



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 191 471** ⁽¹³⁾ **C2**
 (51) МПК⁷ **H 04 B 7/185**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
 ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

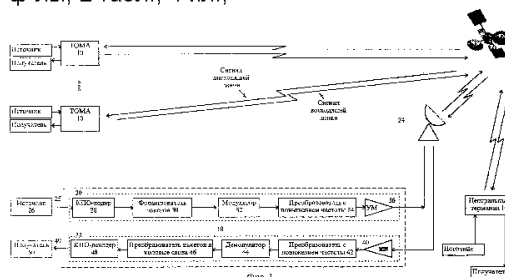
(21), (22) Заявка: 97112743/09, 16.07.1997
 (24) Дата начала действия патента: 16.07.1997
 (30) Приоритет: 17.07.1996 US 08/684,276
 (43) Дата публикации заявки: 27.06.1999
 (46) Дата публикации: 20.10.2002
 (56) Ссылки: WO 96/04759 A2, 15.02.1996. SU 1072274 A, 07.02.1984. US 5148179 A, 15.09.1992. US 5081703 A, 14.01.1992. US 5293170 A, 08.03.1994.
 (98) Адрес для переписки: 129010, Москва, ул. Б. Спасская, 25, стр.3, ООО "Юридическая фирма Городисский и Партнеры", Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

(71) Заявитель:
 ДЖЕНЕРАЛ ЭЛЕКТРИК КОМПАНИ (US)
 (72) Изобретатель: ХЛАДИК Стивен Майкл (US), ЧЕК Вильям Алан (US), ГЛИНСМАН Брайан Джеймс (US), ФЛЕМИНГ Роберт Флеминг III (US)
 (73) Патентообладатель:
 ДЖЕНЕРАЛ ЭЛЕКТРИК КОМПАНИ (US)
 (74) Патентный поверенный:
 Кузнецов Юрий Дмитриевич

(54) СПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ КОДИРОВАНИЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ОБЪЕДИНЕНИЕМ

(57) Изобретение относится к спутниковым системам связи. Техническим результатом является то, что спутниковая сеть связи с терминалами с очень малой апертурой (ТОМА) использует кодирование с параллельным объединением на входящих или исходящих линиях либо на тех и на других. Это достигается тем, что для коротких информационных блоков используются нерекursивные систематические сверточные коды с добавлением битов в конец, для более длинных информационных блоков используются рекурсивные систематические сверточные коды. Данные способы кодирования с параллельным объединением используются в сочетании с модуляцией с

расширением спектра, благодаря чему система связи с ТОМА удовлетворяет ограничениям ФКС на общую спектральную плотность мощности передаваемых сигналов, а также снижаются взаимные помехи между соседними космическими аппаратами. 11 з.п. ф-лы, 2 табл., 4 ил.,



RU 2 191 471 C2

RU 2 191 471 C2



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 191 471** ⁽¹³⁾ **C2**
 (51) Int. Cl.⁷ **H 04 B 7/185**

RUSSIAN AGENCY
 FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 97112743/09, 16.07.1997
 (24) Effective date for property rights: 16.07.1997
 (30) Priority: 17.07.1996 US 08/684,276
 (43) Application published: 27.06.1999
 (46) Date of publication: 20.10.2002
 (98) Mail address:
 129010, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25, str.3,
 OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i
 Partnery", Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

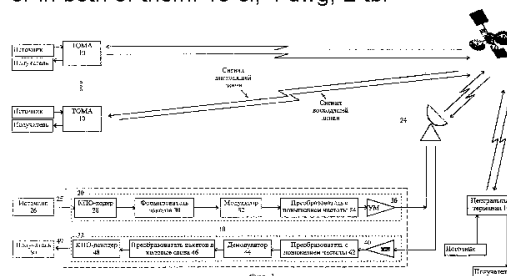
(71) Applicant:
DZhENERAL EhLEKTRIK KOMPANI (US)
 (72) Inventor: **KhLADIK Stiven Majkl (US),**
ChEK Vill'jam Alan (US), GLINSMAN Brajan
Dzhejms (US), FLEMING Robert Fleming III (US)
 (73) Proprietor:
DZhENERAL EhLEKTRIK KOMPANI (US)
 (74) Representative:
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

(54) **SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM USING ENCODING WITH PARALLEL INTEGRATION**

(57) Abstract:

FIELD: satellite communication systems.
 SUBSTANCE: for short information units use is made of non-recursive systematic convolution codes with addition of bits to the end, for longer information units use is made of recursive systematic convolution codes. The given methods for encoding with parallel integration are used in combination with modulation with expansion of the spectrum due to which the communication system with terminals having a very small aperture satisfies the FCC limitations to the common spectral density of the power of transmitted signals and the interference

between the adjacent space vehicles is reduced. EFFECT: the satellite communication system with terminals having a very small aperture uses encoding and outgoing lines, or in both of them. 15 cl, 4 dwg, 2 tbl



RU 2 191 471 C2

RU 2 191 471 C2

Изобретение относится к спутниковым системам связи и, в частности, к связным системам с терминалами, имеющими очень малую апертуру, в которых применяется кодирование с параллельным объединением в их входящих или исходящих линиях или в тех и других линиях.

В настоящее время формируется рынок мультимедийной связи через спутники с использованием недорогих терминалов с очень малой апертурой (TOMA, VSAT's, veri small aperture terminals). Преимущества использования антенн с размерами, меньшими, чем сегодня в большинстве случаев используются на практике, заключаются в снижении стоимости рефлектора, низкой стоимости перевозки, сокращении объема установочных работ и оборудования, необходимого для установки, и лучшей приспособленности для пользователя, обусловленной меньшими размерами устройства.

В то же время, использование зеркальных антенн с малой апертурой может привести к нежелательному снижению пропускной способности сети. Это обуславливается несколькими причинами, связанными со снижением размеров антенны: (1) снижением мощности принимаемого и передаваемого сигнала вследствие соответствующего падения коэффициента усиления антенны; (2) рекомендациями Федеральной комиссии по связи (ФКС, FCC, Federal Communications Commission), ограничивающими мощность, передаваемую TOMA с антеннами меньше определенных размеров, для ограничения плотности потока мощности взаимных помех в смежных орбитальных участках. Использование в TOMA усилителей мощности с той же самой или меньшей выходной мощностью для сокращения стоимости TOMA также приводит к снижению пропускной способности сети, вызванной энергетическими ограничениями.

К сожалению в коротких информационных блоках (характерных для некоторых типов передач с использованием TOMA) весьма сложно получить необходимый коэффициент усиления за счет кодирования, позволяющий с применением обычных способов кодирования разрешить вышеупомянутые проблемы с требуемой эффективностью использования полосы частот и сложностью декодера.

Таким образом, возникает необходимость в разработке системы спутниковой связи, обеспечивающей повышение пропускной способности сети при использовании TOMA с уменьшенной апертурой антенны за счет снижения требуемого отношения энергии, приходящейся на один бит, к спектральной плотности шума E_b/N_0 с применением способов с высокой спектральной эффективностью.

В соответствии с представленным изобретением в спутниковой сети связи с TOMA используется кодирование с параллельным объединением на входящих или исходящих линиях, либо на тех и на других линиях. В одном варианте реализации для кодирования коротких информационных блоков, типичных для пакетной передачи, действий с кредитными картами и для передачи сжатого речевого сигнала, в качестве составляющих кодов в схеме

кодирования с параллельным объединением используются нерекурсивные систематические сверточные коды с добавлением битов в конец. Для более длинных информационных блоков, типичных для передачи данных, в TOMA и в центральных терминалах сети используются рекурсивные систематические сверточные коды.

В предпочтительном варианте реализации изобретения вышеупомянутый способ кодирования с параллельным объединением используется в сочетании с модуляцией с расширением спектра, в результате чего получается система, удовлетворяющая ограничениям ФКС на общую спектральную плотность потока мощности передаваемого сигнала, и снижаются взаимные помехи от соседних спутников.

Признаки и преимущества настоящего изобретения станут более понятными из последующего подробного описания изобретения со ссылками на сопутствующие чертежи, где:

фиг. 1 изображает упрощенную структурную схему, иллюстрирующую систему связи с TOMA, в которой применяется кодирование с параллельным объединением в соответствии с настоящим изобретением;

фиг. 2 - упрощенную структурную схему, иллюстрирующую центральный терминал спутниковой системы связи, в котором применяется кодирование с параллельным объединением в соответствии с настоящим изобретением;

фиг. 3 - упрощенную структурную схему, иллюстрирующую программируемый кодер, используемый в системе связи с TOMA в соответствии с настоящим изобретением;

фиг. 4 - упрощенную структурную схему, иллюстрирующую программируемый декодер, применяемый в системе связи с TOMA в соответствии с настоящим изобретением.

Описываемая далее система представляет собой спутниковую систему связи с TOMA, в которой применяются способ кодирования с параллельным объединением, например сверточное кодирование с параллельным объединением и с добавлением битов в конец, а также рекурсивное систематическое сверточное кодирование с параллельным объединением (так называемое "турбо"-кодирование) с соответствующими декодерами. В частности, для сверточных кодов с параллельным объединением и добавлением битов в конец применяется декодер, в котором используется циркулярное декодирование с максимальной апостериорной вероятностью, подобное описанному в заявке на американский патент, рассматриваемой вместе с настоящей заявкой и присоединяемой по ссылке: No.08/636742 авторов Stephen M. Hladik и John V. Anderson, поданной 19 апреля 1996.

Кодирование с параллельным объединением используется на входящих линиях передачи (TOMA-центральный терминал) или на исходящих линиях передачи (центральный терминал-TOMA), либо на обеих линиях спутниковой сети связи с TOMA. Кроме того, кодирование с параллельным объединением может быть использовано для обеспечения кодирования с исправлением ошибок при непосредственной одноуровневой (TOMA-TOMA) передаче. В одном варианте

реализации для кодирования коротких информационных блоков, типичных для пакетной передачи, действий с кредитными картами и для передачи сжатого речевого сигнала, в качестве составляющих кодов в схеме кодирования с параллельным объединением используются нерекурсивные систематические сверточные коды с добавлением битов в конец. Для более длинных информационных блоков, типичных для передачи данных, в ТОМА и в центральных терминалах сети используются рекурсивные систематические сверточные коды.

В соответствии с настоящим изобретением использование данного способа кодирования с параллельным объединением в сочетании с модуляцией с расширенным спектром позволяет получить весьма эффективное решение, удовлетворяющее вышеупомянутым ограничениям, накладываемым ФКС на взаимные помехи от соседних спутников, за счет снижения требуемой эффективной излучаемой мощности (ЗИМ) и спектральной плотности мощности передаваемого сигнала. Кроме того, это сочетание позволяет снизить взаимные помехи от соседних спутников.

На фиг. 1 представлена структурная схема спутниковой системы связи с ТОМА, в которой применяется кодирование с параллельным объединением в соответствии с настоящим изобретением. Данная система в общем случае содержит несколько терминалов ТОМА 10, спутник 12 со связным приемопередатчиком, а также, возможно, центральный терминал 14. Связь в пределах сети с ТОМА может быть односторонней или двухсторонней и может осуществляться различными путями: (1) непосредственно ТОМА-ТОМА (т. е. сетевая связь) и (2) ТОМА-центральный терминал и/или центральный терминал-ТОМА (т. е. связь по звездобразной схеме).

Как показано на фиг. 1, терминал ТОМА 10 включает блок обработки передаваемых сигналов 20, блок обработки принимаемых сигналов 22 и антенну 24. В соответствии с раскрываемым изобретением блок обработки передаваемых сигналов ТОМА содержит: входной порт 25 для приема данных от источника информации 26; кодер 28, который осуществляет кодирование с параллельным объединением блоков данных, поступающих из источника; формирователь пакетов 30, предназначенный для получения пакетов данных (содержащих одно или более кодовых слов с кодера 28), синхронизирующей битовой последовательности и управляющих битов сигнализации; модулятор 32; переносчик с повышением частоты 34, предназначенный для переноса модулированного сигнала на частоту несущей с целью передачи модулированных сигналов от антенны к космическому аппарату; усилитель мощности 36 и соединение с антенной 24 через соответствующее согласующее устройство (например, переключатель или антенный переключатель с фильтром).

Модулированные сигналы, перенесенные на сигнал несущей, принимают от космического аппарата на антенну и посредством антенного переключателя подаются в блок обработки принимаемых

сигналов ТОМА, который содержит малошумящий усилитель 40; преобразователь с понижением частоты 42, предназначенный для переноса принимаемого сигнала с частоты несущей на промежуточную частоту; демодулятор 44 для синхронизации и демодуляции; формирователь кодовых слов из пакетов 46, декодер 48, обеспечивающий декодирование сигналов с кодированием с параллельным объединением, которое применяется в передатчике, а также выходной порт 49 для передачи принимаемых сообщений (т. е. блоков информационных битов) получателю информации 50. Для краткости на фиг. 1 показана подробная структурная схема для единственного ТОМА.

Функции синхронизации, выполняемые демодулятором 44, включают настройку на частоту несущей, кадровую синхронизацию, посимвольную синхронизацию и, при необходимости, синхронизацию по фазе несущей. Посимвольная синхронизация представляет собой процедуру нахождения наилучшего времени выборки (т. е. времени появления символа) на выходе демодулятора с целью минимизации вероятности ошибочного приема символа. Кадровая синхронизация заключается в оценивании времени появления символа для первого символа в кадре принимаемых данных (для непрерывной передачи) или пакета (для прерывистой передачи).

В случае, когда ТОМА передает сигналы с расширенным спектром, модулятор ТОМА, показанный на фиг. 1, осуществляет функции расширения спектра, а демодулятор ТОМА, показанный на фиг. 1, осуществляет функции сужения спектра. Способ расширения спектра приводит к увеличению полосы сигнала по сравнению с шириной спектра модулированного информационного сигнала за счет наложения расширяющего сигнала, содержащего элементарные сигнальные посылки (в случае расширения спектра прямой последовательностью) или перескоки (в случае расширения спектра с перескоками частоты), которые являются псевдослучайными и не зависят от информационного сигнала. При расширении спектра прямой последовательностью информационный сигнал умножается на сигнал, соответствующий псевдослучайной последовательности элементарных сигнальных посылок, принимающих значения +1 или -1. Длительность элементарной сигнальной посылки меньше, чем период передачи символа модулированного информационного сигнала, в результате чего полоса спектра результирующего сигнала превышает полосу исходного модулированного сигнала. При расширении спектра с перескоками частоты несущая модулированного сигнала периодически изменяется по псевдослучайному закону. Как и прежде, полоса спектра расширенного сигнала превышает полосу исходного модулированного сигнала.

Сужение спектра в демодуляторе заключается в устранении расширения спектра принимаемого сигнала. Обычно демодулятор коррелирует принимаемый сигнал с репликой расширяющего сигнала для сужения спектра сигнала со спектром, расширенным прямой последовательностью,

а в системах с расширением спектра за счет перескоков частоты осуществляется скачкообразная перестройка частоты задающего генератора в преобразователе с понижением частоты приемника и при этом используется тот же закон перестройки, что и на передающем терминале для расширения спектра за счет перескоков частоты. Обычно для ослабления широкополосного шума и помеховых составляющих в принимаемом сигнале после сужения спектра используется фильтр.

Структурная схема центрального терминала представлена на фиг.2. В соответствии с описываемым изобретением центральный терминал включает в себя входные порты 51 для приема данных от одного или более источников информации 52, выходные порты 53 для передачи принимаемых сообщений (т.е. блоков информационных битов) одному или нескольким получателям информации 54, набор передающих канальных процессоров 56, набор приемных канальных процессоров 58, переключатель 60 для подключения каждого действующего источника к передающему канальному процессору и для подключения каждого действующего приемного канального процессора к соответствующему получателю информации или передающему канальному процессору, запоминающее устройство 62, контроллер 64, предназначенный для управления потоком данных через переключатель, сумматор 66 для объединения сигналов, формируемых каждым передающим канальным процессором, в один сигнал, преобразователь с повышением частоты 68 для переноса объединенных сигналов на частоту несущей, усилитель мощности 70, подключенный к антенне через соответствующее согласующее устройство (например, переключатель или антенный переключатель с фильтром), антенну 72, малощумящий усилитель 74, подключенный к антенне через вышеупомянутое согласующее устройство, преобразователь с понижением частоты 76, предназначенный для переноса принимаемых сигналов с частоты несущей на промежуточную частоту (ПЧ), а также разветвитель сигнала 78, обеспечивающий возможность подачи принятого сигнала ПЧ или, возможно, отфильтрованного варианта принятого сигнала ПЧ на набор приемных канальных процессоров.

Передающий канальный процессор, показанный на фиг.2, включает в себя кодер 80, который обеспечивает кодирование с параллельным объединением блоков информационных битов, принимаемых от источника, формирователь пакетов 82 для получения информационных пакетов (содержащих одно или несколько кодовых слов от кодера 80), синхронизирующей битовой последовательности и управляющих битов сигнализации, а также модулятор 84. Как и в ТОМА, модулятор центрального терминала выполняет функции расширения спектра для случая, в котором сигналы с расширенным спектром передаются через центральный терминал. Приемный канальный процессор на фиг.2 содержит демодулятор 86, преобразователь пакетов в кодовые слова 88, предназначенный для селективной выборки с выхода демодулятора с целью

получения принимаемых кодовых слов, которые поступают на декодер для снятия кода с параллельным объединением, а также декодер 90, приспособленный для снятия кода с параллельным объединением, использующегося в передатчике.

Демодуляторы центрального терминала выполняют несколько функций: синхронизации, демодуляции, а также, в случае приема центральным терминалом сигналов с расширенным спектром, - сжатия сигналов.

Одной из функций запоминающего устройства центрального терминала является временное хранение информации, принимаемой от источника информации или приемных канальных процессоров в случае занятости всех передающих канальных процессоров или выходных портов при прибытии сообщения на коммутатор 60. В запоминающем устройстве хранятся также необходимые параметры конфигурации сети и рабочая информация.

В одном альтернативном варианте выполнения настоящего изобретения внешний код используется путем последовательного объединения с (внутренним) кодом с параллельным объединением (КПО, PCC, parallel concatenated code); соответствующий внешний декодер также подключается последовательно с декодером для снятия внутреннего КПО.

Кроме того, гибкое программируемое устройство кодирования/декодирования может быть использовано в составе ТОМА и центрального терминала для работы по нескольким вариантам:

(1) описанного выше кодирования с параллельным объединением;

(2) описанного выше последовательного объединения внешнего кода с внутренним кодом с параллельным объединением (КПО);

(3) кодирования с последовательным объединением при помощи внешнего кодера и лишь одной кодирующей компоненты КПО-кодера;

(4) обычного сверточного кодирования или кодирования блоков по отдельности (т.е. без последовательного или параллельного объединения).

На фиг. 3 показана структурная схема гибкого программируемого кодера, который осуществляет все четыре перечисленных режима кодирования. Как видно, гибкий программируемый кодер содержит кодер 100 для кодирования с параллельным объединением, кодер 102 для внешнего кодирования, а также пять переключателей S1-S5. Кодер 100 для кодирования с параллельным объединением содержит N кодеров, N-1 перемежителей, а также формирователь кодовых слов 106. В приведенной далее табл.1 показаны положения переключателей для различных режимов кодирования.

На фиг.4 приведена структурная схема гибкого программируемого декодера, обеспечивающего декодирование для четырех приведенных выше режимов кодирования. Данный программируемый составной декодер содержит декодер 110 для снятия кодов с параллельным объединением, пороговое решающее устройство 112 для реализации решающего правила, декодер 114

для снятия внешнего кода, а также шесть переключателей S1-S6. Полагая, что выходной сигнал декодера 110 представляет собой вероятность того, что значение декодированных битов равняется нулю, примерное решающее правило имеет следующий вид: если выходной сигнал больше $1/2$, то принимается решение о том, что декодированный бит равен нулю; если меньше $1/2$, то принимается нулевое значение; если равняется $1/2$, то принимается произвольное значение.

Декодер 110 для снятия кодов с параллельным объединением далее содержит преобразователь составного кодового слова в составные части кодового слова 116, N декодеров составных частей, N-1 перемежителей и два одинаковых деперемежителя 118. Каждый деперемежитель выполняет функцию восстановления порядка, в результате чего восстанавливается последовательность элементов информации, которая была изменена N-1 перемежителями, подключены последовательно в их исходном порядке. В приведенной далее табл.2 обобщены положения переключателей для различных режимов декодирования. (В таблице "X" обозначает ситуацию "не важно", т.е. когда переключатель может находиться в любом положении).

В ТОМА используются различные коды (например, КПО-кодирование, КПО-кодирование с добавлением битов в конец, рекурсивное систематическое сверточное, нерекурсивное систематическое сверточное, блочное кодирование) в различных сочетаниях (например, режимы 1, 2, 3 и 4) в зависимости от связанного приложения и требуемой скорости передачи.

Когда в любом из описанных выше режимов используется сверточный код, программируемый кодер на фиг.3 может выполнять также операцию перфорирования кода по известному закону для увеличения скорости результирующего кода, а программируемый декодер на фиг.4 может выполнять также операцию деперфорирования. Если в качестве составной кода при кодировании с параллельным объединением используются перфорированные сверточные коды, то формирователь кодового слова на фиг.3 удаляет информационные биты из составляющих кодовых слов в соответствии с требуемым законом перфорирования. В этом случае преобразователь составного кодового слова в составляющие кодовые слова, входящий в состав КПО-декодера, вставляет нейтральные значения для перфорированных битов в составляющих словах, которые выдаются на декодеры составляющих слов. Заметим, что в режимах 3 или 4 переключатели кодера S4 и S5, а также переключатели декодера S1 и S2 установлены в положение 0. Следовательно, на фиг.3 и фиг. 4 показано, что когда перфорированные сверточные коды используются в режимах 3 или 4, то устройства перфорирования 140 и деперфорирования 142 не выполняют операции перфорирования и деперфорирования кода соответственно.

В предпочтительном варианте воплощения изобретения сверточные коды

используются в качестве составляющих кодов во внутреннем коде с параллельным объединением, а блочные коды (например, код Рида-Соломона или BCH-код) используется в качестве внешнего кода с последовательным объединением.

В предпочтительном варианте, в котором ТОМА передаются сигналы с расширенным спектром, в сочетании с множественным доступом с кодовым разделением используется протокол произвольного доступа к каналам типа ALOHA. В приемнике центрального терминала используется несколько демодуляторов для каждого расширяющего кода с целью приема перекрывающихся во времени сигналов, в которых используется одна и та же расширяющая последовательность, но с различными задержками во времени. Каждый демодулятор для заданной расширяющей последовательности демодулирует сигнал, используя различный временной сдвиг этой расширяющей последовательности.

Кроме того, в предпочтительном варианте выполнения изобретения одна или несколько расширяющих последовательностей зарезервированы для использования в ТОМА на протяжении определенных периодов времени на выделенной основе для создания высококачественных каналов с более высокой пропускной способностью. Запросы на резервирование от ТОМА и назначения обрабатываются сетевым контроллером, подключенным к центральному терминалу.

В предпочтительном варианте при использовании сигналов с расширенным спектром и описанных выше программируемых кодера и декодера система связывает заданную расширяющую последовательность с конкретным корректирующим ошибкой кодом, что позволяет различным сигналам одновременно использовать различные коды, исправляющие ошибки. Так как каждая обнаруженная расширяющая последовательность сигнала идентифицируется соответствующим демодулятором, приемник может соответствующим образом устанавливать конфигурацию программируемого декодера для каждого обнаруженного сигнала. Этот режим функционирования сети применим для одновременной поддержки нескольких приложений, имеющих различные требования к корректирующей способности кодов, и при этом нет необходимости в дополнительной управляющей сигнализации.

Циркулярный MAB декодер с максимальной апостериорной вероятностью, который может использоваться в качестве составляющих декодеров на фиг.4, раскрыт в совместно заявляемой и присоединенной по ссылке заявке на американский патент No.08/636742. Циркулярный MAB-декодер позволяет получать как оценку кодированного блока данных, так и надежную информацию для получателя данных, являясь, например, сигнальным процессором восстановления речи для использования при скрытии ошибки передачи или протокольным процессором для пакетированных данных, в качестве средства измерения вероятности блочной ошибки для использования в случае решений с повторным запросом. Как описано в совместно рассматриваемой,

присоединяемой заявке на американский патент No.08/636732 авторов Stephen M. Hladik и John B. Anderson, поданной 19 апреля 1996 г. и присоединенной по ссылке, циркулярный МАВ-декодер может использоваться для декодирования сверточных кодов с добавлением битов в конец, в частности, когда эти коды используются в качестве составляющих кодов в схеме кодирования с параллельным объединением.

Циркулярный МАВ-декодер для исправляющих ошибки решетчатых кодов, в котором применяется добавление битов в конец в соответствии с заявкой на американский патент No. 08/636742, позволяет получить выходной сигнал в соответствии с мягким решающим правилом. Циркулярный МАВ-декодер обеспечивает оценку вероятностей состояний в первом состоянии решетки, причем эти вероятности замещают априорно известные начальные состояния в обычном МАВ-декодере. Циркулярный МАВ-декодер получает распределение начальных вероятностей одним из двух способов. Первый способ включает в себя решение задачи собственных значений, для которых результирующий собственный вектор представляет собой требуемое распределение вероятностей начальных состояний; получив информацию о начальных состояниях циркулярный МАВ-декодер выполняет оставшуюся часть процедуры декодирования в соответствии с обычным алгоритмом МАВ-декодирования. Второй способ основан на рекурсии, в которой итерации сходятся к распределению начальных состояний. После подходящего числа итераций состояние на циркулярной последовательности состояний становится известным с высокой вероятностью и циркулярный МАВ-декодер выполняет оставшуюся часть декодирования в соответствии с обычным алгоритмом МАВ-декодирования, описанным в статье "Оптимальное декодирование линейных кодов с целью минимизации частоты появления ошибок", Balh, Cocke, Jelinek и Raviv, IEEE Transactions on Information Theory, с. 284-287. Март 1974.

Цель обычного алгоритма МАВ-декодирования заключается в отыскании основных вероятностей:

P [состояние m в момент t | вых. сигналы приемных каналов $y_1 \dots y_L$].

Величина L в приведенном выражении обозначает длину блока данных, измеряемую числом декодированных символов. (Кодер для (n, k) -кода при поступлении на его вход k битов формирует на выходе n битов). Обозначение y_t использовано для выходного сигнала (символа) канала в момент времени t .

Алгоритм МАВ-декодирования в первую очередь в действительности отыскивает вероятности:

$$\lambda_t(m) = P[S_t = m; Y_1^L]; \quad (1)$$

при этом получаются совместные вероятности того, что в момент t состояние кодера S_t есть m , а выходные сигналы приемных каналов $Y_1^L = [y_1, \dots, y_L]$. Полученные вероятности являются искомыми вероятностями, умноженными на некоторые константы ($P[Y_1^L]$ вероятности того, что набор сигналов на выходе приемных каналов

будет равен $[y_1, \dots, y_L]$).

Определим элементы матрицы Γ_t следующим образом: $\Gamma_t(i,j) = P$ [состояние j в момент t ; Y_t состояние i в момент $t-1$].

Матрица Γ_t вычисляется как функция вероятности канального перехода $R(Y_t, X)$, вероятность $p_{t(m|m')}$ того, что кодер осуществляет переход из состояний m' в m в момент времени t , и вероятность $q_t(x|m'm)$ того, что выходной символ кодера является X , причем предыдущее состояние кодера - m' . В частности, каждый элемент Γ_t вычисляется путем суммирования по всем возможным выходам кодера X следующим образом:

$$\gamma_t(m'm) = \sum_x p_t(m|m') q_t(x|m'm) R(y_t, x). \quad (2)$$

МАВ-декодер вычисляет L таких матриц, по одной для каждого состояния решетки. Они получаются из символов на выходе приемных каналов и с учетом характера ветвей решетки для заданного кода.

Далее определяются M элементов совместной вероятности вектора-строки α_t :

$$\alpha_t(j) = P[\text{состояние } j \text{ в момент } t; y_1 \dots y_L] \quad (3)$$

и M элементов условной вероятности вектора-столбца β_t

$$\beta_t(j) = P[y_{t+1} \dots y_L | \text{состояние } j \text{ в момент } t] \quad (4)$$

для $j = 0, 1, \dots, (M-1)$, где M - число состояний кодера (заметим, что матрицы и векторы выделяются полужирным наклонным шрифтом).

Этапы алгоритма МАВ-декодирования заключаются в следующем:

(i) вычисляются $\alpha_1, \dots, \alpha_L$ при помощи прямой рекурсии:

$$\alpha_t = \alpha_{t-1} \Gamma_t, \quad t = 1, \dots, L, \quad (5)$$

(ii) вычисляются $\beta_1, \dots, \beta_{L-1}$ при помощи обратной рекурсии:

$$\beta_t = \Gamma_{t+1} \beta_{t+1}, \quad t = L-1, \dots, 1 \quad (6)$$

(iii) вычисляются элементы λ_t :

$$\lambda_t(i) = \alpha_t(i) \beta_t(i), \quad \text{для всех } i, t = 1, \dots, L. \quad (7)$$

(iv) при необходимости отыскиваются связанные величины. Например, пусть A_t^j - набор состояний $S_t = [S_t^1, S_t^2, \dots, S_t^{km}]$, таких, что j -й элемент S_t, S_t^j равен нулю. Для обычного нерекурсивного решетчатого кода $S_t^j = d_t^j$, j -му информационному биту в момент t . Следовательно, на выходе декодера с мягким решающим правилом имеем:

$$P\{d_t^j = 0 | Y_1^L\} = \frac{1}{P\{Y_1^L\}} \sum_{S_t \in A_t^j} \lambda_t(m), \quad (8)$$

где $P\{Y_1^L\} = \sum_m \lambda_t(m)$, а m - индекс,

соответствующий состоянию S_t .

Жесткое решающее правило декодера или выходной декодированный бит получают путем приложения $P\{d_t^j = 0 | Y_1^L\}$ к следующему решающему правилу:

$$P\{d_t^j = 0 | Y_1^L\} = \begin{cases} \alpha_t & \text{if } d_t^j = 0 \\ 1 - \alpha_t & \text{if } d_t^j = 1 \end{cases}$$

При этом, если $P[d_t^i = 0 | Y_1^L] > 0,5$, то $d_t^i = 0$, если $P[d_t^i = 0 | Y_1^L] < 0,5$, то $d_t^i = 1$, в противном случае d_t^j присваивается произвольное значение 0 или 1.

В качестве другого примера связанных величин для вышеупомянутого этапа (iv) вычисляется матрица вероятностей σ_t со следующими элементами:

$$\sigma_t \langle i, j \rangle = P\{s_{t-1} = i; s_t = j; Y_1^L\} = \alpha_{t-1} \langle i \rangle \gamma_t \langle i, j \rangle \beta_t \langle j \rangle.$$

Эти вероятности могут быть использованы, когда требуется определить апостериорную вероятность выходных битов кодера. Эти вероятности используются также при декодировании рекурсивных сверточных кодов.

В стандартном применении алгоритма МАВ-декодирования прямая рекурсия начинается с вектора $\alpha_0 = (1, 0, \dots, 0)$, а обратная рекурсия начинается с вектора $\beta_L = (1, 0, \dots, 0)^T$. Эти начальные условия основаны на предположениях, что начальное состояние кодера $S_0 = 0$ и конечное состояние кодера $S_L = 0$.

В одном из вариантов реализации циркулярного МАВ-декодера распределение вероятностей начальных состояний определяется путем решения задачи собственных значений следующим образом. Пусть $\alpha_t, \beta_t, \Gamma_t$ и λ_t остаются теми же, что и прежде, а α_0 и β_L определяются следующим образом:

положим β_L равным вектору-столбцу $(111\dots 1)^T$

Пусть α_0 является неизвестной (векторной) переменной.

Тогда:

(i) вычисляют Γ_t для $t=1, 2, \dots, L$ в соответствии с выражением (2).

(ii) находят наибольшее собственное число матричного произведения $\Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_L$. Нормируют соответствующий собственный вектор так, чтобы сумма его компонентов оказалась равной единице. Этот вектор представляет собой решение α_0 . Собственное значение является $P[Y_1^L]$.

(iii) при помощи выражения (5) с прямой рекурсией находят последовательные векторы α_t .

(iv) начиная с β_L , начальное значение которому присвоено так, как это описано выше, получают β_t путем обратной рекурсии в соответствии с выражением (6).

(v) в соответствии с (7) получают λ_t , а затем и другие необходимые переменные, как, например, выходные значения с мягким решающим правилом $P[d_t^i = 0 | Y_1^L]$ или матрицу вероятностей σ_t .

Неизвестная

переменная α_0 удовлетворяет матричному уравнению:

$$\alpha_0 = \frac{\alpha_0 \Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_L}{P[Y_1^L]}$$

Учитывая, что приведенная формула отражает соотношения между вероятностями, произведение матриц Γ_t в правой части имеет наибольшее собственное значение, равное $P[Y_1^L]$, и соответствующий собственный вектор должен быть вектором вероятностей.

При начальном $\beta_L = (111\dots 1)^T$ выражение (6) позволяет получить β_{L-1} . Таким образом, повторное применение этой обратной рекурсии позволяет получить все β_t . После того, как α_0 известен и β_L установлен, все вычисления в циркулярном МАВ-декодере соответствуют обычному алгоритму МАВ-декодирования.

В альтернативном варианте реализации циркулярного МАВ-декодера распределение вероятностей состояний определяется с использованием рекурсивного способа. В частности, в одном варианте реализации (метод динамической сходимости) рекурсивная процедура продолжается до тех пор, пока не будет выявлена сходимость декодера. В этой рекурсии (или в методе динамической сходимости) этапы (i) и (ii) описанного выше способа, основанного на вычислении собственного вектора, замещаются следующими этапами:

(ii. a) начиная с начального значения α_0 , равного $(1/M, \dots, 1/M)$, где M - число состояний решетки, прямой рекурсией осуществляются вычисления L раз. Нормируют результат так, чтобы сумма элементов каждого нового α_t равнялась единице. Сохраняют все L векторов α_t .

(ii. b) пусть α_0 равняется α_t из предыдущего этапа и, начиная с $t=1$ как и прежде вычисляется первое L_{w-min} векторов вероятности α_t .

После этого вычисляют

$$\alpha_t \langle m \rangle = \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_{t-1} \langle i \rangle \gamma_t \langle i, m \rangle$$

для $m=0, 1, \dots, M-1$, и $t=1, 2, \dots, L_{w-min}$ где L_{w-min} - минимальное приемлемое число ступеней решетки. Нормируют прежним способом. Сохраняют только самый последний набор L векторов α , найденных в соответствии с рекурсивной процедурой на этапах (ii. a) и (ii. b), а также $\alpha_{L_{wmin}}$, ранее найденное на этапе (ii. a).

(ii. c) сравнивают $\alpha_{L_{wmin}}$ с этапом (ii. b)

с ранее найденным набором с шага (ii. a). Если M соответствующих элементов нового и старого $\alpha_{L_{wmin}}$ находятся в пределах допустимого интервала, то переходят на этап (iv), описанный ранее. В противном случае переходят на этап (ii. d).

(ii. d) пусть $t=t+1$ и вычисляется $\alpha_t = \alpha_{t-1} \Gamma_t$. Нормируют прежним способом. Сохраняют только набор самых последних L вычисленных векторов α и α_t .

ранее найденный на этапе (ii.a).

(ii. e) сравнивают новые α_t с ранее полученным набором. Если M новых и старых α_t находятся в пределах допустимого интервала, то выполнить этап (iv). В противном случае перейти к этапу (ii.d), если два последних вектора не попадают в допустимый интервал и если число рекурсий не превышает определенного максимального значения (обычно $2L$); перейти к этапу (iv) в противном случае.

После этого способ продолжается на этапах (iv) и (v), описанных выше при раскрытии способа, основанного на вычислении собственного вектора, для получения выходных сигналов в соответствии с мягким решающим правилом и выходных декодированных битов с циркулярного МАВ-декодера.

В другом альтернативном варианте реализации циркулярного МАВ-декодера, описанного в заявке на американский патент No.08/636742, рекурсивная процедура модифицируется таким образом, что декодеру нужно обработать только заранее заданное, фиксированное число ступеней решетки во вторую очередь, то есть на заданную глубину перекрытия. Это обеспечивает преимущества при реализации, обусловленные тем, что объем вычислений, необходимый для декодирования, остается прежним для каждого кодированного блока сообщения. Соответственно сокращается сложность программного и аппаратного обеспечения.

Одним из способов определения требуемой глубины перекрытия для МАВ-декодирования сверточного кода с добавлением битов в конец заключается в определении ее путем экспериментирования с программным или аппаратным обеспечением, причем для этого требуется циркулярный МАВ-декодер с переменной глубиной перекрытия и экспериментальные исследования проводятся с целью измерения частоты поступления ошибок в зависимости от E_b/N_0 при допустимом увеличении глубины перекрытия. Вычисляется минимальная глубина перекрытия декодера, которая обеспечивает минимальную вероятность ошибки декодированных битов для определенного отношения E_b/N_0 , при которой дальнейшее увеличение глубины перекрытия не приводит к снижению вероятности ошибки.

Если скорость поступления ошибочных декодированных битов, превышающая минимально достижимую для заданного отношения E_b/N_0 , является допустимой, то представляется возможным сократить требуемое число ступеней решетки, обрабатываемых циркулярным МАВ-декодером. В частности, описанная выше процедура отыскания глубины перекрытия может быть просто прекращена при достижении требуемой средней вероятности ошибки.

Другой способ определения глубины перекрытия для заданного кода основан на использовании свойств кодового расстояния. Для этого необходимо определить две различных решающих глубины декодера (decoder decision depth). В данном случае термин "правильный путь" означает последовательность состояний или путь

сквозь решетку, которые получаются в результате кодирования блока информационных битов. Термин "некорректное подмножество узла" означает набор всех неправильных ветвлений (решетки), уходящих с правильного пути узла и его наследников. Обе определенные выше решающие глубины зависят от сверточного кодера.

Решающие глубины определяются следующим образом:

(i) определяют, что передняя решающая глубина для корректировки e ошибок, $LF(e)$, есть первая глубина в решетке, при которой все пути некорректного подмножества начального узла правильного пути, независимо от того, сливаются ли они в дальнейшем с правильным путем или нет, отстоят от правильного пути на расстояние, превышающее расстояние Хемминга $2e$. Значение $LF(e)$ состоит в том, что если число ошибок перед начальным узлом не превышает e и известное кодирование начинается с этого момента, то декодер должен снимать код безошибочно. Формальное представление в табличном виде передней решающей глубины для сверточных кодов было получено J.B. Anderson и K. Balachandran в статье "Решающие глубины для сверточных кодов", IEEE Transactions on Information Theory, v. IT-35, с.455-459, март 1989. Некоторые свойства $LF(e)$ описаны в этой статье и также в книге J.B.Anderson и S.Mohan "Кодирование источника и канала - алгоритмический подход", Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA, 1991. Основное из этих свойств заключается в том, что между LF и e существует простое линейное соотношение; например, для кодов $1/2$ LF приблизительно равно $9.08e$.

(ii) далее определяют, что не объединяющая решающая глубина для исправления e ошибок, $LU(e)$, есть первая глубина в решетке, при которой все пути в решетке, которые никогда не соприкасаются с правильным путем, отстоят от правильного пути на расстояние, превышающее расстояние Хемминга $2e$.

Значение $LU(e)$ для циркулярного МАВ-декодирования с мягким решающим правилом состоит в том, что вероятность идентификации состояния на действительном передаваемом пути является наивысшей после того, как декодер обработает $LU(e)$ ступеней решетки. Следовательно, минимальная глубина перекрытия для циркулярного МАВ-декодера составляет $LU(e)$. Вычисления глубины $LU(e)$ показывают, что она всегда больше, чем $LF(e)$, но что она подчиняется тому же аппроксимирующему закону. Это означает, что если необъединяющая решающая глубина кода не известна, то минимальная глубина перекрытия должна быть выбрана равной передней решающей глубине $LF(e)$.

Отыскивая минимальную необъединяющую решающую глубину для заданного кодера мы находим наименьшее число ступеней решетки, которое должно быть обработано конкретным циркулярным декодером, формирующим выходные сигналы на основе мягкого решающего правила. Алгоритм отыскания $LF(e)$, передней решающей глубины, был предложен J.B.Anderson и K. Balachandran в

упоминавшейся выше статье "Решающие глубины для сверточных кодов". Для отыскания $LU(e)$:

(i) вытягивают кодовые решетки слева направо, начиная одновременно со всех узлов решетки, исключая узлы для нулевого состояния.

(ii) на каждом уровне удаляют все пути, которые сливаются с правильным (полностью нулевым) путем; не вытягивают пути, выходящие из правильного (нулевого) узла состояния.

(iii) на уровне k среди путей, оканчивающихся в узлах на этом уровне, находят наименьшее расстояние Хемминга или вес.

(iv) если это наименьшее расстояние превышает $2e$, то происходит прекращение вычислений. Это означает, что $LU(e)=k$.

Как описано в заявке на американский патент No. 08/636742, экспериментирование путем компьютерного моделирования привело к двум неожиданным результатам: (1) обработка с перекрытием β_t улучшает характеристики декодера; (2) использование глубины перекрытия $LU(e)+LF(e) \approx (2LF(e))$ значительно улучшает характеристики. Следовательно, предпочтительный вариант реализации алгоритма циркулярного MAB-декодера основан на рекурсии, включающей следующие этапы:

(i) вычисляют Γ_t для $t=1, 2, \dots, L$ в соответствии с выражением (2).

(ii) начиная с начального значения α_0 , равного $(1/M, \dots, 1/M)$, где M - число состояний в решетке, осуществляют вычисление по прямой рекурсии в соответствии с выражением (5) $(L+L_w)$ раз для $u=1, 2, \dots, (L+L_w)$, где L - глубина перекрытия декодера. Индекс уровня решетки t принимает значения $(u-1) \bmod L + 1$. После того, как декодер "прогоняет" (wraps around) последовательность символов, принимаемых в канале, α_t трактуется как α_0 . Нормализуют результат таким образом, что сумма элементов каждого нового вектора α_t равна единице. Оставляют L последних векторов α , полученных в результате этой рекурсии.

(iii) начиная с начального значения β_t , равного $(1, \dots, 1)^T$, в соответствии с выражением обратной рекурсии (6) осуществляют вычисления $(L+L_w)$ раз для $u=1, 2, \dots, (L+L_w)$. Индекс уровня решетки принимает значения $L-(u \bmod L)$. После того, как декодер "прогоняет" принятую последовательность, β_1 используется как β_{L+1} , а Γ_1 используется как Γ_{L+1} при вычислении нового β_L . Нормируют результат таким образом, что сумма элементов каждого нового β_t равняется единице. Как и прежде, сохраняют L последних векторов β , полученных в результате этой рекурсии.

Следующий этап данного рекурсивного способа совпадает с этапом (v) приведенного выше способа, основанного на вычислении собственного вектора и заключающегося в получении выходных мягких решений и декодированных битов при помощи циркулярного MAB-декодера.

Несмотря на то, что выше были приведены предпочтительные варианты

реализации настоящего изобретения, ясно, что эти варианты реализации приведены исключительно в качестве примеров. Многочисленные вариации, изменения и замены могут быть предложены без выхода за пределы объема изобретения. Соответственно подразумевается, что изобретение ограничивается только основной идеей и объемом, раскрытыми в нижеследующей формуле.

Формула изобретения:

1. Система связи посредством терминалов с антенной с очень малой апертурой (ТОМА), для связи через космический аппарат, содержащая несколько терминалов с антенной с очень малой апертурой, каждый из которых содержит кодер с параллельным объединением, включающий в себя несколько составляющих кодеров, подключенных параллельным объединением, причем кодер с параллельным объединением применяет код с параллельным объединением к блоку информационных битов, принимаемых от источника информации, и формирует из них составные кодовые слова, причем кодер с параллельным объединением включает в себя формирователь кодовых слов, предназначенный для формирования битов составных кодовых слов с целью получения составных кодовых слов, формирователь пакетов, предназначенный для составления информационных пакетов для передачи, причем каждый информационный пакет включает биты по меньшей мере из одного составного кодового слова, модулятор для приема информационных пакетов и получения из них модулированных сигналов, преобразователь с повышением частоты для переноса модулированных сигналов на частоту несущей, антенный переключатель для присоединения каждого соответствующего терминала ТОМА к антенне с целью передачи сигналов от преобразователя частоты с повышением частоты на космический аппарат и передачи принятых на антенну сигналов от космического аппарата для последующей обработки, преобразователь с понижением частоты для переноса каждого принятого от антенного переключателя сигнала с частоты несущей на промежуточную частоту, демодулятор для осуществления синхронизации, заключающейся в настройке на частоту несущей, кадровой синхронизации, посимвольной синхронизации, и при необходимости синхронизации по фазе с несущей, и демодуляции принятых сигналов, формирователь кодовых слов из пакетов, предназначенный для формирования принимаемых составных кодовых слов из демодулированных сигналов, составной декодер, включающий несколько составляющих декодеров и предназначенный для декодирования принимаемых составных кодовых слов.

2. Система связи по п.1, отличающаяся тем, что составляющие кодеры включают в себя кодер с параллельным объединением, обеспечивающий сверточное кодирование блоков информационных битов.

3. Система связи по п.2, отличающаяся тем, что сверточный код с параллельным объединением содержит систематические рекурсивные коды.

4. Система связи по п.2, отличающаяся

тем, что сверточный код с параллельным объединением включает нерекурсивные систематические коды с добавлением битов в конец.

5. Система связи по п.4, отличающаяся тем, что составляющие декодеры содержат циркулярные МАВ-декодеры (декодеры с максимальной апостериорной вероятностью).

6. Система связи по п.1, отличающаяся тем, что модулятор содержит модулятор с расширением спектра, а демодулятор является демодулятором с обужением спектра.

7. Система связи по п.1, отличающаяся тем, что код с параллельным объединением содержит внутренний код с параллельным объединением, каскадно объединенный с внешним кодом, а декодер содержит внутренний декодер, относящийся к внутреннему коду с параллельным объединением, и дополнительно включает в себя внешний декодер, относящийся к внешнему каскадно объединенному коду.

8. Система связи по п.1, отличающаяся тем, что кодер и декодер содержат программируемое устройство кодирования/декодирования, обеспечивающее несколько вариантов кодирования/декодирования, выбираемых при помощи переключателей.

9. Система связи по п.8, отличающаяся тем, что предусматривает четыре варианта кодирования/декодирования, в том числе кодирование с параллельным объединением, внешнее кодирование, осуществляемое посредством внешнего кодера, каскадно объединенное с внутренним кодированием с параллельным объединением, кодирование с каскадным объединением с использованием внешнего кодера и одного внутреннего составляющего кодера, одиночное кодирование, при котором используется лишь один составляющий кодер.

10. Система связи по п.8, отличающаяся тем, что дополнительно содержит по меньшей мере один центральный терминал, модулятор

каждого терминала с антенной с очень малой апертурой, являющийся модулятором с расширением спектра, предназначенный для наложения одной из нескольких расширяющих последовательностей на каждый передаваемый информационный пакет, причем расширяющие последовательности группируются в наборы, каждый набор содержит по крайней мере одну расширяющую последовательность, каждый набор расширяющих последовательностей относится к одному из вариантов кодирования, центральный терминал, содержащий по меньшей мере один демодулятор с обужением спектра для каждой расширяющей последовательности и несколько декодеров, причем вышеупомянутый центральный терминал демодулирует и декодирует сигналы, принимаемые со спутников, которые передают на перекрывающихся временных интервалах и каждый из которых использует один из вариантов кодирования и связанную с ним одну из расширяющих последовательностей, конфигурацию декодеров подбирают для каждого принимаемого сигнала в соответствии с расширяющей последовательностью, идентифицируемой демодулятором с обужением спектра.

11. Система связи по п.1, отличающаяся тем, что дополнительно содержит по меньшей мере один центральный терминал, обеспечивающий осуществление связи по звездообразной схеме.

12. Система связи по п.1, отличающаяся тем, что кодер с параллельным объединением далее выполняет функцию перфорирования с целью удаления битов кода из составляющих кодовых слов в соответствии с заранее заданным законом перфорирования, а составной декодер выполняет функцию деперфорирования с целью вставки нейтральных значений на место перфорированных битов в составляющих кодовых словах.

45

50

55

60

Таблица 1

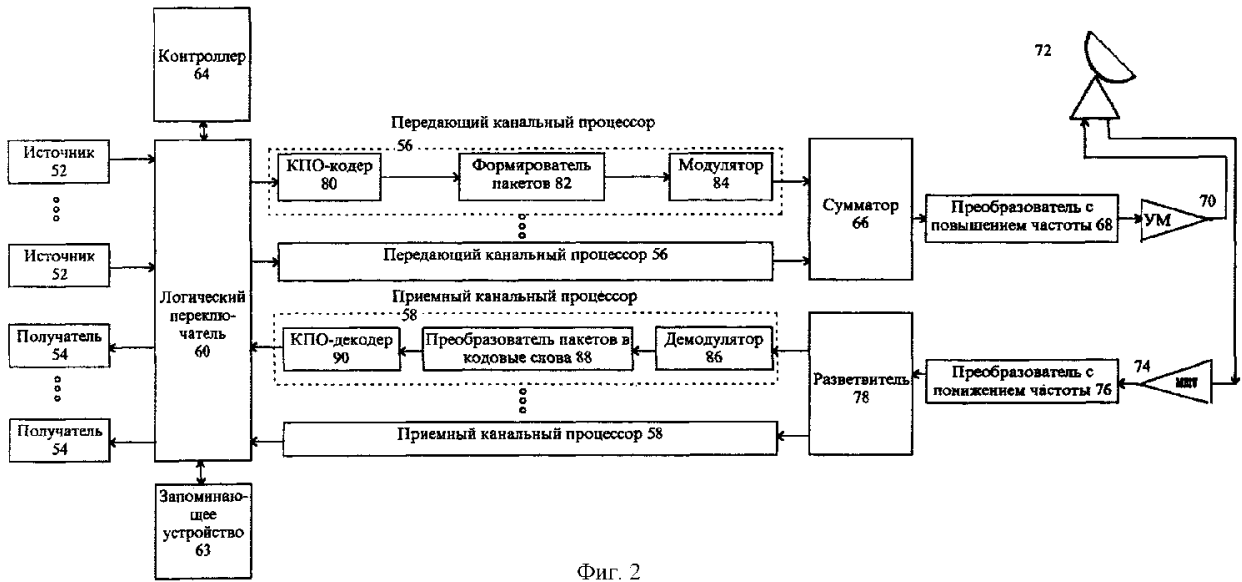
Режим	Положение переключателя				
	S1	S2	S3	S4	S5
(1) КПО-кодирование	0	0	закрото	0	0
(2) последовательное объединение с внутренним КПО	1	1	закрото	0	0
(3) стандартное последовательное объединение	1	1	открыто	1	1
(4) одиночный код	0	0	открыто	1	1

Таблица 2

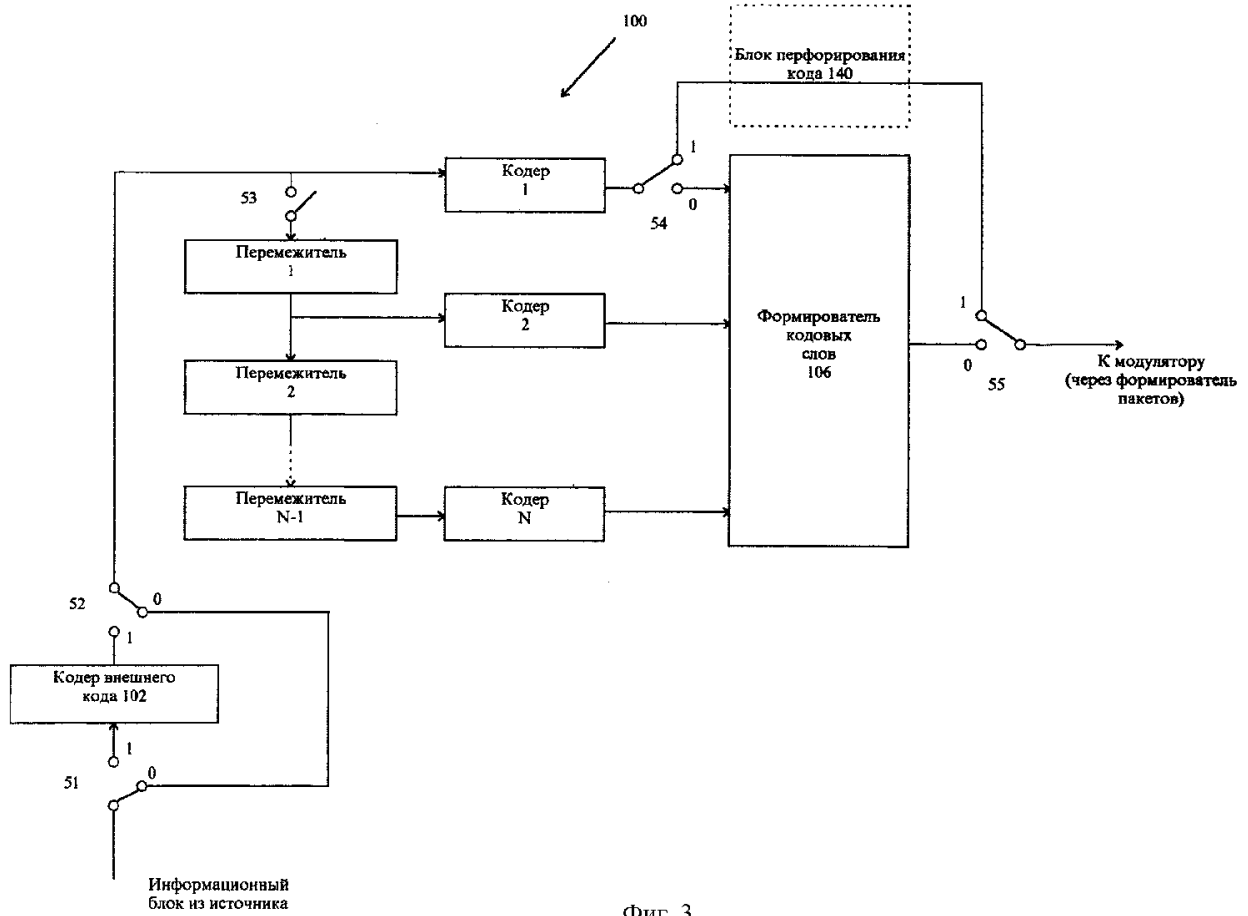
Режим	Положение переключателя					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
(1) КПО-кодирование	0	0	закрото	0	0	X
(2) последовательное объединение с внутренним КПО	1	1	закрото	0	0	0 для декодирования с жестким решающим правилом; 1 - с мягким решающим правилом
(3) стандартное последовательное объединение	1	1	открыто	1	1	0 для декодирования с жестким решающим правилом; 1 - с мягким решающим правилом
(4) одиночный код	0	0	открыто	1	1	X

RU 2191471 C2

RU 2191471 C2



Фиг. 2



Фиг. 3

RU 2191471 C2

RU 2191471 C2

