

(19)



**Евразийское  
патентное  
ведомство**

(11) **033569**

(13) **B1**

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ЕВРАЗИЙСКОМУ ПАТЕНТУ**

(45) Дата публикации и выдачи патента  
**2019.11.06**

(51) Int. Cl. **H04L 12/70** (2013.01)  
**H03M 13/01** (2006.01)

(21) Номер заявки  
**201800034**

(22) Дата подачи заявки  
**2017.12.08**

---

(54) **СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ**

---

(43) **2019.06.28**

(56) RU-C2-2191470  
RU-C2-2310281  
RU-C2-2185658  
US-A1-2004190604  
US-A-5193094

(96) **2017/EA/0097 (BY) 2017.12.08**

(71)(73) Заявитель и патентовладелец:  
**БЕЛОРУССКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
(BY)**

(72) Изобретатель:  
**Гулай Анатолий Владимирович,  
Зайцев Владимир Михайлович (BY)**

(57) Изобретение относится к области создания цифровых устройств связи и управления и может найти применение при построении высокоэффективных интеллектуальных систем с дистанционной передачей потоков информации. Использование изобретения позволяет создать систему многоканальной передачи цифровой информации с высокой достоверностью, избежать прокладки большого количества дорогостоящих кабельных линий связи или выделения достаточного количества частот из состава крайне дефицитного радиочастотного спектра. Способ передачи цифровой информации заключается в том, что на передающей стороне линии связи формируют матрицу Адамара, порядок которой соответствует количеству источников информации, а элементы строк отображают значения ортогональных функций Уолша, и присваивают каждую функцию определенному источнику информации. Затем из каждого исходного пакета данных отбирают очередные биты с одинаковыми номерами, преобразуют их в тактовые кодовые представления с помощью вышеуказанных функций Уолша и полученными значениями тактовых кодовых представлений заполняют информационную часть бит-кадра. После этого налагают на нее блочный помехоустойчивый код путем формирования контрольной части бит-кадра, обрамляют обе части бит-кадра флагами и/или сигналами "старт-стоп" и отправляют данные в линию связи. На приемной стороне линии связи после снятия указанного обрамления проверяют правильность информационной и контрольной части бит-кадра, при необходимости производят их корректировку, восстанавливают битовые значения отдельных пакетов данных на основе использования вышеупомянутых функций Уолша и передают сформированные пакеты данных потребителю информации.

**B1**

**033569**

**033569**

**B1**

Изобретение относится к области создания цифровых устройств связи и управления и может найти широкое применение при построении высокоэффективных интеллектуальных систем с дистанционной передачей потоков информации, а также при разработке многофункциональных мехатронных систем для различных отраслей экономики, в частности для машиностроения. Использование предлагаемого изобретения позволяет создать систему многоканальной передачи цифровой информации с высокой достоверностью, при этом избежать прокладки большого количества дорогостоящих кабельных линий связи или выделения достаточного количества частот из состава крайне дефицитного радиочастотного спектра.

В настоящее время при практической реализации проектов по созданию цифровых систем передачи информации и систем управления применяется частотное, временное или кодовое разделение канальных ресурсов между абонентами - источниками потоков информации. Проблема коллективного использования каналов передачи информации группами абонентов наиболее эффективно решается за счет внедрения принципов кодового разделения (уплотнения) каналов (Code division multiple access - CDMA).

По своему назначению известные проектные решения в области кодового разделения каналов, как правило, относятся к сфере создания средств сотовой связи и в той или иной мере повторяют технические приемы широко используемой рекомендации IS-95 [1]. Основной особенностью рекомендованного технического решения является применение принципа корреляционной обработки сигнала на приемной стороне линии связи с целью выделения из общего потока данных отдельных сообщений, посылаемых разными источниками информации.

Существенным недостатком известного способа кодового разделения каналов является относительно низкий уровень достоверности идентификации информационных потоков от большого количества одновременно функционирующих источников на передающей стороне линии связи.

В соответствии с этим с целью повышения помехоустойчивости известных систем связи совершенствуют процесс корреляционной обработки принимаемого сигнала. В частности, входную смесь, содержащую сигналы всех каналов, перемножают в каждом канале с соответствующим синхронным опорным сигналом, выполняют фильтрацию результата перемножения, его детектирование и одновременное сравнение выделенной огибающей напряжения с двумя (низким и высоким) пороговыми значениями [2]. Отфильтрованный сигнал перемножают с тем же синхронным опорным сигналом, за счет чего восстанавливают принятый данным каналом сигнал, который вычитают из смеси на входе каналов, в которых не обнаружено временное превышение двух порогов.

Сущность известного способа передачи информации с кодовым разделением каналов заключается в том, что при его реализации обеспечивается обнаружение мощных сигналов ближних абонентов и формирование из них оценок структурных помех. При этом оценки структурных помех, сформированные в каждом из каналов, используют для компенсации соответствующих им структурных помех во входной смеси. В соответствии с данным способом сигналы удаленных абонентов обрабатываются в каналах передачи информации после того, как во входной смеси скомпенсированы мощные сигналы ближних абонентов (структурные помехи).

Недостатком известного способа передачи информации является относительно слабое подавление пространственно-сосредоточенных и/или узкополосных помех. Наличие узкополосных помех приводит к существенному снижению емкости системы связи с кодовым разделением каналов. Этот факт объясняется тем, что все кодовые каналы передачи информации разделяют общий частотный диапазон, при поражении которого помехой блокируются сразу все кодовые каналы. Снижение емкости системы связи особенно недопустимо при построении мехатронных систем, используемых для управления потенциально опасными объектами, например энергетическими и оборонными.

Кроме того, проявление указанного недостатка недопустимо в системах связи двойного назначения, то есть в системах, одновременно предоставляющих коммерческие услуги и используемых государственными структурами для служебной связи. Особенно существенной может оказаться потеря емкости системы связи при ее работе во время стихийных бедствий, крупных промышленных аварий или других чрезвычайных ситуаций. В такой ситуации одновременно работает большое количество различных средств связи, прежде всего узкополосных, координировать работу которых и осуществлять планирование их частот невозможно в силу чрезвычайной ситуации.

Известны способы обеспечения помехозащищенности систем передачи информации с кодовым разделением каналов от узкополосных пространственно сосредоточенных помех. На практике используются следующие методы борьбы с указанными помехами: режекция спектра сигнала (частотная селекция) и пространственная селекция с применением многоэлементных антенных решеток. С учетом этого в качестве прототипа выбран наиболее близкий по технической сущности к заявляемому способу известный вариант защиты систем связи от узкополосных пространственно-сосредоточенных помех путем совместной пространственно-частотной селекции [3].

Способ-прототип передачи цифровой информации с кодовым разделением каналов реализуется по известному общему алгоритму. На передающей стороне линии связи получают исходные пакеты данных от источников цифровой информации, налагают на указанные пакеты данных помехоустойчивый код, обрамляют их флагами и/или сигналами "старт-стоп" и отправляют данные в линию связи. На приемной стороне линии связи снимают указанное обрамление, выполняют декодирование данных и направляют

пакеты данных потребителю информации.

В известном способе повышение емкости и помехозащищенности систем связи с кодовым разделением каналов в условиях действия пространственно-сосредоточенных или узкополосных помех достигается за счет использования совместной пространственно-частотной селекции. Совместная пространственно-частотная селекция осуществляется при использовании на приемной стороне линии связи адаптивной антенной решетки с произвольным количеством элементов, что необходимо для осуществления пространственной селекции в каждом из частотных каналов. Кроме того, при этом производится также коррекция фазово-частотной структуры полезного сигнала и оптимальное частотное взвешивание. Решение этих задач достигается путем введения алгоритмов вычисления весовых коэффициентов и алгоритмов восстановления фазовой структуры полезного сигнала и оптимального частотного взвешивания при объединении сигналов частотных каналов.

Недостатком известного способа является сравнительно высокая сложность алгоритмов, применяемых для обработки сигналов. Частотная селекция неизбежно связана с потерей части энергии полезного сигнала и искажениями его автокорреляционной функции, что приводит к дополнительному снижению его качества. Использование методов пространственной селекции приводит к необходимости применения сложных антенных решеток (например, адаптивных), повышения сложности приемных трактов линий связи и, соответственно, требует сложных алгоритмов адаптации. Кроме того, применяемые при этом алгоритмы не обладают достаточным быстродействием для работы в реальных каналах передачи информации, например при высоких скоростях движения источника информации или изменения состояния объекта управления.

Таким образом, корреляционная обработка сигнала на приемной стороне линии связи является доминирующим способом организации многоканальной связи при кодовом разделении каналов. Известные способы совершенствования таких систем передачи информации не затрагивают этот базовый принцип их создания. Большинство вариантов усовершенствования известного способа передачи цифровой информации касается повышения достоверности декодирования данных на приемной стороне линии связи. Как правило, такая рационализация системы связи производится за счет значительного усложнения оборудования и алгоритмов обработки принимаемых сигналов.

Разработанный способ передачи цифровой информации приводит к отказу от использования корреляционной обработки принимаемых сигналов и реализуется исключительно программными средствами. Предложенный способ позволяет существенно повысить достоверность передачи данных даже при использовании каналов со сравнительно низким качеством и высокими значениями вероятностей возникновения битовых ошибок (например, каналов проводной связи и радиоканалов).

Способ передачи цифровой информации заключается в том, что на передающей стороне линии связи формируют матрицу Адамара, порядок которой соответствует количеству источников информации, а элементы строк отображают значения ортогональных функций Уолша, и присваивают каждую функцию определенному источнику информации. Затем из каждого исходного пакета данных отбирают очередные биты с одинаковыми номерами, преобразуют их в тактовые кодовые представления с помощью вышеуказанных функций Уолша и полученными значениями тактовых кодовых представлений заполняют информационную часть бит-кадра. После этого налагают на нее блочный помехоустойчивый код путем формирования контрольной части бит-кадра, обрамляют обе части бит-кадра флагами и/или сигналами "старт-стоп" и отправляют данные в линию связи. На приемной стороне линии связи после снятия указанного обрамления проверяют правильность информационной и контрольной части бит-кадра, при необходимости производят их корректировку, восстанавливают битовые значения отдельных пакетов данных на основе использования вышеупомянутых функций Уолша и передают сформированные пакеты данных потребителю информации.

Преобразование битов в тактовые кодовые представления на передающей стороне линии связи производят по тактам, количество которых равно числу источников информации, причем в каждом такте определяют значение кодового представления по формуле

$$\{\rho_{i,v} = B_{i1}h_{1v} + B_{i2}h_{2v} + \dots + B_{iN}h_{Nv}\}. \quad (1)$$

Здесь  $\rho_{i,v}$  - значения тактовых кодовых представлений;

$i$  - номер бит-кадра;

$v = 1, 2, \dots, N$  - номера последовательных тактов передачи отдельных бит из состава бит-кадра;

$N$  - количество источников информации;

$B_{iv}$  - бит источника цифровой информации;

$h_{k,v} = \pm 1$  - значения каждой из функций Уолша  $k$ -го порядка в тактах передачи.

В случае отсутствия очередного бита в исходном пакете данных место указанного бита в тактовых кодовых представлениях замещают нулем.

На приемной стороне линии связи по полученному набору тактовых кодовых представлений восстанавливают битовые значения путем рекуррентного решения системы линейных алгебраических уравнений

$$\{B_{i1}h_{1v} + B_{i2}h_{2v} + \dots + B_{iN}h_{Nv} = \rho_{i,v}\}. \quad (2)$$

Указанное решение находят за счет попарного алгебраического сложения каждого из вышеуказанных уравнений с номером  $i$  и уравнений с номером  $i+N/2$ , где  $i=1, 2, \dots, N/2$ , а также за счет операций попарного алгебраического вычитания тех же уравнений.

Реализация предлагаемого способа передачи цифровой информации производится следующим образом.

Информационная технология кодового разделения канального ресурса между различными абонентами - источниками данных предполагает, что количество абонентов ограничено некоторым значением  $n$ . Передача бит по физическому каналу осуществляется с помощью следующих друг за другом специально построенных информационных блоков в виде бит-кадров. Бит-кадры обеспечивают образование в одном физическом канале некоторого количества  $N$  логических каналов, по которым абоненты-источники осуществляют передачу своих пакетов информации, при этом  $N \geq n$ . В каждый из логических каналов одновременно поступает по одному биту из пакета соответствующего абонента - источника с исходной скоростью

$$V = Q_{6-к}/\Delta t,$$

где  $Q_{6-к}$  - количество бит в бит-кадре;

$\Delta t$  - длительность формирования бит-кадра.

Схема движения информации в виде потоков бит от ее источников имеет следующий вид:

поток бит источника 1

$$b_1[t + i\Delta t], b_1[t + (i-1)\Delta t], b_1[t + (i-2)\Delta t], \dots, b_1[t + \Delta t], b_1[t], b_1[t - \Delta t];$$

поток бит источника 2

$$b_2[t + i\Delta t], b_2[t + (i-1)\Delta t], b_2[t + (i-2)\Delta t], \dots, b_2[t + \Delta t], b_2[t], b_2[t - \Delta t];$$

•••

поток бит источника  $n$

$$b_n[t + i\Delta t], b_n[t + (i-1)\Delta t], b_n[t + (i-2)\Delta t], \dots, b_n[t + \Delta t], b_n[t], b_n[t - \Delta t];$$

поток бит источника  $n+1$

$$0_{n+1}[t + i\Delta t], 0_{n+1}[t + (i-1)\Delta t], 0_{n+1}[t + (i-2)\Delta t], \dots$$

$$\dots 0_{n+1}[t + \Delta t], 0_{n+1}[t], 0_{n+1}[t - \Delta t];$$

•••

поток бит канала  $N$

$$0_N[t + i\Delta t], 0_N[t + (i-1)\Delta t], 0_N[t + (i-2)\Delta t], \dots, 0_N[t + \Delta t], 0_N[t], 0_N[t - \Delta t].$$

Здесь  $b_j[t+i\Delta t]$  - значение бита источника  $j$  в момент времени  $t+i\Delta t$ ;

$i = 1, 2, \dots, N$  - текущий номер отсчета времени, соответствующий номеру бит-кадра;

$j = 1, 2, \dots, N$  - номер источника.

Величина  $\Delta t$  определяется в зависимости от требуемой скорости  $V$  передачи бит в информационных потоках источников. Закрепление источника потока информации с конкретным номером  $j$  за некоторым логическим каналом может осуществляться как статически, так и динамически. В то же время номер логического канала на приемной стороне должен однозначно идентифицировать номер источника потока информации.

Значение  $N$  задает потенциальное количество логических каналов, то есть количество источников, которые одновременно могут использовать ресурс одного физического канала. В незадействованных логических каналах системы идет перманентная передача кодов нулей до момента появления кодовой комбинации бит "старт пакета". При заданном значении  $n$  числа реальных источников количество логических каналов системы  $N$  выбирается исходя из следующего условия:

$$N = 2^u; \quad u \geq \text{Ant}[\log_2 n], \quad (3)$$

где  $\text{Ant}[\log_2 n]$  - функция Антье верхней целочисленной границы значения  $\log_2 n$ .

В случае  $N > n$  избыточные каналы рассматриваются как каналный резерв, который может также специально вводиться с целью обеспечения перспективы развития системы. Каждый бит-кадр состоит из информационной и контрольной части.

Первоначальная группа операций по реализации разработанного способа передачи цифровой информации заключается в том, что на передающей стороне линии связи формируют матрицу Адамара, порядок которой соответствует количеству источников информации, и присваивают каждую строку матрицы определенному источнику информации.

Элементами соответствующих строк матрицы Адамара отображаются значения функций Уолша. Справедливо и обратное: значения элементов строк матрицы Адамара соответствуют последовательностям значений определенных функций Уолша.

Функции Уолша представляют собой дискретные функции, имеющие следующие значения:

$$W_{k,v} = W_k(v) = \pm 1 \quad (4)$$

для  $k = 1, 2, \dots, N$  в точках  $v = 1, 2, \dots, N$ .

Для каждой функции Уолша эти значения определяются элементами соответствующих  $k$ -ых строк матрицы Адамара:

$$W_{k,v} = h_{k,v}, \quad (5)$$

$$\text{при этом } H_N = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1v} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2v} & \dots & h_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{iv} & \dots & h_{iN} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{Nv} & \dots & h_{NN} \end{pmatrix}; \quad h_{ii} = \pm 1. \quad (6)$$

Особенность матрицы Адамара заключается в том, что  $N$  в данном случае является степенью 2 (2, 4, 8, ...), а элементы строк формируются по рекуррентному правилу:

$$H_N = \begin{pmatrix} H_{N-2} & H_{N-2} \\ H_{N-2} & -H_{N-2} \end{pmatrix}; \quad \text{причем } H_0 = 1; \quad H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Следующей операцией построения бит-кадра на передающей стороне линии связи является формирование битов информационной части бит-кадра, которое выполняется следующим образом.

Общее количество физических битов в информационной части каждого бит-кадра постоянно и равно  $N_\Phi$ . Его значение определяется соотношением  $N_\Phi = N(1 + \log_2 N)$ , которое учитывает количество бит, необходимых для получения результирующих параметров тактовых кодовых представлений в информационной части бит-кадра.

Для любого момента времени  $t + i\Delta t$  первые по очереди значащие биты потоков всех  $n$  функционирующих источников и нулевые биты  $N - n$  резервных логических каналов группируются мультиплексором в единый бит-кадр. Из отдельных бит  $\{b_j[t + i\Delta t]\}$  информационных потоков предварительно образуется бит-векторная строка:

$$B_i[t + i\Delta t] = \{B_{ij}[t + i\Delta t]\}. \quad (8)$$

В технологических целях элементы строки представляются биполярными единичными значениями:

$$B_{ij}[t + i\Delta t] = +1, \quad \text{если } b_j[t + i\Delta t] = 1; \quad (9)$$

$$B_{ij}[t + i\Delta t] = -1, \quad \text{если } b_j[t + i\Delta t] = 0. \quad (10)$$

При формировании информационных битов в качестве сигнатуры бит-кадра используется тактированный по времени набор функций Уолша  $k$ -го порядка  $\{W_{k,v}\}$ . В каждом такте  $v$  выполняется передача не самих значений элементов бит-векторной строки  $B_i[t + i\Delta t] = \{B_{ij}[t + i\Delta t]\}$ , а результирующих параметров тактовых кодовых представлений  $\{\rho_{i,v}\}$ , которыми заполняется информационная часть  $i$ -го бит-кадра:

$$\{\rho_{i,v}\} = B_i[t + i\Delta t] \times H_N, \quad (11)$$

$$\text{при этом } \rho_{i,v} = B_{i1}h_{1v} + B_{i2}h_{2v} + \dots + B_{iN}h_{Nv}. \quad (12)$$

Размах значений результирующих параметров тактовых кодовых представлений  $\{\rho_{i,v}\}$  составляет  $\pm N$ . Поэтому при заполнении информационной части  $i$ -го бит-кадра под размещение каждого параметра с учетом знака физически должно быть использовано  $(1 + \log_2 N)$  бит, что и определяет общее количество  $N_\Phi$  бит в информационной части пакета.

Для более компактного изложения элементы бит-векторной строки  $B_i[t + i\Delta t]$  далее представляются соответствующими значениями  $B_{ij}$ .

Следующей операцией построения бит-кадра на передающей стороне линии связи является формирование битов его контрольной части.

Контрольная часть бит-кадра содержит  $R$  контрольных битов. Значение  $R$  определяется кратностью ошибок  $q$ , которые предполагается выявлять и исправлять в каждом бит-кадре:

$$R \geq qM, \quad 2^{M-1} - 1 \leq N_\Phi \leq 2^M, \quad (13)$$

где  $2^M$  - верхняя целочисленная граница длины информационной части.

При этом вероятность остаточных битовых ошибок в бит-кадре  $P_{\text{ош б-к}}$  после корректировок будет составлять:

$$P_{\text{ош } \phi-k} = 1 - (1 - P_{\text{ош } k})^{N_{\phi} + R} - (N_{\phi} + R)P_{\text{ош } k} (1 - P_{\text{ош } k})^{N_{\phi} + R - 1} - C_{N_{\phi} + R}^2 P_{\text{ош } k}^2 (1 - P_{\text{ош } k})^{N_{\phi} + R - 2} - \dots - C_{N_{\phi} + R}^q P_{\text{ош } k}^q (1 - P_{\text{ош } k})^{N_{\phi} + R - q}, \quad (14)$$

где  $P_{\text{ош } k}$  - вероятность возникновения битовой ошибки при передаче информации по симметричному каналу;

$C_{N_{\phi} + R}^q$  - количество сочетаний из  $N_{\phi} + R$  бит по  $q$  бит.

Приемлемым вариантом выполнения данной операции является, например, применение корректирующего циклического кода на основе порождающего полинома  $G_r(x)$  степени  $r$ . Если полином  $P_{N_{\phi}-1}(x)$  представляет собой изображающий полином битов кодовой комбинации информационной части бит-кадра степени  $N_{\phi}-1$ , то изображающий полином битов кодовой комбинации контрольной части бит-кадра степени  $r-1$  определяется остатком от деления изображающего полинома информационной части бит-кадра, сдвинутой на  $r$  позиций влево, на порождающий полином:

$$x^r P_{N_{\phi}-1}(x) / G_r(x) \equiv C_{r-1}(x). \quad (15)$$

Коэффициенты полинома  $C_{r-1}(x)$  соответствуют битам кодовой комбинации контрольной части бит-кадра. Коэффициенты изображающего полинома  $I_{N_{\phi}+r-1}(x)$  циклического кода, соответствующие битам информационной и контрольной частей, являются результатом следующих поэлементных операций:

$$I_{N_{\phi}+r-1}(x) = \{x^r P_{N_{\phi}-1}(x) + C_{r-1}(x)\} \bmod 2. \quad (16)$$

Вероятность  $P_{\text{ош } \phi-k}$  связана с объемами пакетов  $Q_n$  передачи данных абонентами - источниками и уровнем достоверности  $P_{\text{дост}}$  содержащейся в них информации следующим соотношением:

$$P_{\text{дост}} = (1 - P_{\text{ош } \phi-k})^{Q_n}. \quad (17)$$

Завершающими операциями построения бит-кадра на передающей стороне линии связи являются формирование кодовых комбинаций флагов и/или сигналов "старт бит-кадра" и "стоп бит-кадра", а также непосредственная сборка всех составных частей с упаковкой их в единый информационный блок. Кодовые комбинации выстраивают в соответствии с требованиями протокола информационной совместимости передающей и приемной сторон линии связи и плотно логически монтируют в блок совместно с информационной и контрольной частями бит-кадра с помощью операций конкатенации. Подготовленный предлагаемым способом информационный блок готов к передаче по линии связи.

Первоначальной операцией распаковки бит-кадра на приемной стороне линии связи является выделение в атомарном виде его составных частей. С этой целью кодовая комбинация бит-кадра логически умножается на четыре константы-выделителя его составных частей вида 111... 11 с соответствующими длинами  $Q_{\text{старт } \phi-k}$ ,  $N_{\phi}$ ,  $R$  и  $Q_{\text{стоп } \phi-k}$ . Составные части с помощью операций логического сдвига вправо "прижимаются" к правым границам разрядной сетки оборудования. Формально проверяется полнота и корректность поступления бит-кадра.

Последующая операция распаковки бит-кадра заключается в проверке взаимного соответствия информационной и контрольной частей бит-кадра и выполнении корректирующих действий, если установлен факт наличия ошибок. С этой целью производят синтез изображающего полинома  $J_{N_{\phi}+r-1}(x)$  степени  $N_{\phi}+r-1$  на основе значений принятых битов совокупности информационной и контрольной частей бит-кадра. Находят синдром  $S_{r-1}(x)$  в виде остатка от деления синтезированного изображающего полинома  $J_{N_{\phi}+r-1}(x)$  на порождающий полином  $G_r(x)$ :

$$J_{N_{\phi}+r-1}(x) / G_r(x) \equiv S_{r-1}(x). \quad (18)$$

При тождественно нулевом синдроме  $S_{r-1}(x)=0$  принимается гипотеза об отсутствии ошибок и  $I_{N_{\phi}+r-1}(x) = J_{N_{\phi}+r-1}(x)$ .

Если синдром  $S_{r-1}(x)$  отличен от нуля, то принимается гипотеза о необходимости выполнения корректировки. Одним из известных методов обработки циклических кодов в пункте приема строится изображающий полином  $E_{N_{\phi}+r-1}(x)$  для устранения ошибок, и проводятся следующие корректирующие действия:

$$I_{N_{\phi}+r-1}(x) = \{J_{N_{\phi}+r-1}(x) + E_{N_{\phi}+r-1}(x)\} \bmod 2. \quad (19)$$

Далее на приемной стороне линии связи производится восстановление битов информационных потоков на основании информационной части бит-кадра.

С использованием полученного в  $i$ -ом бит-кадре и откорректированного циклическим кодом вектора параметров тактовых кодовых преобразований  $\{\rho_{i,v}\}$ , который соответствует информационной части бит-кадра, и известного набора функций Уолша  $\{W_{k,v}\}$  производится восстановление значения элементов бит-векторной строки  $B_i[t+i\Delta t] = \{B_j[t+i\Delta t]\}$ . Для восстановления данного значения предлагается использовать способ сепарации, который предполагает решение системы линейных алгебраических уравнений относительно значений  $B_{ij}$ .

$$\{B_{i1}h_{1v} + B_{i2}h_{2v} + \dots + B_{iN}h_{Nv} = \rho_{i,v}\}. \quad (20)$$

Непосредственное решение этих уравнений при реализации предлагаемого способа использовать не представляется возможным по следующей причине. При увеличении количества источников информации, от которых поступают данные в линию связи, до  $N=32, 64, 128$  и выше затраты времени на решение уравнений оказываются крайне большими, в то время как они не должны превышать граничного значения  $\Delta t$ .

В связи с этим предлагается следующая схема ускорения способа прямого восстановления значений элементов бит-векторной строки. Для этого используются особенности формирования и свойства вышеупомянутых матриц Адамара  $H_N$ .

Одно из свойств матриц Адамара заключается в том, что при транспонировании они не изменяются. Кроме того, в рассматриваемом приложении учитывается тот факт, что множество функций Уолша задается произведениями функций Радемахера:

$$r_{k,v} = \text{Sign}\{\sin[\pi 2^{k+1}]\}, \quad (21)$$

$$W_{0,v} = 1; \quad W_{1,v} = r_{0,v}; \quad W_{2,v} = r_{1,v}; \quad W_{3,v} = r_{1,v}r_{0,v}; \quad W_{4,v} = r_{2,v}; \quad W_{5,v} = r_{2,v}r_{0,v};$$

$$W_{6,v} = r_{2,v}r_{1,v}; \quad W_{7,v} = r_{2,v}r_{1,v}r_{0,v}. \quad (22)$$

При этом значения элементов определенных строк матриц Адамара по количеству знакоперемен соответствуют значениям функций Уолша.

Для реализации предлагаемого способа передачи цифровой информации выполняют набор многоуровневых нисходящих равносильных преобразований системы ли нейных алгебраических уравнений. Схема вычислений может быть представлена дихотомичным графом с и иерархическими уровнями вершин. При заранее фиксированном значении  $N=2^g$  на каждом уровне  $g=1,2,\dots$ , и необходимо обеспечить выполнение  $2^g$  однотипных шагов с вычислительными операциями сложения или вычитания. При этом для уровня  $g$  и шага  $s$  шаговые параметры  $\rho_{(g,s),ij}$  в операциях сложения и параметры  $\rho_{(g,s),ij}^*$  в операциях вычитания могут быть рекуррентно определены для каждого бит-кадра по факту его поступления на приемную сторону линии связи. Это фактически делает излишней реализацию нисходящего процесса непосредственного преобразования матриц уравнений и резко сокращает общую вычислительную сложность задачи.

Нисходящее равносильное преобразование первого уровня реализуется за счет операций первого шага алгебраического сложения уравнений с номерами  $1, 2, \dots, N/2$  и уравнений с номерами  $N/2+1, N/2+2, \dots, N$ . С учетом технологии построения матриц Адамара и функций Уолша равносильная система уравнений имеет следующий вид:

$$2[B_{i1}h_{1(N/2)} + B_{i2}h_{2(N/2)} + \dots + B_{i(N/2)}h_{(N/2)(N/2)}] = \rho_{(1,1),i,(N/2)}, \quad (23)$$

где для первого уровня преобразований ( $u=1$ ) и первого шага ( $s=1$ ) этого уровня

$$\rho_{(1,1),i,1} = \rho_{i,1} + \rho_{i,(N/2+1)}; \quad \rho_{(1,1),i,2} = \rho_{i,2} + \rho_{i,(N/2+2)}; \quad \dots$$

$$\dots; \quad \rho_{(1,1),i,(N/2)} = \rho_{i,(N/2)} + \rho_{i,N}. \quad (24)$$

При шаговых операциях сложения имеет место подавление правой половины совокупности искомым неизвестных  $B_{i(N/2+1)}, B_{i(N/2+2)}, \dots, B_{iN}$  и удвоение коэффициентов неизвестных левой половины совокупности  $B_{i1}, B_{i2}, \dots, B_{i(N/2)}$ .

На втором шаге выполняются операции вычитания из уравнений с номерами  $1, 2, \dots, N/2$  уравнений с номерами  $N/2+1, N/2+2, \dots, N$ . Происходит подавление левой половины совокупности искомым неизвестных  $B_{i1}, B_{i2}, \dots, B_{i(N/2)}$  с удвоением коэффициентов неизвестных правой половины совокупности  $B_{i(N/2+1)}, B_{i(N/2+2)}, \dots, B_{iN}$ . При этом

$$2[B_{i(N/2+1)}h_{1(N/2+1)} + B_{i(N/2+2)}h_{2(N/2+2)} + \dots + B_{iN}h_{NN}] = \rho_{(1,2),i,N}^*, \quad (25)$$

где

$$\rho_{(1,2),i,(N/2+1)}^* = \rho_{i,1} - \rho_{i,(N/2+1)}; \quad \rho_{(1,2),i,(N/2+2)}^* = \rho_{i,2} - \rho_{i,(N/2+2)}; \quad \dots$$

$$\dots; \quad \rho_{(1,2),i,(N=N/2+N/2)}^* = \rho_{i,(N/2)} - \rho_{i,N}. \quad (26)$$

Один уровень равносильных преобразований приводит к расчленению каждой системы алгебраических уравнений этого уровня на две системы и одновременно сокращает порядок каждой вновь получаемой системы в два раза, но матрицы равносильных систем без учета умножения на коэффициент 2 остаются матрицами Адамара и их элементы не требуют каких-либо пересчетов. Это позволяет с помощью

операций сложения и вычитания выполнять шаги второго и последующих уровней нисходящих равносильных преобразований. Например, последовательные равносильные преобразования первого шага второго уровня с помощью операций сложения образуют следующий вычислительный процесс:

$$4[B_{i1}h_{1(N/4)} + B_{i2}h_{2(N/4)} + \dots + B_{i(N/4)}h_{(N/4)(N/4)}] = \rho_{(2, 1), i, (N/4)}, \quad (27)$$

где для первого шага второго уровня преобразований получим:

$$\rho_{(2, 1), i, 1} = \rho_{(1, 1), i, 1} + \rho_{(1, 1), i, (N/4 + 1)}; \quad \rho_{(2, 1), i, 2} = \rho_{(1, 1), i, 2} + \rho_{(1, 1), i, (N/4 + 2)}; \quad \dots$$

$$\dots; \quad \rho_{(2, 1), i, (N/4)} = \rho_{(1, 1), i, (N/4)} + \rho_{(1, 1), i, (N/2)}. \quad (28)$$

После проведения первых шагов нисходящих равносильных преобразований на (u-1) уровнях результирующая система приобретает следующий вид:

$$[2^{(u-1)}][B_{i1}h_{11} + B_{i2}h_{21}] = \rho_{(u-1, 1), i, 1}; \quad [2^{(u-1)}][B_{i1}h_{12} + B_{i2}h_{22}] = \rho_{(u-1, 1), i, 2}, \quad (29)$$

где

$$\rho_{(u-1, 1), i, 1} = \rho_{(u-2, 1), i, 1} + \rho_{(u-2, 1), i, 3}; \quad \rho_{(u-1, 1), i, 2} = \rho_{(u-2, 1), i, 2} + \rho_{(u-2, 1), i, 4}. \quad (30)$$

Сложение и вычитание этих уравнений приводит к следующим результатам:

$$[2^{(u-1)}](h_{11} + h_{12})B_{i1} = \rho_{(u-1, 1), i, 1} + \rho_{(u-1, 1), i, 2} = \rho_{(u, 1), i, 1}; \quad (31)$$

$$[2^{(u-1)}](h_{21} - h_{22})B_{i2} = \rho_{(u-1, 1), i, 1} - \rho_{(u-1, 1), i, 2} = \rho_{(u, 1), i, 2}^*. \quad (32)$$

Таким образом, обеспечивается прямой расчет значений двух неизвестных:

$$B_{i1} = [\rho_{(u-1, 1), i, 1} + \rho_{(u-1, 1), i, 2}] / [(2^{(u-1)})(h_{11} + h_{12})] = \rho_{(u, 1), i, 1} / 2^u; \quad (33)$$

$$B_{i2} = [\rho_{(u-1, 1), i, 1} - \rho_{(u-1, 1), i, 2}] / [(2^{(u-1)})(h_{21} - h_{22})] = \rho_{(u, 1), i, 1}^* / 2^u; \quad (34)$$

Параллельные равносильные преобразования с помощью операций вычитания образуют процесс расчета значений еще для одной пары неизвестных:

$$[2^{(u-1)}][B_{i(N/2+1)}h_{1(N/2+1)} + B_{i(N/2+2)}h_{1(N/2+2)}] = \rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+1)}^* \quad (35)$$

$$2^{(u-1)}[B_{i(N/2+1)}h_{2(N/2+1)} + B_{i(N/2+2)}h_{2(N/2+2)}] = \rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+2)}^* \quad (36)$$

где

$$\rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+1)}^* = \rho_{(u-2, [u-2]^2), i, (N/2+1)}^* - \rho_{(u-2, [u-2]^2), i, (N/2+3)}^*; \quad (37)$$

$$\rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+2)}^* = \rho_{(u-2, [u-2]^2), i, (N/2+2)}^* - \rho_{(u-2, [u-2]^2), i, (N/2+4)}^*. \quad (38)$$

Вычитание и сложение этих уравнений приводит к следующим результатам:

$$B_{i(N/2+2)} = \rho_{(u, u^2), i, (N/2+1)}^* / [(2^{(u-1)})(h_{1(N/2+2)} - h_{2(N/2+2)})] = \rho_{(u, u^2), i, (N/2+2)}^* / 2^u; \quad (39)$$

$$B_{i(N/2+1)} = \rho_{(u, u^2), i, (N/2+1)}^* / [(2^{(u-1)})(h_{1(N/2+1)} + h_{2(N/2+1)})] = \rho_{(u, u^2), i, (N/2+1)}^* / 2^u, \quad (40)$$

где

$$\rho_{(u, u^2), i, (N/2+2)}^* = \rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+1)}^* - \rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+2)}^*; \quad (41)$$

$$\rho_{(u, u^2), i, (N/2+1)}^* = \rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+1)}^* + \rho_{(u-1, [u-1]^2), i, (N/2+2)}^*. \quad (42)$$

Аналогичным образом формируются конечные выражения для расчетов значений остальных неизвестных на основании предварительно определенных  $V_{11}$ ,  $V_{12}$ ,  $V_{1(N/2+1)}$ ,  $V_{1(N/2+2)}$ . Восстановленные указанным способом на приемной стороне линии связи значения тактовых кодовых представлений в качестве информационных пакетов направляют потребителям информации.

#### Достоинства предлагаемого способа

Предлагаемый способ надежной передачи и выделения битов информационных потоков при кодо-



вом разделении логических канальных ресурсов основан на реализации принципов CDMA исключительно программными средствами. Это значительно упрощает использование разработанного способа передачи цифровой информации, поскольку не требует поиска и применения сложных и дорогостоящих аппаратных решений. Построение в соответствии с предлагаемым способом программных интеллектуальных мультиплексоров на передающей стороне и сепараторов на приемной стороне линии связи показало высокую эффективность и устойчивость процессов функционирования цифровой системы передачи информации.

Использование разработанного способа в цифровой системе передачи данных обеспечивает высокую степень достоверности доставки информации до потребителей. Это достигается за счет индивидуальной защиты блочным помехоустойчивым кодом каждого бит-кадра. При воздействии на линию связи помех и иных негативных факторов пораженными оказываются один или несколько бит-кадров, ошибки в каждом из которых обнаруживает помехоустойчивый код и восстанавливает нарушенный бит-кадр. Исследования показали, что на каналах относительно невысокого качества (прежде всего на радиоканалах) со скоростями ошибок  $1 \times 10^{-4}$  -  $2 \times 10^{-3}$  при  $N=16$  вероятность наличия остаточных битовых ошибок в каждом бит-кадре не превышает  $P_{\text{ош б-к}}=5,6 \times 10^{-5}$ .

Даже при сравнительно большом количестве логических каналов в системе (например,  $N=256$ ) обеспечивается надежная сепарация информационных бит и их разнесение по источникам при допустимых уровнях задержек на выполнение операций. Существенный дополнительный выигрыш по времени возникает за счет того, что на передающей и приемной сторонах линии связи все операции в реальных процессорах обработки бит-кадров осуществляются только с помощью коротких команд целочисленной арифметики.

#### Пример реализации предлагаемого способа

Для реализации предлагаемого способа передачи цифровой информации в условиях, максимально приближенных к реальной обстановке, использована система расчетов и моделирования MATLAB 6.0 с расширением Simulink 4.0. В модели передающей стороны линии связи программными средствами воспроизводились операции построения бит-кадров для  $N=8$  и  $N=16$ , а также операции их помехоустойчивого кодирования с помощью циклических кодов и соответствующих порождающих полиномов

$$G_{15} = X^{15} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + X^3 + X^2 + X + 1 \quad (107657),$$

$$G_{21} = X^{21} + X^{18} + X^{17} + X^{15} + X^{14} + X^{12} + X^{11} + X^8 + X^7 + X^6 + X^5 + X + 1 \quad (11554743),$$

которые обеспечивают выявление и исправление трехкратных ошибок в каждом бит-кадре ( $q=3$ ). В модели линии связи воспроизводились искажения отдельных бит передаваемого кадра, при этом было сделано допущение о симметричных искажениях нулевых и единичных бит с вероятностью  $P_{\text{ош к}}$ .

Таблица 1. Достоверность передачи информации.

$Q$	$N, N_{\Phi}$	$M$	$R$	$P_{\text{ош к}}$	$P_{\text{ош б-к}}$	$Q_n^*$ (бит) при уровне достоверности информации 0,98
1	2	3	4	5	6	7
$Q=3$	8,32	5	15	$5 \cdot 10^{-4}$	$1,1 \cdot 10^{-8}$	1 836 600
				$1 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-7}$	118 840
				$2 \cdot 10^{-3}$	$2,7 \cdot 10^{-6}$	748
	16,80	7	21	$5 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-7}$	80 811
				$1 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^{-6}$	5317
				$2 \cdot 10^{-3}$	$5,6 \cdot 10^{-5}$	360

Результаты моделирования и расчетов, сопоставления вероятностей  $P_{\text{ош б-к}}$  остаточных битовых ошибок в бит-кадре после корректировок помехоустойчивым кодом и рациональные объемы пакетов  $Q_n^*$ , при которых достигается достоверность их передачи не ниже уровня 0,98, приведены в табл. 1. Из анализа данных табл. 1 следует, что предлагаемый способ для всех логических каналов обеспечивает достаточно высокий уровень достоверности информации в передаваемых пакетах. При этом пакеты могут иметь значительные объемы даже при использовании каналов со сравнительно низким качеством и

высокими значениями вероятностей возникновения битовых ошибок (например, для каналов проводной связи и радиоканалов).

Анализ результатов моделирования показал, что вычислительный процесс при передаче цифровой информации по разработанному способу организуется с помощью последовательных операций и является достаточно однородным. Ниже представлен развернутый дихотомичный вычислительный процесс обработки бит-кадров на передающей и приемной сторонах линии связи для  $N=8$ ,  $u=3$ . Результирующие параметры тактовых кодовых представлений определяются в соответствии с выражениями (23)-(42).

1. Матрица Адамара на передающей стороне линии связи:

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= 1 & h_{12} &= 1 & h_{13} &= 1 & h_{14} &= 1 & h_{15} &= 1 & h_{16} &= 1 & h_{17} &= 1 & h_{18} &= 1 \\
 h_{21} &= 1 & h_{22} &= -1 & h_{23} &= 1 & h_{24} &= -1 & h_{25} &= 1 & h_{26} &= -1 & h_{27} &= 1 & h_{28} &= -1 \\
 h_{31} &= 1 & h_{32} &= 1 & h_{33} &= -1 & h_{34} &= -1 & h_{35} &= 1 & h_{36} &= 1 & h_{37} &= -1 & h_{38} &= -1 \\
 h_{41} &= 1 & h_{42} &= -1 & h_{43} &= -1 & h_{44} &= 1 & h_{45} &= 1 & h_{46} &= -1 & h_{47} &= -1 & h_{48} &= 1 \\
 h_{51} &= 1 & h_{52} &= 1 & h_{53} &= 1 & h_{54} &= 1 & h_{55} &= -1 & h_{56} &= -1 & h_{57} &= -1 & h_{58} &= -1 \\
 h_{61} &= 1 & h_{62} &= -1 & h_{63} &= 1 & h_{64} &= -1 & h_{65} &= -1 & h_{66} &= 1 & h_{67} &= -1 & h_{68} &= 1 \\
 h_{71} &= 1 & h_{72} &= 1 & h_{73} &= -1 & h_{74} &= -1 & h_{75} &= -1 & h_{76} &= -1 & h_{77} &= 1 & h_{78} &= 1 \\
 h_{81} &= 1 & h_{82} &= -1 & h_{83} &= -1 & h_{84} &= 1 & h_{85} &= -1 & h_{86} &= 1 & h_{87} &= 1 & h_{88} &= -1.
 \end{aligned}$$

2. Состав бит-кадра на передающей стороне линии связи:

$$B_{i1}, B_{i2}, B_{i3}, B_{i4}, B_{i5}, B_{i6}, B_{i7}, B_{i8}.$$

3. Равенства для расчета кодовых представлений на передающей стороне линии связи:

$$\rho_{i,1} = B_{i1}h_{11} + B_{i2}h_{21} + B_{i3}h_{31} + B_{i4}h_{41} + B_{i5}h_{51} + B_{i6}h_{61} + B_{i7}h_{71} + B_{i8}h_{81}$$

$$\rho_{i,2} = B_{i1}h_{12} + B_{i2}h_{22} + B_{i3}h_{32} + B_{i4}h_{42} + B_{i5}h_{52} + B_{i6}h_{62} + B_{i7}h_{72} + B_{i8}h_{82}$$

$$\rho_{i,3} = B_{i1}h_{13} + B_{i2}h_{23} + B_{i3}h_{33} + B_{i4}h_{43} + B_{i5}h_{53} + B_{i6}h_{63} + B_{i7}h_{73} + B_{i8}h_{83}$$

$$\rho_{i,4} = B_{i1}h_{14} + B_{i2}h_{24} + B_{i3}h_{34} + B_{i4}h_{44} + B_{i5}h_{54} + B_{i6}h_{64} + B_{i7}h_{74} + B_{i8}h_{84}$$

$$\rho_{i,5} = B_{i1}h_{15} + B_{i2}h_{25} + B_{i3}h_{35} + B_{i4}h_{45} + B_{i5}h_{55} + B_{i6}h_{65} + B_{i7}h_{75} + B_{i8}h_{85}$$

$$\rho_{i,6} = B_{i1}h_{16} + B_{i2}h_{26} + B_{i3}h_{36} + B_{i4}h_{46} + B_{i5}h_{56} + B_{i6}h_{66} + B_{i7}h_{76} + B_{i8}h_{86}$$

$$\rho_{i,7} = B_{i1}h_{17} + B_{i2}h_{27} + B_{i3}h_{37} + B_{i4}h_{47} + B_{i5}h_{57} + B_{i6}h_{67} + B_{i7}h_{77} + B_{i8}h_{87}$$

$$\rho_{i,8} = B_{i1}h_{18} + B_{i2}h_{28} + B_{i3}h_{38} + B_{i4}h_{48} + B_{i5}h_{58} + B_{i6}h_{68} + B_{i7}h_{78} + B_{i8}h_{88}.$$

4. Состав информационной части бит-кадра на передающей стороне линии связи:

$$\rho_{i,1} \quad \rho_{i,2} \quad \rho_{i,3} \quad \rho_{i,4} \quad \rho_{i,5} \quad \rho_{i,6} \quad \rho_{i,7} \quad \rho_{i,8}.$$

5. Помехоустойчивое кодирование бит-кадра циклическим кодом с порождающим полиномом

$$G_{15} = X^{15} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + X^3 + X^2 + X + 1 \quad (107657)$$

на передающей стороне линии связи.

6. Помехоустойчивое декодирование бит-кадра циклическим кодом с порождающим полиномом

$$G_{15} = X^{15} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + X^3 + X^2 + X + 1 \quad (107657)$$

на приемной стороне линии связи.

7. Рекуррентная селекция бит источников информации на приемной стороне линии связи по следующим уравнениям:

$$B_{i1}h_{11} + B_{i2}h_{21} + B_{i3}h_{31} + B_{i4}h_{41} + B_{i5}h_{51} + B_{i6}h_{61} + B_{i7}h_{71} + B_{i8}h_{81} = \rho_{i,1}$$

$$B_{i1}h_{12} + B_{i2}h_{22} + B_{i3}h_{32} + B_{i4}h_{42} + B_{i5}h_{52} + B_{i6}h_{62} + B_{i7}h_{72} + B_{i8}h_{82} = \rho_{i,2}$$

$$B_{i1}h_{13} + B_{i2}h_{23} + B_{i3}h_{33} + B_{i4}h_{43} + B_{i5}h_{53} + B_{i6}h_{63} + B_{i7}h_{73} + B_{i8}h_{83} = \rho_{i, 3}$$

$$B_{i1}h_{14} + B_{i2}h_{24} + B_{i3}h_{34} + B_{i4}h_{44} + B_{i5}h_{54} + B_{i6}h_{64} + B_{i7}h_{74} + B_{i8}h_{84} = \rho_{i, 4}$$

$$B_{i1}h_{15} + B_{i2}h_{25} + B_{i3}h_{35} + B_{i4}h_{45} + B_{i5}h_{55} + B_{i6}h_{65} + B_{i7}h_{75} + B_{i8}h_{85} = \rho_{i, 5}$$

$$B_{i1}h_{16} + B_{i2}h_{26} + B_{i3}h_{36} + B_{i4}h_{46} + B_{i5}h_{56} + B_{i6}h_{66} + B_{i7}h_{76} + B_{i8}h_{86} = \rho_{i, 6}$$

$$B_{i1}h_{17} + B_{i2}h_{27} + B_{i3}h_{37} + B_{i4}h_{47} + B_{i5}h_{57} + B_{i6}h_{67} + B_{i7}h_{77} + B_{i8}h_{87} = \rho_{i, 7}$$

$$B_{i1}h_{18} + B_{i2}h_{28} + B_{i3}h_{38} + B_{i4}h_{48} + B_{i5}h_{58} + B_{i6}h_{68} + B_{i7}h_{78} + B_{i8}h_{88} = \rho_{i, 8}.$$

Первый уровень рекуррентных преобразований ( $g=1$ )

Операции сложения первого шага ( $s=1$ ) первого уровня:

$$2[B_{i1}h_{11} + B_{i2}h_{21} + B_{i3}h_{31} + B_{i4}h_{41}] = \rho_{i, 1} + \rho_{i, 5} = \rho(1, 1), i, 1$$

$$2[B_{i1}h_{12} + B_{i2}h_{22} + B_{i3}h_{32} + B_{i4}h_{42}] = \rho_{i, 2} + \rho_{i, 6} = \rho(1, 1), i, 2$$

$$2[B_{i1}h_{13} + B_{i2}h_{23} + B_{i3}h_{33} + B_{i4}h_{43}] = \rho_{i, 3} + \rho_{i, 7} = \rho(1, 1), i, 3$$

$$2[B_{i1}h_{14} + B_{i2}h_{24} + B_{i3}h_{34} + B_{i4}h_{44}] = \rho_{i, 4} + \rho_{i, 8} = \rho(1, 1), i, 4.$$

Операции вычитания второго шага ( $s=2$ ) первого уровня:

$$2[B_{i5}h_{51} + B_{i6}h_{61} + B_{i7}h_{71} + B_{i8}h_{81}] = \rho_{i, 1} - \rho_{i, 5} = \rho_{(1, 2), i, 5}^*$$

$$2[B_{i5}h_{52} + B_{i6}h_{62} + B_{i7}h_{72} + B_{i8}h_{82}] = \rho_{i, 2} - \rho_{i, 6} = \rho_{(1, 2), i, 6}^*$$

$$2[B_{i5}h_{53} + B_{i6}h_{63} + B_{i7}h_{73} + B_{i8}h_{83}] = \rho_{i, 3} - \rho_{i, 7} = \rho_{(1, 2), i, 7}^*$$

$$2[B_{i5}h_{54} + B_{i6}h_{64} + B_{i7}h_{74} + B_{i8}h_{84}] = \rho_{i, 4} - \rho_{i, 8} = \rho_{(1, 2), i, 8}^*.$$

Второй уровень рекуррентных преобразований ( $g=2$ )

Операции сложения первого шага ( $s=1$ ) второго уровня:

$$4[B_{i1}h_{11} + B_{i2}h_{21}] = \rho(1, 1), i, 1 + \rho(1, 1), i, 3 = \rho(2, 1), i, 1$$

$$4[B_{i1}h_{12} + B_{i2}h_{22}] = \rho(1, 1), i, 2 + \rho(1, 1), i, 4 = \rho(2, 1), i, 2.$$

Операции вычитания второго шага ( $s=2$ ) второго уровня:

$$4[B_{i3}h_{31} + B_{i4}h_{41}] = \rho(1, 1), i, 1 - \rho(1, 1), i, 3 = \rho_{(2, 2), i, 3}^*$$

$$4[B_{i3}h_{32} + B_{i4}h_{42}] = \rho(1, 1), i, 2 - \rho(1, 1), i, 4 = \rho_{(2, 2), i, 4}^*.$$

Операции сложения третьего шага ( $s=3$ ) второго уровня:

$$4[B_{i5}h_{51} + B_{i6}h_{61}] = \rho_{(1, 2), i, 5}^* + \rho_{(1, 2), i, 7}^* = \rho(2, 3), i, 5$$

$$4[B_{i5}h_{52} + B_{i6}h_{62}] = \rho_{(1, 2), i, 6}^* + \rho_{(1, 2), i, 8}^* = \rho(2, 3), i, 6.$$

Операции вычитания четвертого шага ( $s=4$ ) второго уровня:

$$4[B_{i7}h_{71} + B_{i8}h_{81}] = \rho_{(1, 2), i, 5}^* - \rho_{(1, 2), i, 7}^* = \rho_{(2, 4), i, 7}^*$$

$$4[B_{i7}h_{72} + B_{i8}h_{82}] = \rho_{(1, 2), i, 6}^* - \rho_{(1, 2), i, 8}^* = \rho_{(2, 4), i, 8}^*.$$

Третий уровень рекуррентных преобразований ( $g=u=3$ )

Операция сложения первого шага ( $s=1$ ) третьего уровня:

$$B_{i1} = [\rho(2, 1), i, 1 + \rho(2, 1), i, 2]/8 = \rho(3, 1), i, 1.$$

Операция вычитания второго шага ( $s=1$ ) второго уровня:

$$B_{i2} = [\rho(2, 1), i, 1 - \rho(2, 1), i, 2]/8 = \rho_{(3, 2), i, 2}^*.$$

Операция сложения третьего шага ( $s=3$ ) третьего уровня:

$$B_{i3} = [\rho_{(2, 2), i, 3}^* + \rho_{(2, 2), i, 4}^*]/8 = \rho(3, 3), i, 3.$$

Операция вычитания четвертого шага ( $s=4$ ) третьего уровня:

$$B_{i4} = [\rho_{(2,2),i,3}^* - \rho_{(2,2),i,4}^*] / 8 = \rho_{(3,4),i,4}^*.$$

Операция сложения пятого шага (s=5) третьего уровня:

$$B_{i5} = [\rho_{(2,3),i,5}^* + \rho_{(2,3),i,6}^*] / 8 = \rho_{(3,5),i,5}^*.$$

Операция вычитания шестого шага (s=6) второго уровня:

$$B_{i6} = [\rho_{(2,3),i,5}^* - \rho_{(2,3),i,6}^*] / 8 = \rho_{(3,6),i,5}^*.$$

Операция сложения седьмого шага (s=7) третьего уровня:

$$B_{i7} = [\rho_{(2,4),i,7}^* + \rho_{(2,4),i,8}^*] / 8 = \rho_{(3,7),i,7}^*.$$

Операция вычитания восьмого шага (s=8) третьего уровня:

$$B_{i8} = [\rho_{(2,4),i,7}^* - \rho_{(2,4),i,8}^*] / 8 = \rho_{(3,8),i,7}^*.$$

Восстановленные указанным способом на приемной стороне линии связи значения битов  $B_{i1}$ ,  $B_{i2}$ ,  $B_{i3}$ ,  $B_{i4}$ ,  $B_{i5}$ ,  $B_{i6}$ ,  $B_{i7}$ ,  $B_{i8}$  направляют потребителям информации.

Аналогичным образом указанные параметры рассчитываются практически для любого количества источников информации, участвующих в формировании данных на передающей стороне линии связи.

Источники информации, использованные при составлении описания

1. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
2. Чугаева В.И. Способ корреляционной обработки широкополосных сигналов. Патент РФ 2185658, кл. G06G 7/19, приоритет 30.08.2000, опублик. 20.07.2002.
3. Савинков А. Ю. Алгоритм квазиоптимального двухантенного приема широкополосного сигнала в условиях пространственно-сосредоточенных помех // Теория и техника радиосвязи, 1998, вып.2 (прототип).

#### ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

1. Способ передачи цифровой информации, заключающийся в том, что на передающей стороне линии связи получают исходные пакеты данных от источников цифровой информации, налагают на указанные пакеты данных помехоустойчивый код, обрамляют их флагами и/или сигналами "старт-стоп" и отправляют данные в линию связи, а на приемной стороне линии связи снимают указанное обрамление, выполняют декодирование данных и направляют пакеты данных потребителю информации, отличающийся тем, что на передающей стороне формируют матрицу Адамара, порядок которой соответствует количеству источников информации, а элементы строк отображают значения ортогональных функций Уолша, и присваивают каждую строку матрицы определенному источнику информации, затем из каждого исходного пакета данных отбирают очередные биты с одинаковыми номерами, преобразуют их в тактовые кодовые представления с помощью вышеуказанных функций Уолша, полученными значениями тактовых кодовых представлений заполняют информационную часть бит-кадра, налагают на нее блочный помехоустойчивый код путем формирования контрольной части бит-кадра, обрамляют обе части бит-кадра флагами и/или сигналами "старт-стоп" и отправляют данные в линию связи, а на приемной стороне после снятия указанного обрамления проверяют правильность информационной и контрольной части бит-кадра, при необходимости производят их корректировку, восстанавливают битовые значения отдельных пакетов данных на основе использования вышеупомянутых функций Уолша и передают сформированные пакеты данных потребителю информации.

2. Способ передачи цифровой информации по п.1, отличающийся тем, что на передающей стороне линии связи преобразование битов в тактовые кодовые представления производят по тактам, количество которых равно числу источников информации, причем в каждом такте определяют значение кодового представления по формуле

$$\{\rho_{i,v} = B_{i1}h_{1v} + B_{i2}h_{2v} + \dots + B_{iN}h_{Nv}\},$$

где  $\rho_{i,v}$  - значения тактовых кодовых представлений;

$i$  - номер бит-кадра;

$v=1, 2, \dots, N$  - номера последовательных тактов передачи отдельных бит из состава бит-кадра;

$N$  - количество источников информации;

$B_{iv}$  - бит источника цифровой информации;

$h_{k,v} = \pm 1$  - значения каждой из функций Уолша  $k$ -го порядка в тактах передачи.

3. Способ передачи цифровой информации по п.1, отличающийся тем, что на передающей стороне линии связи в случае отсутствия очередного бита в исходном пакете данных место указанного бита в тактовых кодовых представлениях замещают нулем.

4. Способ передачи цифровой информации по п.1, отличающийся тем, что на приемной стороне линии связи по полученному набору тактовых кодовых представлений восстанавливают битовые значения путем рекуррентного решения системы линейных алгебраических уравнений

$$\{B_{i1}h_{1v} + B_{i2}h_{2v} + \dots + B_{iN}h_{Nv} = \rho_{i,v}\},$$

причем их решение находят за счет попарного алгебраического сложения каждого из вышеуказанных уравнений с номером  $i$  и уравнений с номером  $i+N/2$ , где  $i=1, 2, \dots, N/2$ , а также за счет операций попарного алгебраического вычитания тех же уравнений.

