кодированного модулированного сигнала расширения путем выбора матрицы предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования и предварительного кодирования модулированного сигнала расширения с использованием выбранной матрицы предварительного кодирования, при этом выбор матрицы предварительного кодирования постоянно переключается, где первый и второй сигнал передачи формируются из сигнала в соответствии с базовым модулированным сигналом и из предварительно кодированного модулированного сигнала расширения.

Устройство обработки сигналов, выполняющее способ предварительного кодирования в соответствии с вариантом осуществления настоящего изобретения, устанавливается в устройство передачи, которое передает первый и второй сигнал передачи из множества разных выходов в одной и той же полосе частот и в одно время, причем первый и второй сигнал передачи формируются из базового модулированного сигнала, образованного из базового потока, и модулированного сигнала расширения, образованного из потока расширения с данными, отличающимися от базового потока, где предварительно кодированный модулированный сигнал расширения формируется путем выбора матрицы предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования и предварительного кодирования модулированного сигнала расширения с использованием выбранной матрицы предварительного кодирования, при этом выбор матрицы предварительного кодирования постоянно переключается, и первый и второй сигнал передачи формируются из сигнала в соответствии с базовым модулированным сигналом и из предварительно кодированного модулированного сигнала расширения.

Способ передачи в соответствии с вариантом осуществления настоящего изобретения предназначен для устройства передачи, которое передает первый и второй сигнал передачи из множества разных выходов в одной и той же полосе частот и в одно время, причем первый и второй сигнал передачи формируются из базового модулированного сигнала, образованного из базового потока, и модулированного сигнала расширения, образованного из потока расширения с данными, отличающимися от базового потока, способ передачи содержит этапы: формирования предварительно кодированного модулированного сигнала расширения путем выбора матрицы предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования и предварительного кодирования модулированного сигнала расширения с использованием выбранной матрицы предварительного кодирования, при этом выбор матрицы предварительного кодирования постоянно переключается; формирования первого и второго сигнала передачи из сигнала в соответствии с базовым модулированным сигналом и из предварительно кодированного модулированного сигнала расширения; передачи первого сигнала передачи из одного или нескольких первых выходов, и передачи второго сигнала передачи из одного или нескольких вторых выходов, которые отличаются от одного или нескольких первых выходов, где при предварительном кодировании кодированного блока на основе модулированного сигнала расширения пусть количеством временных интервалов, необходимых для передачи кодированного блока в виде первого и второго сигнала передачи в соответствии со способом модуляции, будет M , количеством множества матриц предварительного кодирования, которые отличаются друг от друга, будет N , индексом для идентификации каждой из множества матриц предварительного кодирования будет F (F находится в пределах от 1 до N), и количеством временных интервалов, которым назначается матрица предварительного кодирования с индексом F , будет $C[F]$ ($C[F]$ меньше M), тогда каждая из множества матриц предварительного кодирования назначается M временным интервалам, используемым для передачи кодированного блока, так что для любых a, b (где a, b находятся в пределах от 1 до N и $a \neq b$) разность между $C[a]$ и $C[b]$ равна 0 или 1.

Устройство передачи в соответствии с вариантом осуществления настоящего изобретения передает первый и второй сигнал передачи из множества разных выходов в одной и той же полосе частот и в одно время, причем первый и второй сигнал передачи формируются из базового модулированного сигнала, образованного из базового потока, и модулированного сигнала расширения, образованного из потока расширения с данными, отличающимися от базового потока, устройство передачи содержит взвешивающий блок, сконфигурированный для формирования предварительно кодированного модулированного сигнала расширения путем выбора матрицы предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования и предварительного кодирования модулированного сигнала расширения с использованием выбранной матрицы предварительного кодирования, при этом выбор матрицы предварительного кодирования постоянно переключается; и блок передачи, сконфигурированный для формирования первого и второго сигнала передачи из сигнала в соответствии с базовым модулированным сигналом и из предварительно кодированного модулированного сигнала расширения, передачи первого сигнала передачи из одного или нескольких первых выходов, и передачи второго сигнала передачи из одно-

го или нескольких вторых выходов, которые отличаются от одного или нескольких первых выходов, где при предварительном кодировании кодированного блока на основе модулированного сигнала расширения пусть количеством временных интервалов, необходимых для передачи кодированного блока в виде первого и второго сигнала передачи в соответствии со способом модуляции, будет M , количеством множества матриц предварительного кодирования, которые отличаются друг от друга, будет N , индексом для идентификации каждой из множества матриц предварительного кодирования будет F (F находится в пределах от 1 до N), и количеством временных интервалов, которым назначается матрица предварительного кодирования с индексом F , будет $C[F]$ ($C[F]$ меньше M), тогда взвешивающий блок назначает каждую из множества матриц предварительного кодирования M временным интервалам, используемым для передачи кодированного блока, так что для любых a, b (где a, b находятся в пределах от 1 до N и $a \neq b$) разность между $C[a]$ и $C[b]$ равна 0 или 1.

Способ приема в соответствии с вариантом осуществления настоящего изобретения предназначен для устройства приема, чтобы принять первый и второй сигнал передачи, переданные устройством передачи из множества разных выходов в одной и той же полосе частот и в одно время, где базовый модулированный сигнал образуется из базового потока, а модулированный сигнал расширения образуется из потока расширения с данными, отличающимися от базового потока, предварительно кодированный модулированный сигнал расширения формируется путем выбора матрицы предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования и предварительного кодирования модулированного сигнала расширения с использованием выбранной матрицы предварительного кодирования, при этом выбор матрицы предварительного кодирования постоянно переключается, и первый и второй сигнал передачи формируются из сигнала в соответствии с базовым модулированным сигналом и из предварительно кодированного модулированного сигнала расширения, причем способ приема содержит этапы приема и демодуляции первого и второго сигнала передачи с использованием способа демодуляции в соответствии со способом модуляции, используемым на базовом модулированном сигнале и модулированном сигнале расширения, и выполнения декодирования с исправлением ошибок для получения данных. В способе приема, когда предварительно кодируется кодированный блок на основе модулированного сигнала расширения, пусть количеством временных интервалов, необходимых для передачи кодированного блока в виде первого и второго сигнала передачи в соответствии со способом модуляции, будет M , количеством множества матриц предварительного кодирования, которые отличаются друг от друга, будет N , индексом для идентификации каждой из множества матриц предварительного кодирования будет F (F находится в пределах от 1 до N), и количеством временных интервалов, которым назначается матрица предварительного кодирования с индексом F , будет $C[F]$ ($C[F]$ меньше M), тогда каждая из множества матриц предварительного кодирования назначается M временным интервалам, используемым для передачи кодированного блока, так что для любых a, b (где a, b находятся в пределах от 1 до N и $a \neq b$) разность между $C[a]$ и $C[b]$ равна 0 или 1.

Устройство приема в соответствии с вариантом осуществления настоящего изобретения предназначено для приема первого и второго сигнала передачи, переданных устройством передачи из множества разных выходов в одной и той же полосе частот и в одно время, где базовый модулированный сигнал образуется из базового потока, а модулированный сигнал расширения образуется из потока расширения с данными, отличающимися от базового потока, предварительно кодированный модулированный сигнал расширения формируется путем выбора матрицы предварительного кодирования из множества матриц предварительного кодирования и предварительного кодирования модулированного сигнала расширения с использованием выбранной матрицы предварительного кодирования, при этом выбор матрицы предварительного кодирования постоянно переключается, и первый и второй сигнал передачи формируются из сигнала в соответствии с базовым модулированным сигналом и из предварительно кодированного модулированного сигнала расширения, устройство приема принимает и демодулирует первый и второй сигнал передачи с использованием способа демодуляции в соответствии со способом модуляции, используемым на базовом модулированном сигнале и модулированном сигнале расширения, и выполняет декодирование с исправлением ошибок для получения данных. В устройстве приема, когда предварительно кодируется кодированный блок на основе модулированного сигнала расширения, пусть количеством временных интервалов, необходимых для передачи кодированного блока в виде первого и второго сигнала передачи в соответствии со способом модуляции, будет M , количеством множества матриц предварительного кодирования, которые отличаются друг от друга, будет N , индексом для идентификации каждой из множества матриц предварительного кодирования будет F (F находится в пределах от 1 до N), и количеством временных интервалов, которым назначается матрица предварительного кодирования с индексом F , будет $C[F]$ ($C[F]$ меньше M), тогда каждая из множества матриц предварительного кодирования назначается M временным интервалам, используемым для передачи кодированного блока, так что для любых a, b (где a, b находятся в пределах от 1 до N и $a \neq b$) разность между $C[a]$ и $C[b]$ равна 0 или 1.

Дополнительное объяснение 2.

Предположим, что предварительно кодированные основополосные сигналы $z_1(i)$, $z_2(i)$ (где i представляет порядок в показателях времени или частоты (несущей)) формируются путем предварительного

В вышеприведенном описании предварительно кодируются сигналы в двух потоках и переключаются

соответственно, а синфазной составляющей и квадратурной составляющей у переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ 8803_2 будут $I_{r_2}(i)$ и $Q_{r_2}(i)$ соответственно, тогда синфазная составляющая $I_{r_1}(i)$ и квадратурная составляющая $Q_{r_1}(i)$ переключенного основополосного сигнала $r_1(i)$ 8803_1 и синфазная составляющая $I_{r_2}(i)$ и квадратурная составляющая $Q_{r_2}(i)$ переключенного основополосного сигнала $r_2(i)$ 8803_2 выражаются как одно из описанных выше значений. Отметим, что в этом примере описано переключение предварительно кодированных основополосных сигналов в одно время (или на одной и той же частоте ((под) несущей), но могут переключаться предварительно кодированные основополосные сигналы в разные моменты (или на разных частотах ((под)несущих), как описано выше.

Кроме того, модулированный сигнал, соответствующий переключенному основополосному сигналу $r_1(i)$ 8803_1 и переключенному основополосному сигналу $r_2(i)$ 8803_2, может передаваться из разных антенн одновременно и на одинаковой частоте, например, путем передачи модулированного сигнала, соответствующего переключенному основополосному сигналу $r_1(i)$ 8803_1, из антенны 1 и модулированного сигнала, соответствующего переключенному основополосному сигналу $r_2(i)$ 8803_2, из антенны 2 одновременно и на одинаковой частоте.

Способ размещения символов, описанный в вариантах осуществления с A1 по A4 и в варианте 1 осуществления, может быть аналогичным образом реализован в качестве способа предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования, использующего множество разных матриц предварительного кодирования, причем способ предварительного кодирования отличается от "способа для переключения между разными матрицами предварительного кодирования" в настоящем описании. То же самое имеет место для других вариантов осуществления. Нижеследующее является дополнительным объяснением касательно множества разных матриц предварительного кодирования.

Пусть N матриц предварительного кодирования представлены как $F[0], F[1], F[2], \dots, F[N-3], F[N-2], F[N-1]$ для способа предварительного кодирования для постоянного переключения между матрицами предварительного кодирования. В этом случае упоминаемое выше "множество разных матриц предварительного кодирования" предполагается удовлетворяющим следующим двум условиям (условию *1 и условию *2).

Математическое выражение 304.

Условие *1

$$F[x] \neq F[y] \text{ для } \forall x, \forall y (x, y=0, 1, 2, \dots, N-3, N-2, N-1; x \neq y).$$

Из условия *1 следует, что "(пусть x будет целым числом от 0 до $N-1$, y будет целым числом от 0 до $N-1$ и $x \neq y$) для всех x и всех y , $F[x] \neq F[y]$ ".

Математическое выражение 305.

Условие *2

$$F[x] = k \times F[y].$$

Пусть x будет целым числом от 0 до $N-1$, y будет целым числом от 0 до $N-1$ и $x \neq y$, тогда для всех x и всех y не существует вещественного или комплексного числа k , удовлетворяющего вышеприведенному уравнению.

Нижеследующее является дополнительным объяснением с использованием матрицы 2×2 в качестве примера. Пусть матрицы 2×2 R и S будут представлены следующим образом.

Математическое выражение 306

$$R = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

Математическое выражение 307

$$S = \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix}$$

Пусть $a = Ae^{j\delta_{11}}$, $b = Be^{j\delta_{12}}$, $c = Ce^{j\delta_{21}}$ и $d = De^{j\delta_{22}}$, и $e = Ee^{j\gamma_{11}}$, $f = Fe^{j\gamma_{12}}$, $g = Ge^{j\gamma_{21}}$ и $h = He^{j\gamma_{22}}$. A, B, C, D, E, F, G и H являются вещественными числами, равными 0 или больше, $\delta_{11}, \delta_{12}, \delta_{21}, \delta_{22}, \gamma_{11}, \gamma_{12}, \gamma_{21}$ и γ_{22} выражаются в радианах. В этом случае $R \neq S$ означает, что имеет место по меньшей мере одно из следующего: (1) $a \neq e$, (2) $b \neq f$, (3) $c \neq g$ и (4) $d \neq h$.

Матрица предварительного кодирования может быть матрицей R , в которой одно из a, b, c и d является нулем. Другими словами, матрица предварительного кодирования может быть такой, что (1) a является нулем, b, c и d не являются нулем; (2) b является нулем, a, c и d не являются нулем; (3) c является нулем, a, b и d не являются нулем; или (4) d является нулем, a, b и c не являются нулем.

В примере системы при описании настоящего изобретения описывалась система связи, использующая способ MIMO, в котором два модулированных сигнала передаются из двух антенн и принимаются двумя антеннами. Однако настоящее изобретение, конечно, можно также применить в системе связи, использующей способ с несколькими входами и одним выходом (MISO). В случае способа MISO выбор способа предварительного кодирования для постоянного переключения между множеством матриц предварительного кодирования в устройстве передачи такой же, как описан выше. С другой стороны, устройство приема не снабжается антенной 701_Y, радиоблоком 703_Y, блоком 707_1 оценки колебания

канала для модулированного сигнала $z1$ или блоком 707_2 оценки колебания канала для модулированного сигнала $z2$. Однако в этом случае обработка, подробно изложенная в настоящем описании, с тем же успехом может выполняться для оценивания данных, переданных устройством передачи. Отметим, что широко известно, что множество сигналов, переданных на одинаковой частоте и одновременно, можно принять с помощью одной антенны и декодировать (для приема одной антенной достаточно выполнить вычисление, например вычисление ML (логарифм максимума APP или т.п.)). В настоящем изобретении достаточно, чтобы блок 711 обработки сигналов на фиг. 7 выполнял демодуляцию (обнаружение) с учетом способа предварительного кодирования для постоянного переключения, который используется на передающей стороне.

Промышленная применимость

Настоящее изобретение широко применимо к беспроводным системам, которые передают разные модулированные сигналы из множества антенн, например к системе OFDM-MIMO. Кроме того, в системе проводной связи с множеством мест передачи (например, системе связи по линии электропередачи (PLC), системе оптической связи или системе Цифровой абонентской линии (DSL)) настоящее изобретение может быть приспособлено к MIMO, и в этом случае множество мест передачи используется для передачи множества модулированных сигналов, как описано настоящим изобретением. Модулированный сигнал также может передаваться из множества мест передачи.

Список ссылок:

302A, 302B - кодер,
 304A, 304B - перемежитель,
 306A, 306B - устройство отображения,
 314 - блок формирования информации взвешивания,
 308A, 308B - взвешивающий блок,
 310A, 310B - радиоблок,
 312A, 312B - антенна,
 402 - кодер,
 404 - блок распределения,
 504#1, 504#2 - передающая антенна,
 505#1, 505#2 - приемная антенна,
 600 - взвешивающий блок,
 703_X - радиоблок,
 701_X - антенна,
 705_1 - блок оценки колебания канала,
 705_2 - блок оценки колебания канала,
 707_1 - блок оценки колебания канала,
 707_2 - блок оценки колебания канала,
 709 - блок декодирования управляющей информации,
 711 - блок обработки сигналов,
 803 - ВНУТРЕННИЙ детектор MIMO,
 805A, 805B - блок вычисления логарифмического правдоподобия,
 807A, 807B - обращенный перемежитель,
 809A, 809B - блок вычисления логарифмического отношения правдоподобия,
 811A, 811B - декодер с мягким входом/выходом,
 813A, 813B - перемежитель,
 815 - запоминающее устройство,
 819 - блок формирования весового коэффициента,
 901 - декодер с мягким входом/выходом,
 903 - блок распределения,
 1301A, 1301B - относящийся к OFDM процессор,
 1402A, 1402A - последовательно/параллельный преобразователь,
 1404A, 1404B - блок переупорядочения,
 1406A, 1406B - обратный быстрый преобразователь Фурье,
 1408A, 1408B - радиоблок,
 2200 - блок формирования веса предварительного кодирования,
 2300 - блок переупорядочения,
 4002 - кодирующая группа.

ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

1. Способ формирования сигналов для формирования из множества основополосных сигналов множества предварительно кодированных сигналов, которые нужно передать одновременно в одной и той же ширине полосы частот, содержащий этапы, на которых

выбирают для каждого временного интервала матрицу $F[i]$ предварительного кодирования из N матриц предварительного кодирования таким образом, что для x -го временного интервала выбирается матрица $F[x \bmod N]$ предварительного кодирования, причем N матриц предварительного кодирования задают предварительное кодирование, выполняемое над множеством основополосных сигналов, i - целое число от 0 до $N-1$, N - целое число, равное по меньшей мере 2, x - целое число, не меньшее 0, и \bmod обозначает оператор взятия остатка от деления;

формируют первый кодированный блок и второй кодированный блок в виде первого множества разрядов и второго множества разрядов соответственно путем применения заранее установленного способа блочного кодирования с исправлением ошибок к входным данным;

формируют первый основополосный сигнал $s1$ и второй основополосный сигнал $s2$ соответственно из первого кодированного блока и второго кодированного блока, используя заранее установленный способ модуляции, так чтобы в каждом из первого основополосного сигнала $s1$ и второго основополосного сигнала $s2$ имелось M символов, где M - целое число, равное по меньшей мере 2;

формируют первый предварительно кодированный сигнал $z1$ и второй предварительно кодированный сигнал $z2$ путем предварительного кодирования, в соответствии с выбранной матрицей $F[i]$ предварительного кодирования, первого основополосного сигнала $s1$ и второго основополосного сигнала $s2$, при этом каждый из первого предварительно кодированного сигнала $z1$ и второго предварительно кодированного сигнала $z2$ передается с использованием M временных интервалов, при этом первый предварительно кодированный сигнал $z1$ и второй предварительно кодированный сигнал $z2$ удовлетворяют уравнению $(z1, z2)^T = F[i](s1, s2)^T$, где $(z1, z2)^T$ - транспонированная матрица от $(z1, z2)$, а $(s1, s2)^T$ - транспонированная матрица от $(s1, s2)$.

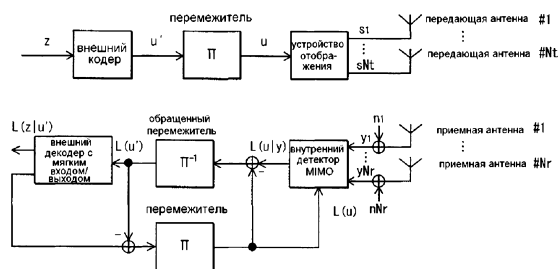
2. Устройство формирования сигналов для формирования из множества основополосных сигналов множества предварительно кодированных сигналов, которые нужно передать одновременно в одной и той же ширине полосы частот, содержащее процессор и запоминающее устройство, в котором хранится программа, причем исполнение данной программы процессором предписывает процессору выполнять

выбор для каждого временного интервала матрицы $F[i]$ предварительного кодирования из N матриц предварительного кодирования таким образом, что для x -го временного интервала выбирается матрица $F[x \bmod N]$ предварительного кодирования, причем N матриц предварительного кодирования задают предварительное кодирование, выполняемое над множеством основополосных сигналов, i - целое число от 0 до $N-1$, N - целое число, равное по меньшей мере 2, x - целое число, не меньшее 0, и \bmod обозначает оператор взятия остатка от деления;

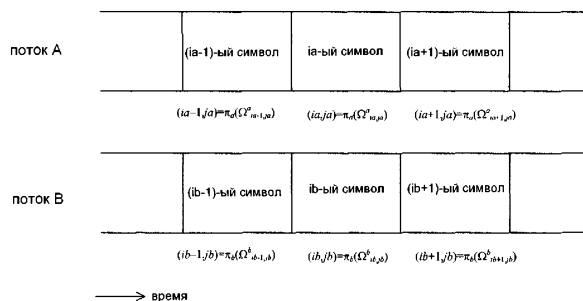
формирование первого кодированного блока и второго кодированного блока в виде первого множества разрядов и второго множества разрядов соответственно путем применения заранее установленного способа блочного кодирования с исправлением ошибок к входным данным;

формирование первого основополосного сигнала $s1$ и второго основополосного сигнала $s2$ соответственно из первого кодированного блока и второго кодированного блока, используя заранее установленный способ модуляции, так чтобы в каждом из первого основополосного сигнала $s1$ и второго основополосного сигнала $s2$ имелось M символов, где M - целое число, равное по меньшей мере 2;

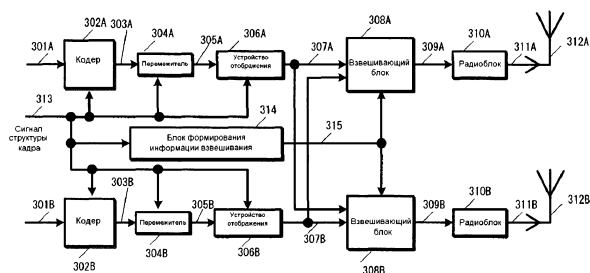
формирование первого предварительно кодированного сигнала $z1$ и второго предварительно кодированного сигнала $z2$ путем предварительного кодирования, в соответствии с выбранной матрицей $F[i]$ предварительного кодирования, первого основополосного сигнала $s1$ и второго основополосного сигнала $s2$ для передачи каждого из первого предварительно кодированного сигнала $z1$ и второго предварительно кодированного сигнала $z2$ с использованием M временных интервалов, при этом первый предварительно кодированный сигнал $z1$ и второй предварительно кодированный сигнал $z2$ удовлетворяют уравнению $(z1, z2)^T = F[i](s1, s2)^T$, где $(z1, z2)^T$ - транспонированная матрица от $(z1, z2)$, а $(s1, s2)^T$ - транспонированная матрица от $(s1, s2)$.



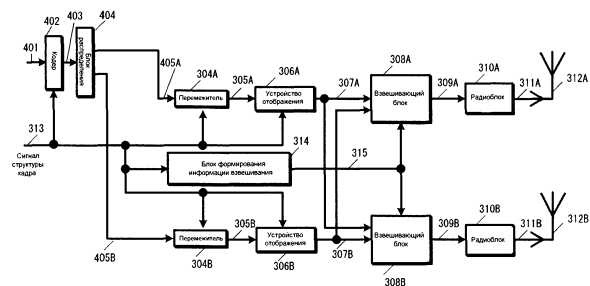
Фиг. 1



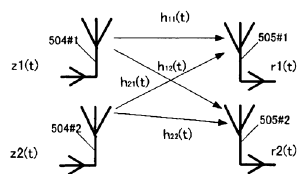
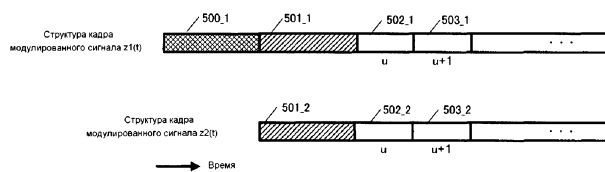
Фиг. 2



Фиг. 3

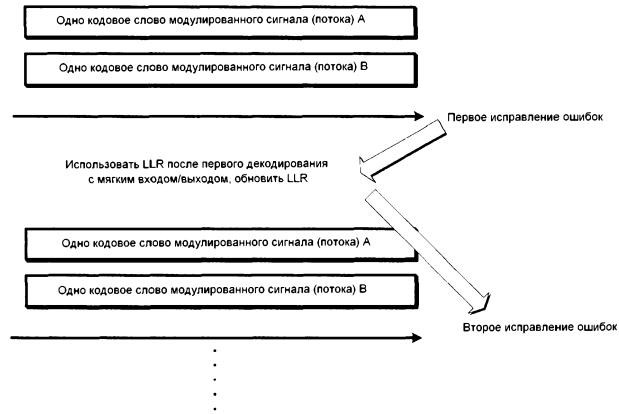


Фиг. 4

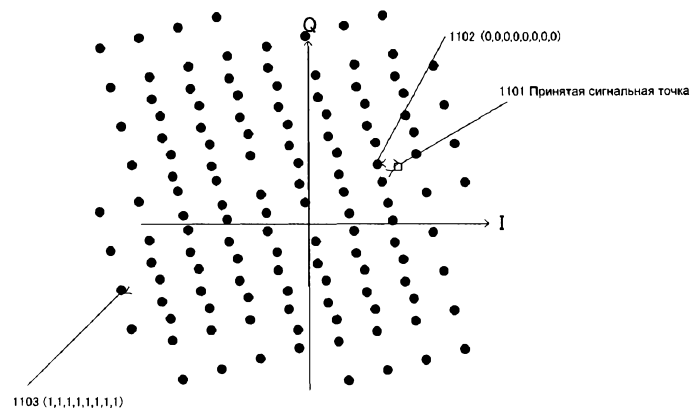


Фиг. 5

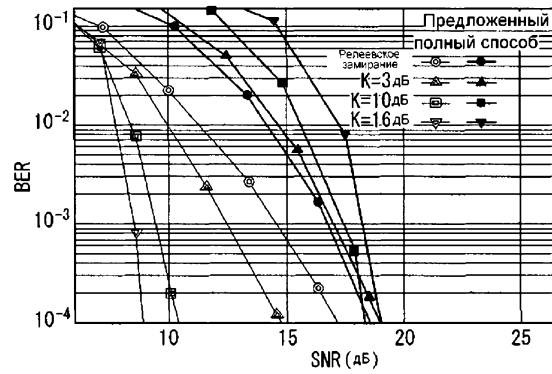




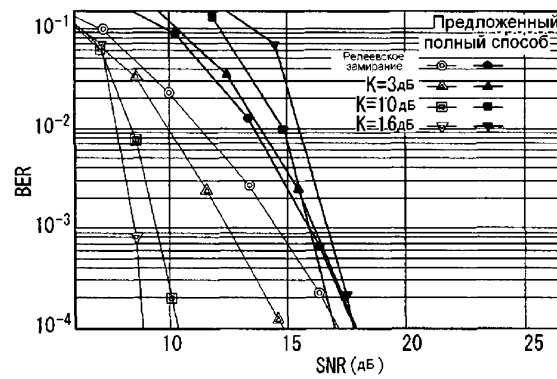
Фиг. 10



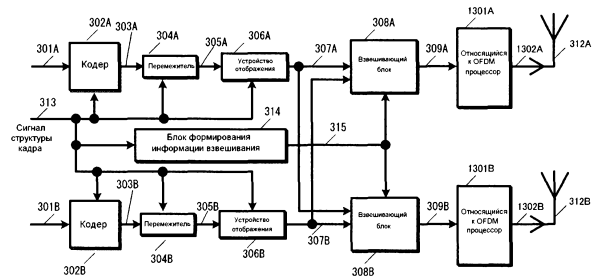
Фиг. 11



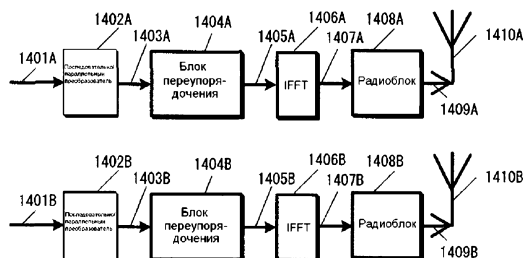
Фиг. 12А



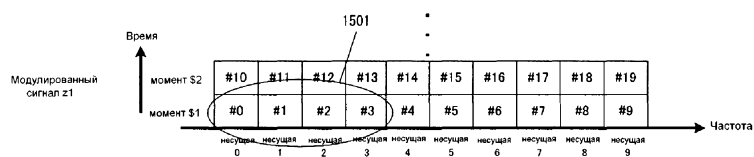
Фиг. 12В



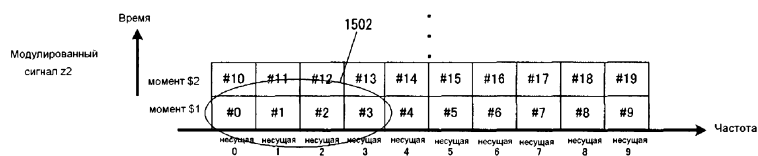
Фиг. 13



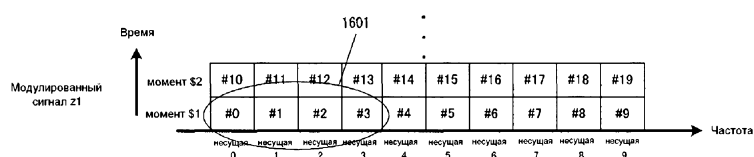
Фиг. 14



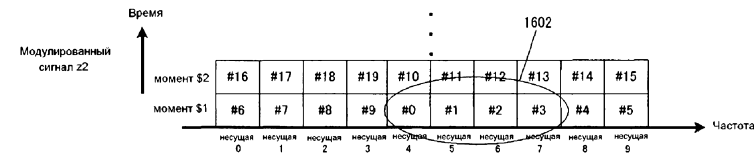
Фиг. 15А



Фиг. 15В



Фиг. 16А



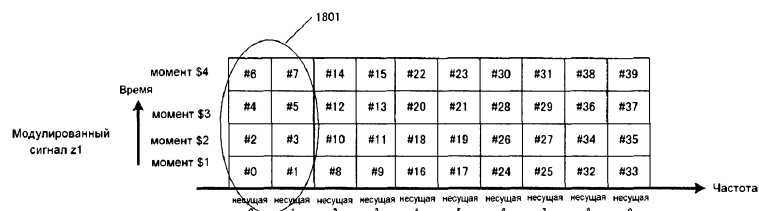
Фиг. 16В



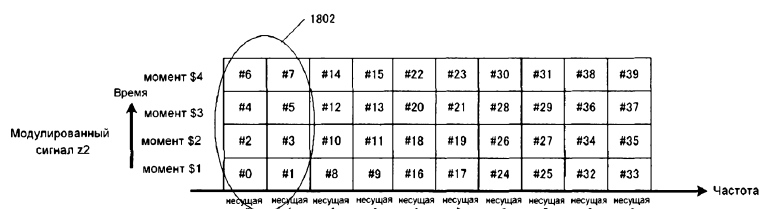
Фиг. 17А



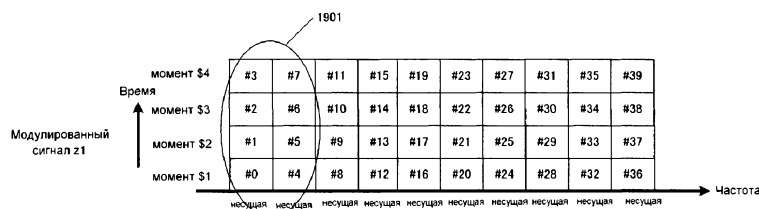
Фиг. 17В



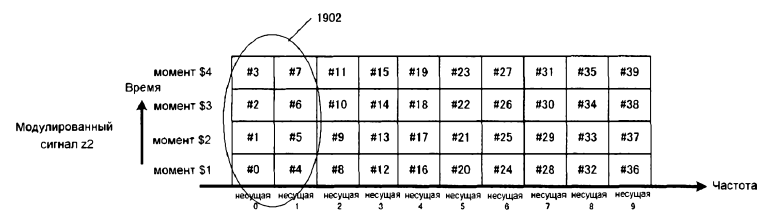
Фиг. 18А



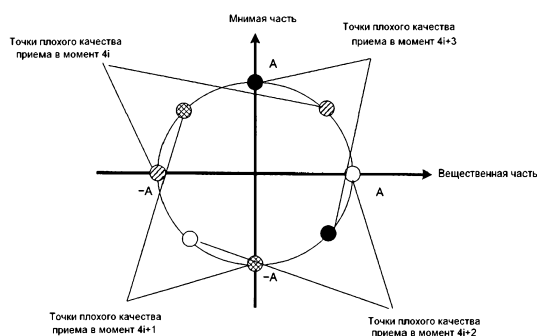
Фиг. 18В



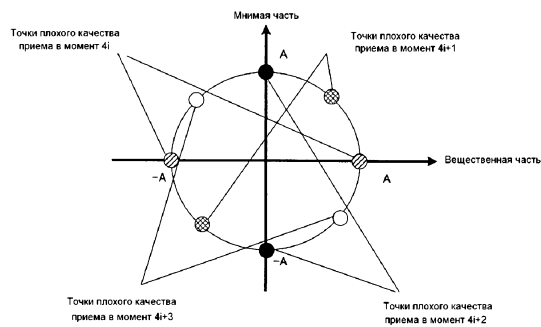
Фиг. 19А



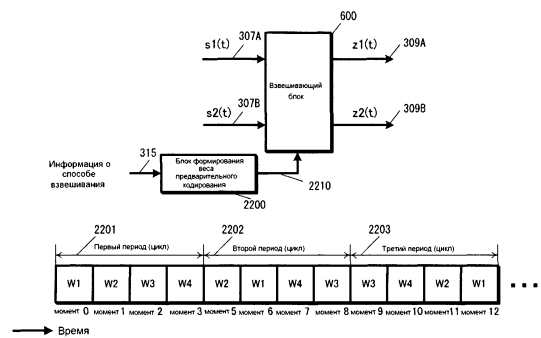
Фиг. 19В



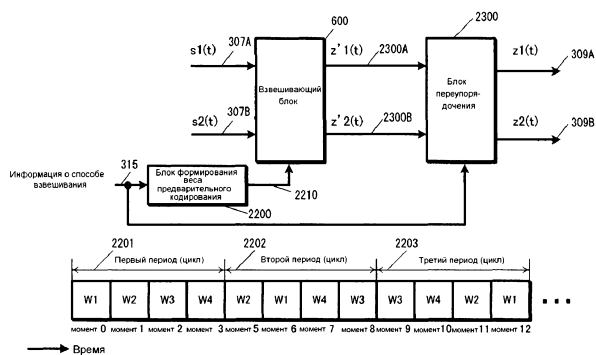
Фиг. 20



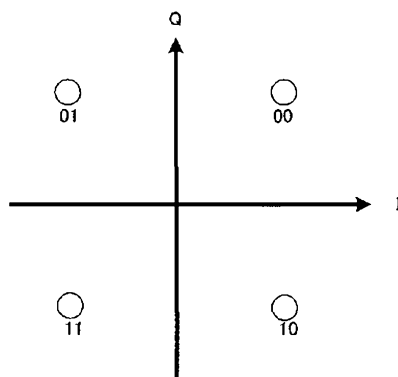
Фиг. 21



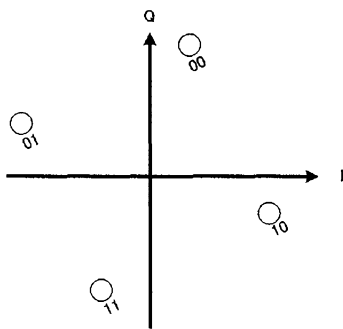
Фиг. 22



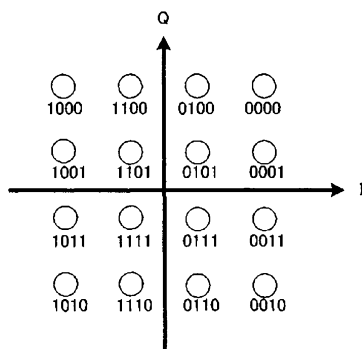
Фиг. 23



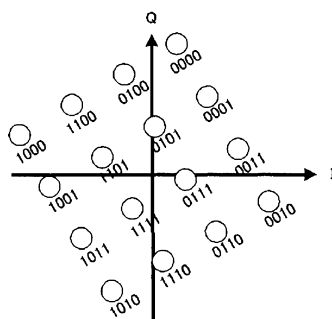
Фиг. 24А



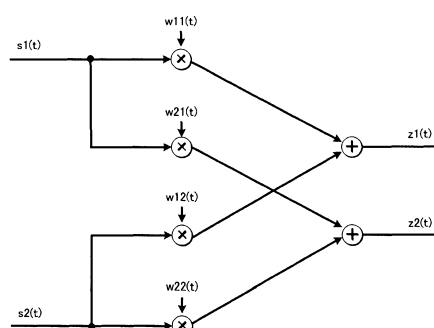
Фиг. 24В



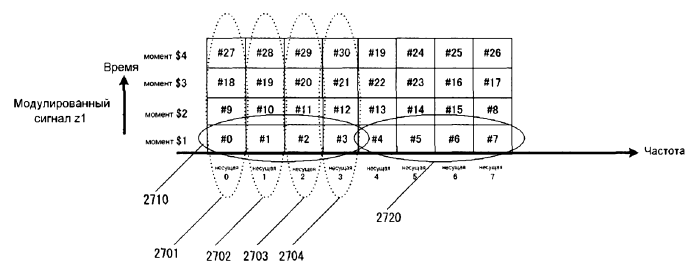
Фиг. 25А



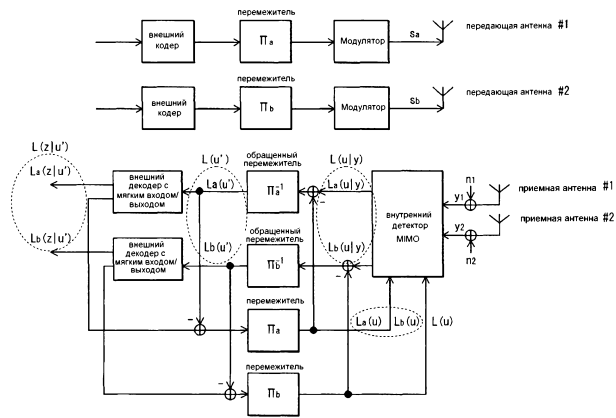
Фиг. 25В



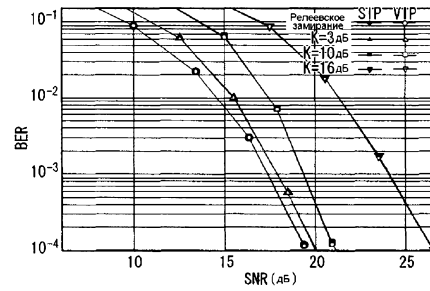
Фиг. 26



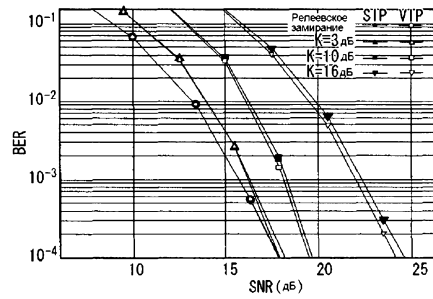
Фиг. 27



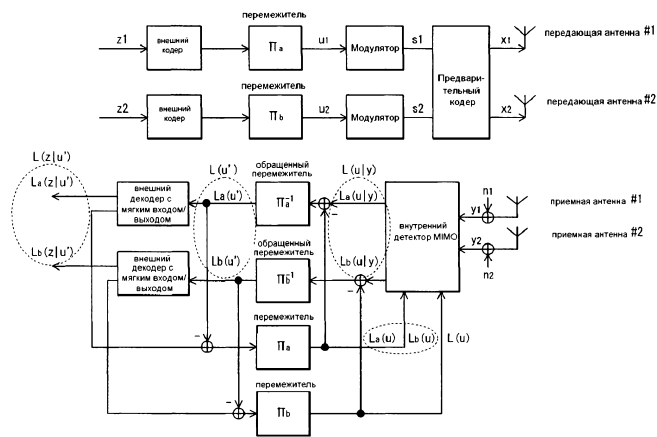
Фиг. 28



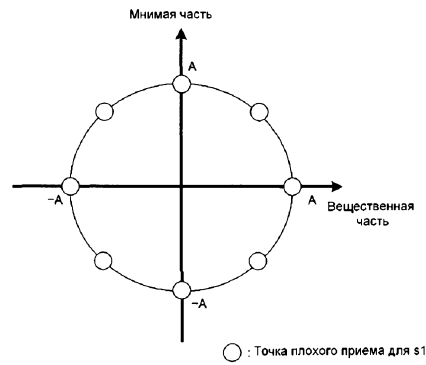
Фиг. 29А



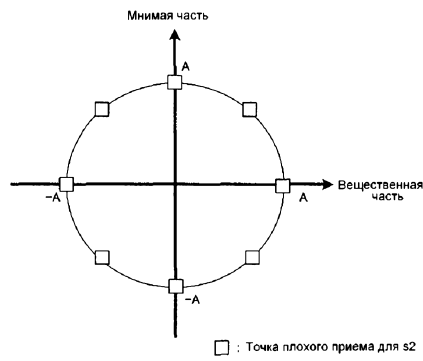
Фиг. 29В



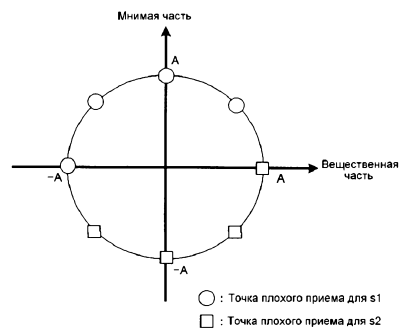
Фиг. 30



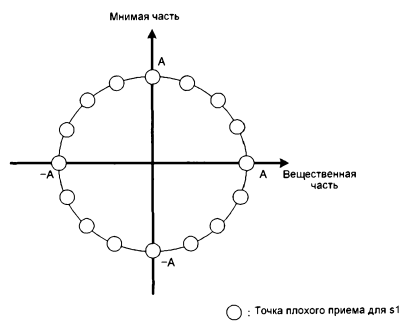
Фиг. 31А



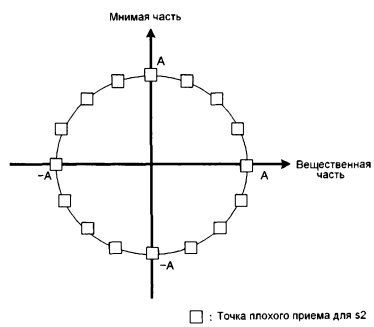
Фиг. 31В



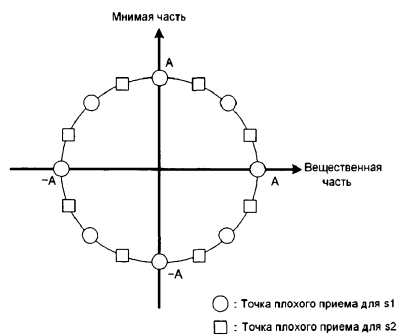
Фиг. 32



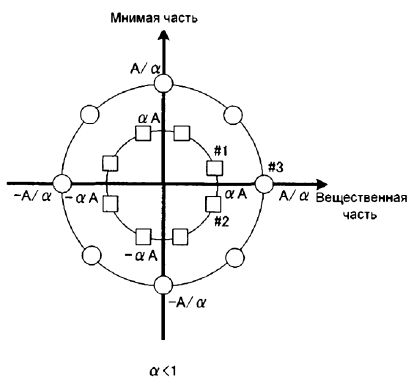
Фиг. 33А



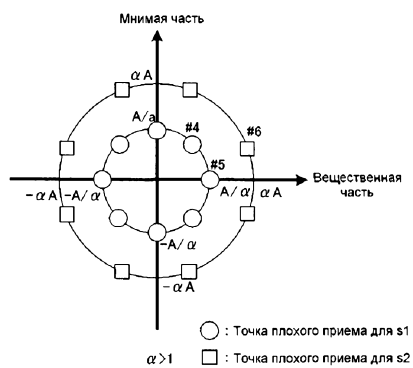
Фиг. 33В



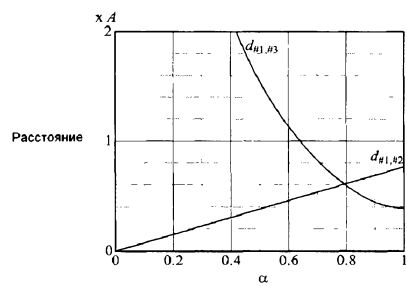
Фиг. 34



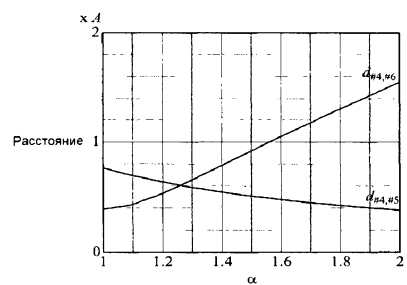
Фиг. 35А



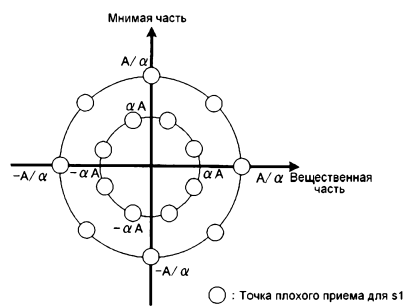
Фиг. 35В



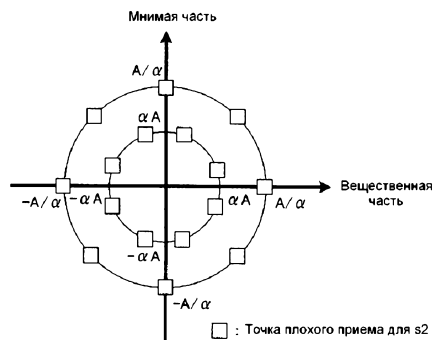
Фиг. 36



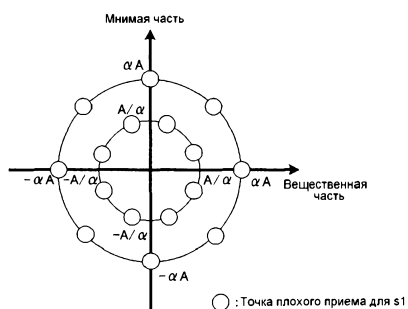
Фиг. 37



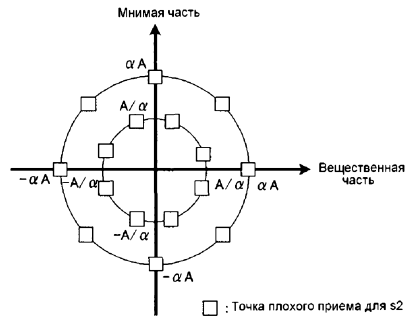
Фиг. 38А



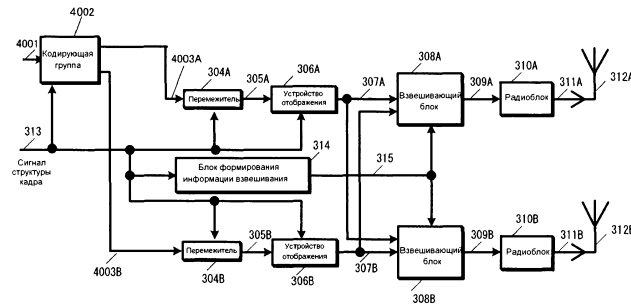
Фиг. 38В



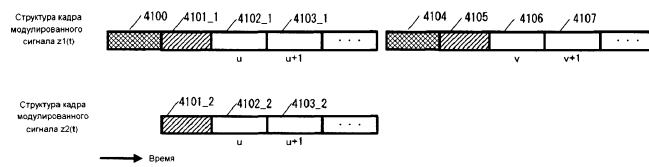
Фиг. 39А



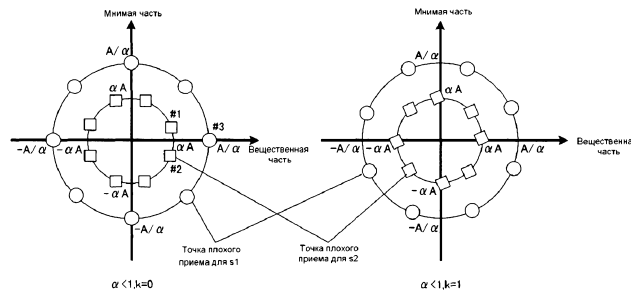
Фиг. 39В



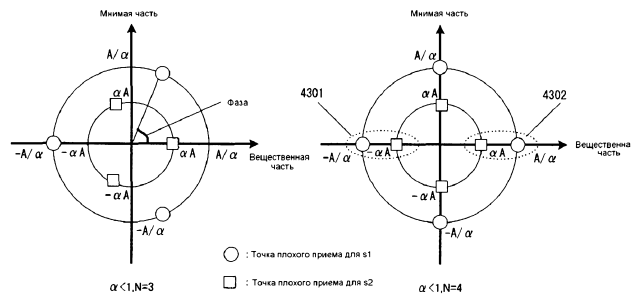
Фиг. 40



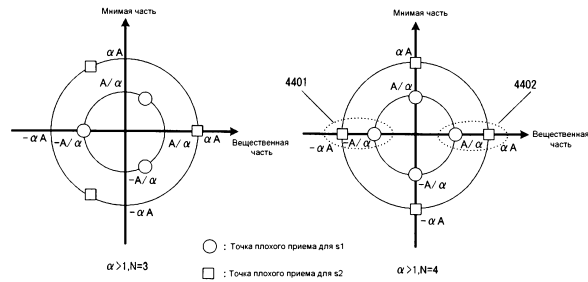
Фиг. 41



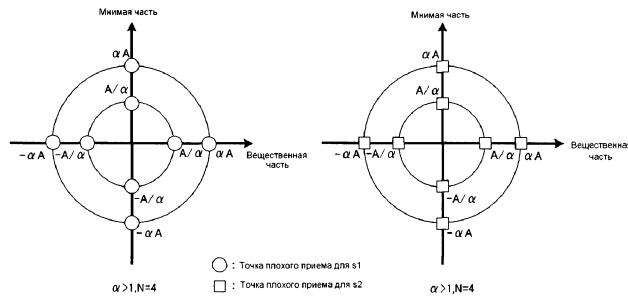
Фиг. 42А, 42В



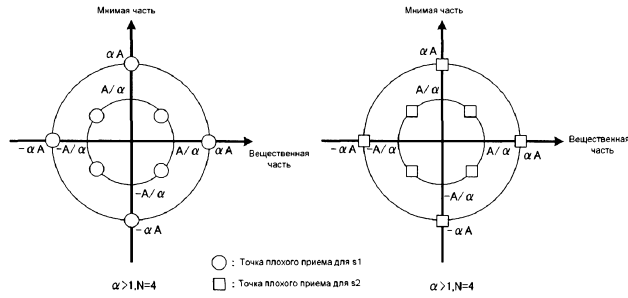
Фиг. 43А, 43В



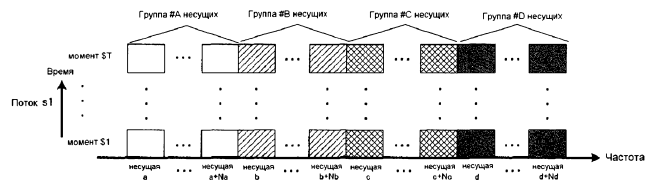
Фиг. 44А, 44В



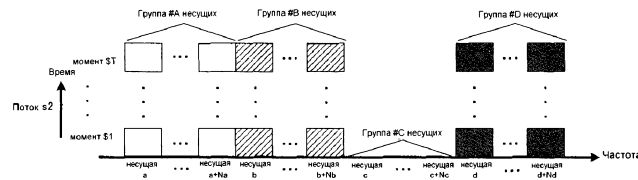
Фиг. 45А, 45В



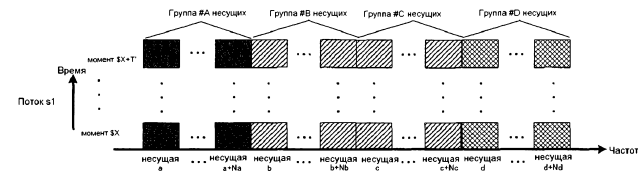
Фиг. 46А, 46В



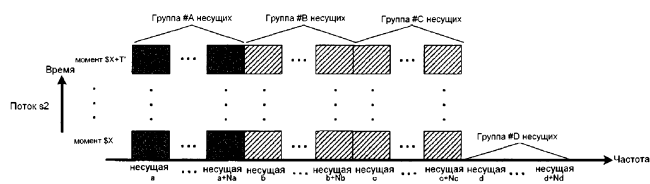
Фиг. 47А



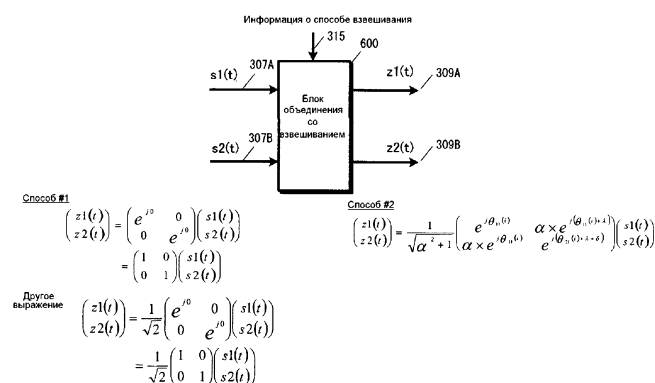
Фиг. 47В



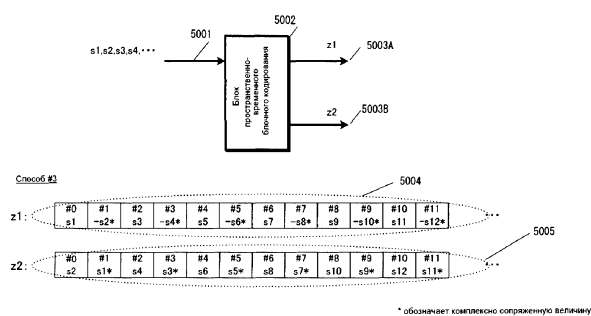
Фиг. 48А



Фиг. 48В



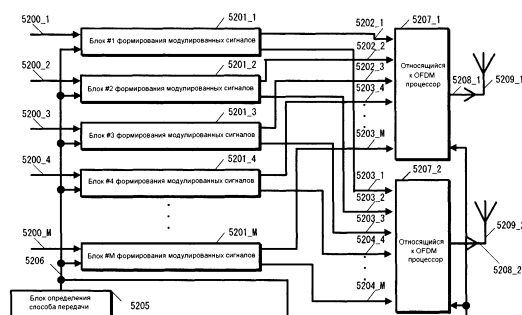
Фиг. 49



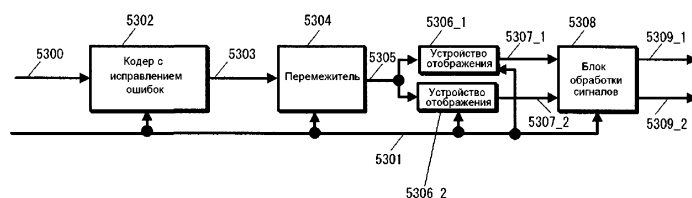
Фиг. 50



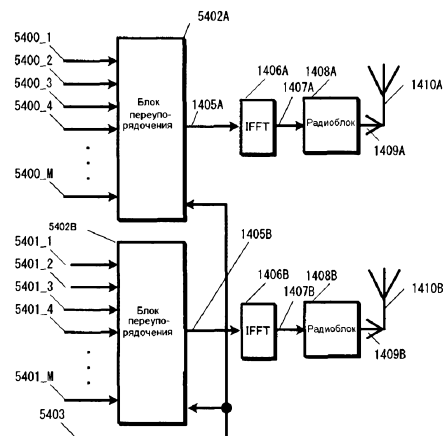
Фиг. 51



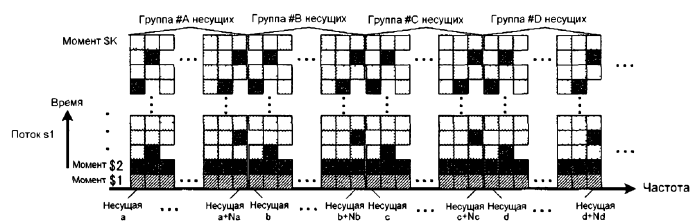
Фиг. 52



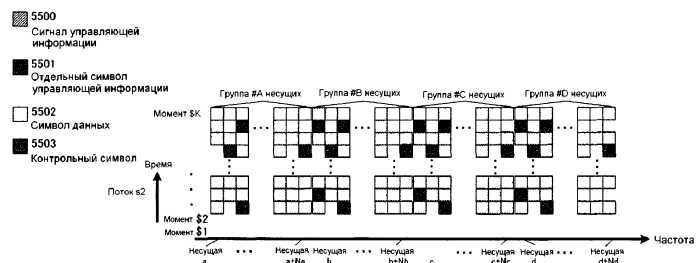
Фиг. 53



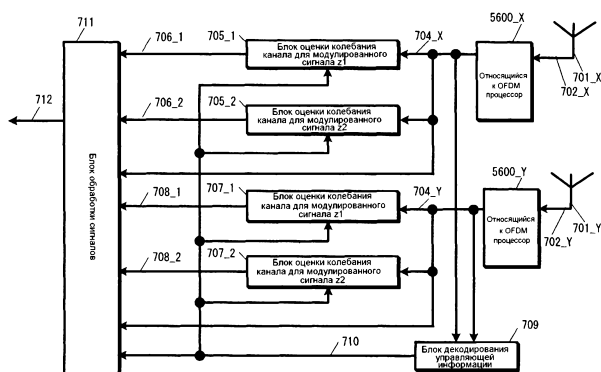
Фиг. 54



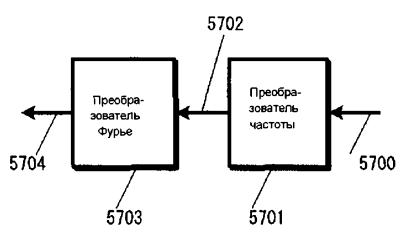
Фиг. 55A



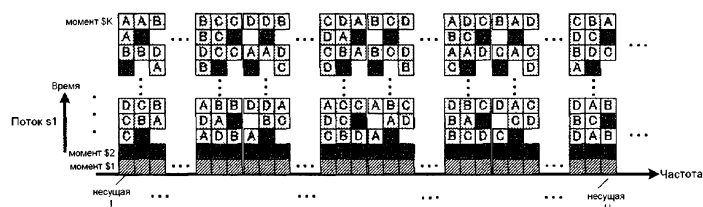
Фиг. 55B



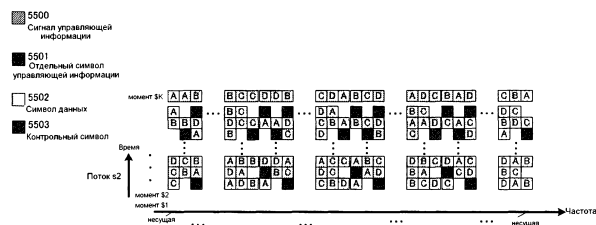
Фиг. 56



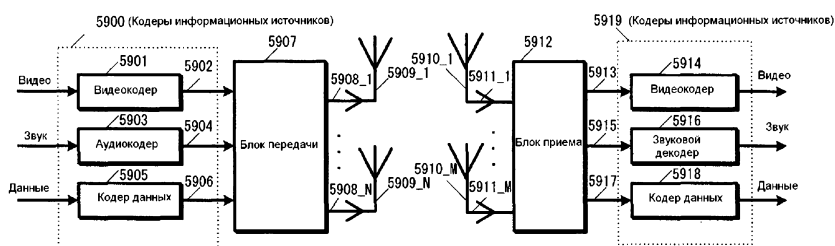
Фиг. 57



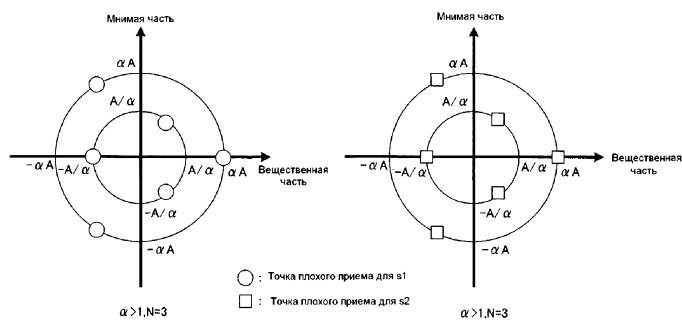
Фиг. 58А



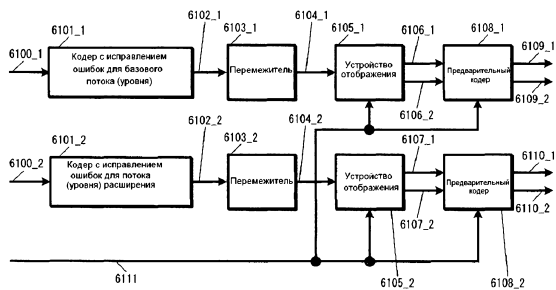
Фиг. 58В



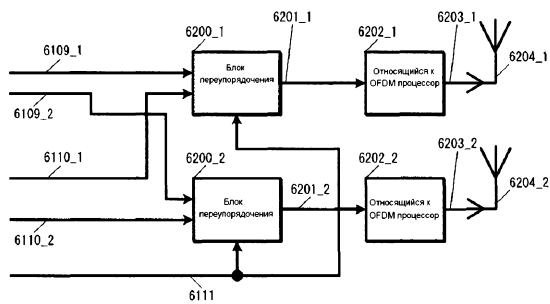
Фиг. 59



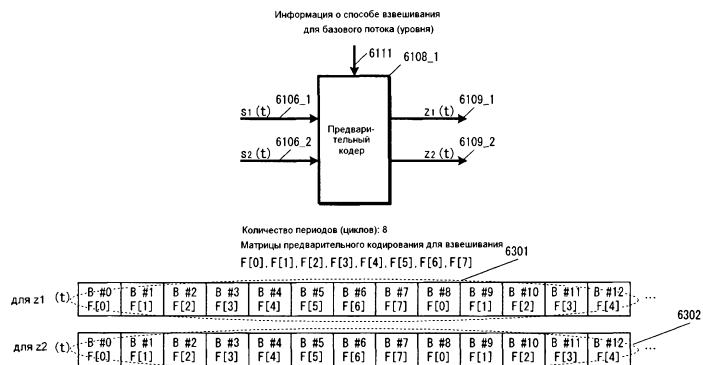
Фиг. 60А, 60В



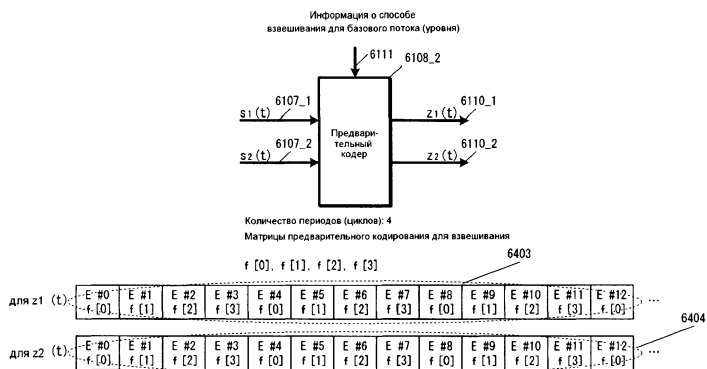
Фиг. 61



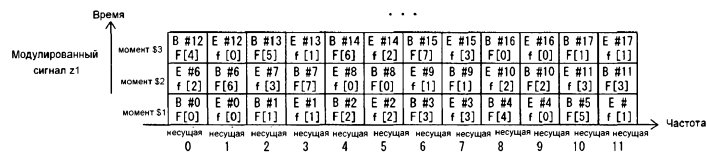
Фиг. 62



Фиг. 63



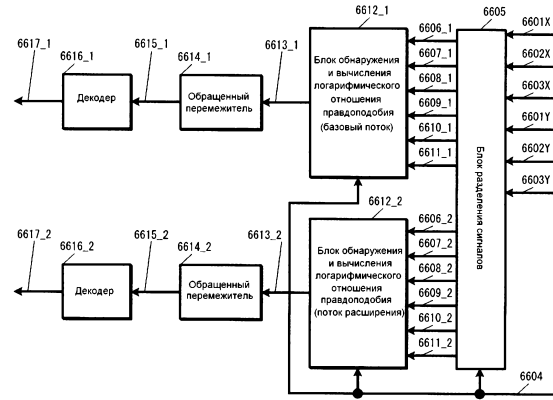
Фиг. 64



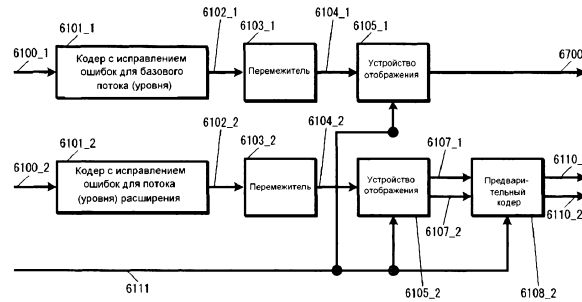
Фиг. 65А



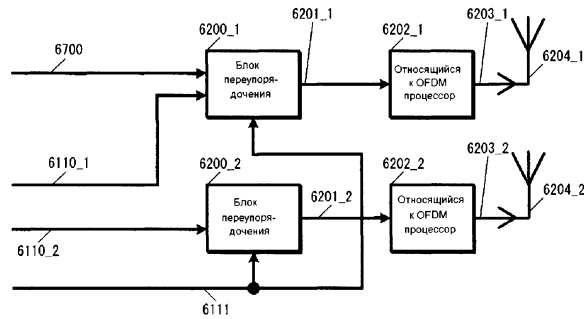
Фиг. 65В



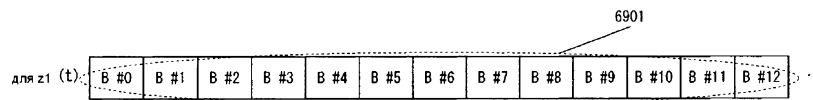
Фиг. 66



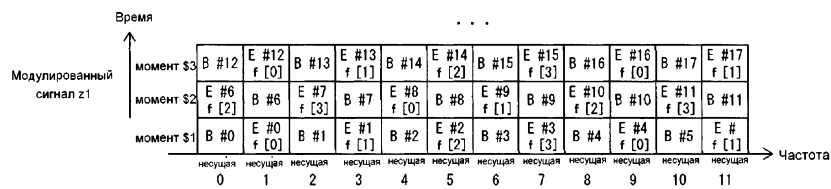
Фиг. 67



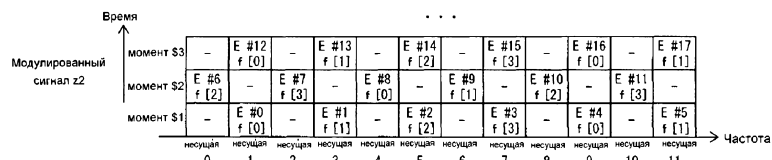
Фиг. 68



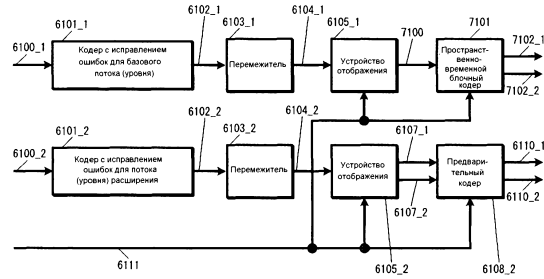
Фиг. 69



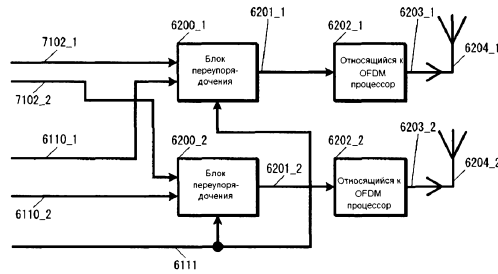
Фиг. 70А



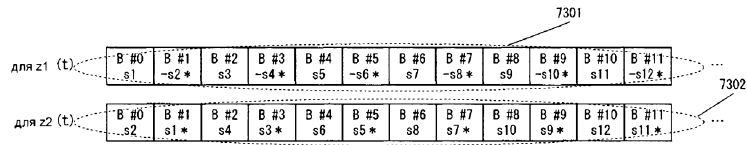
Фиг. 70В



Фиг. 71



Фиг. 72



*: комплексно сопряженная величина

Фиг. 73



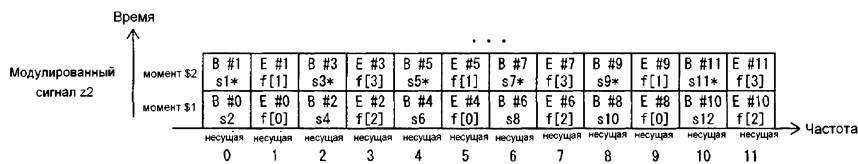
Фиг. 74А



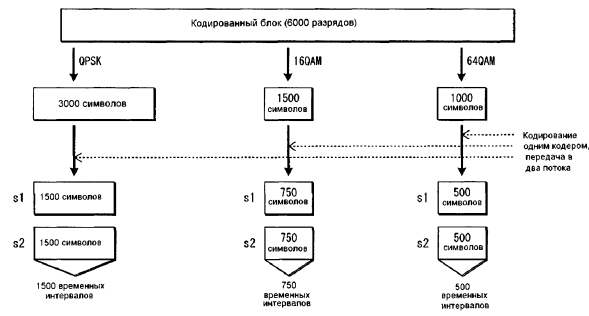
Фиг. 74В



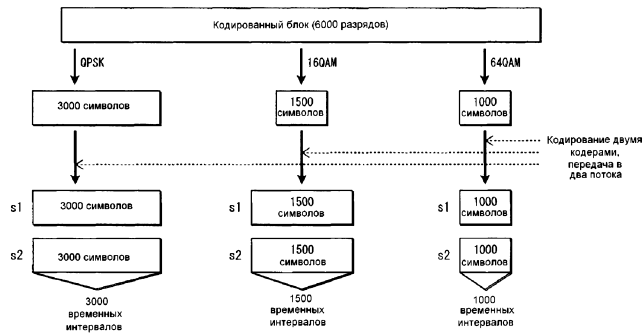
Фиг. 75А



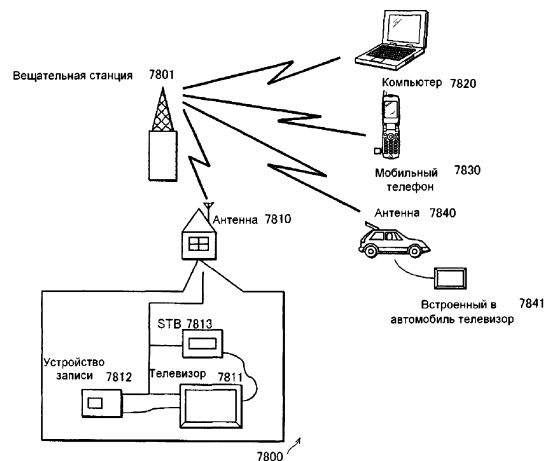
Фиг. 75В



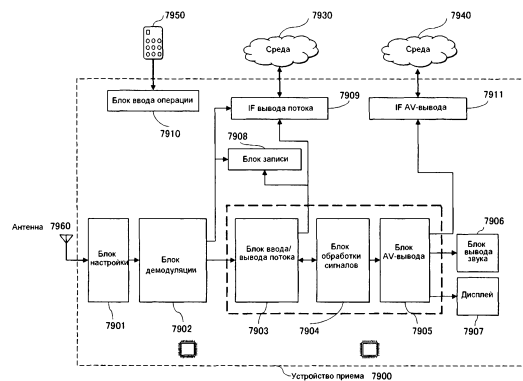
Фиг. 76



Фиг. 77



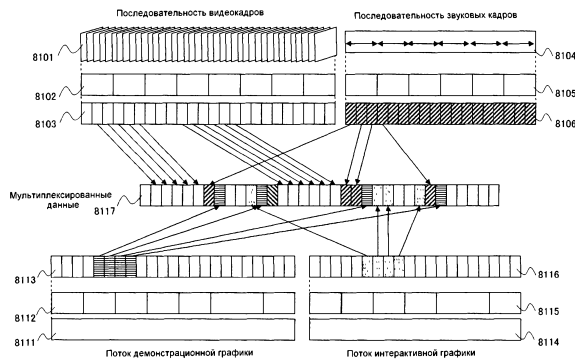
Фиг. 78



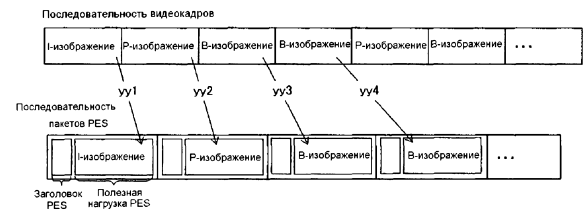
Фиг. 79

Видеопоток (PID=0x1011, первичное видеоизображение)
Аудиопоток (PID=0x1100)
Аудиопоток (PID=0x1101)
Поток демонстрационной графики (PID=0x1200)
Поток демонстрационной графики (PID=0x1201)
Поток интерактивной графики (PID=0x1400)
Видеопоток (PID=0x1B00, вторичное видеоизображение)
Видеопоток (PID=0x1B01, вторичное видеоизображение)

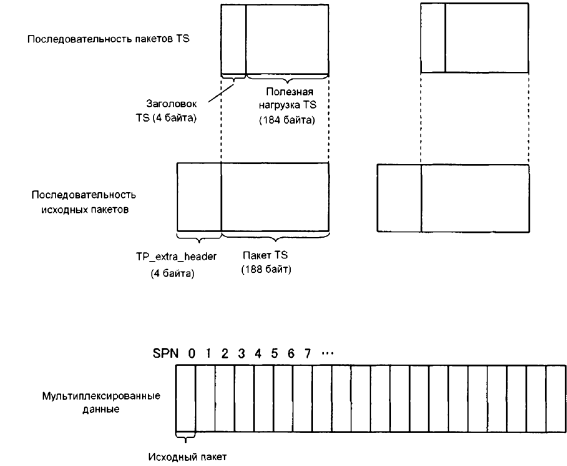
Фиг. 80



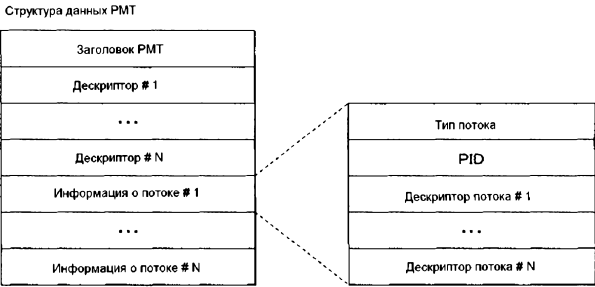
Фиг. 81



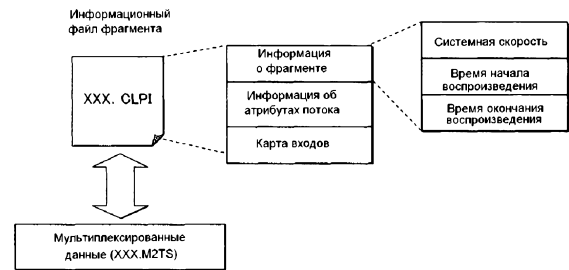
Фиг. 82



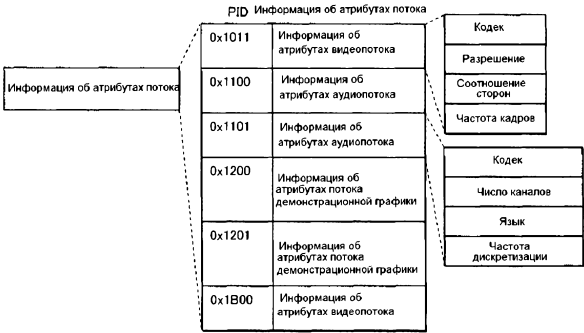
Фиг. 83



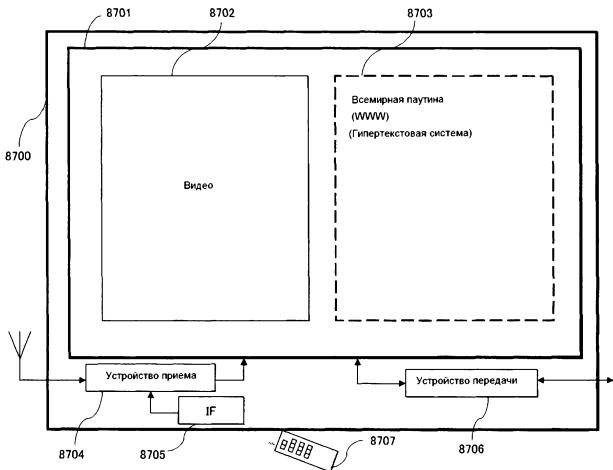
Фиг. 84



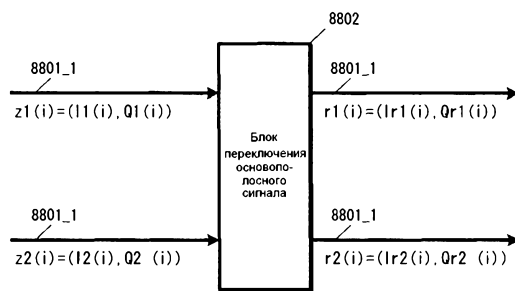
Фиг. 85



Фиг. 86



Фиг. 87



Фиг. 88

