



ИНФОРМАТИКА

УДК 621.397

ПОВЫШЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ С QAM/COFDM-МОДУЛЯЦИЕЙ

А. А. Львов¹, М. С. Светлов², П. В. Мартынов³

¹ Доктор технических наук, профессор кафедры информационных систем и технологий, Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., alvova@mail.ru

² Доктор технических наук, ведущий научный сотрудник, Институт проблем точной механики и управления, Саратов, svetlovms@yandex.ru

³ Аспирант кафедры информационных систем и технологий, Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., pavel_martynov@list.ru

Обеспечение высокого уровня информационной надежности — одна из важнейших задач синтеза цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) различного функционального назначения. В работе для повышения информационной надежности ЦСПИ с QAM/COFDM-модуляцией предложено использование кодового сигнального признака на базе кодирующих и декодирующих устройств (кодеков) с распределителями на многоотводных линиях задержки (МЛЗ); рассмотрены преимущества реализации принципа самосинхронизации при существенном уменьшении защитных интервалов в структуре передаваемых сигналов; показана возможность исключения аналоговых сигналов в канале.

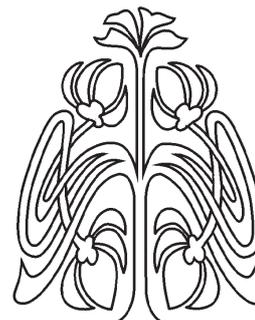
Ключевые слова: информационная надежность, квадратурная амплитудная модуляция, кодек, кодовый сигнальный признак.

ВВЕДЕНИЕ

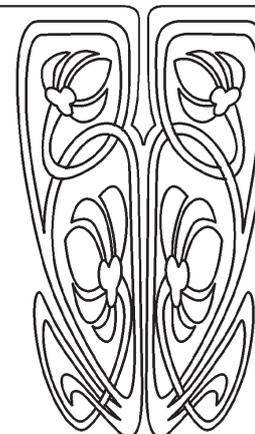
В современных ответственных ЦСПИ, характеризующихся большими значениями информационной емкости и скорости передачи информации, для обеспечения высоких показателей по информационной надежности широко используются сигналы с QAM/COFDM-модуляцией. Математическая модель этого вида модуляции приведена в [1]. Модулируемый параметр сигнала несущей частоты принимает ряд дискретных значений, передача которых реализуется в аналоговом формате. При этом в каналах с помехами большой интенсивности, когда $i_{с.п.} = f_{с.п.}/f_{р.к.} \gg 1$ ($i_{с.п.}$, $f_{с.п.}$ — средняя интенсивность и частота случайной импульсной помехи соответственно; $f_{р.к.}$ — средняя частота формирования рабочих кодовых слов в канале), не всегда удается обеспечить выполнение необходимых требований по помехозащищенности. Анализ моделей таких систем позволяет выделить две основные проблемы, решение которых дает возможность существенно повысить их качество.

1. ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ В СИСТЕМАХ С QAM/COFDM МОДУЛЯЦИЕЙ

Одна из проблем в цифровых системах с QAM/COFDM-модуляцией связана с тем, что последовательный синхронный интерфейс систем требует обеспечения надежной синхронно-синфазной работы (синхронизации) всего приемо-передающего тракта, в первую очередь, кодеков. Традиционно используются различные варианты принципа



НАУЧНЫЙ
ОТДЕЛ





циклической (старт-стопной) синхронизации с формированием специальных синхросигналов. При этом требуются постоянный контроль синхронизации и коррекция возникающих ее нарушений (сбоев). Как показывают исследования, именно ошибки, вызываемые сбоем синхронизации, снижают показатели систем по достоверности информации даже при использовании мощных корректирующих кодов [2].

Другая проблема — наличие защитных интервалов в структуре сигнала, вводимых для уменьшения влияния интерференционных ошибок, вызываемых многолучевыми отражениями сигналов в каналах [3], но снижающих быстродействие систем и, как следствие, пропускную способность каналов.

Классический вариант геометрической интерпретации COFDM-сигналов — модуляционное созвездие (конstellационная диаграмма), каждой рабочей точке которого (OFDM-символу) соответствуют координаты μ_1 и μ_2 (по действительной и мнимой осям соответственно), передаваемые QAM-сигналами (рис. 1, а).

Один из известных способов повышения помехозащищенности исследуемых QAM/COFDM систем заключается в применении преобразования, осуществляющего поворот рабочих точек модуляционного созвездия в комплексной плоскости на определенный угол (рис. 1, б), зависящий от режима модуляции. За счет поворота созвездия на точно подобранный угол каждая рабочая точка созвездия приобретает уникальные координаты (μ'_1 и μ'_2), не совпадающие с координатами других точек. Каждая координата точки обрабатывается в модуляторе и передается отдельно одна от другой. В приемнике координаты μ'_1 и μ'_2 объединяются. При этом восстанавливается исходное созвездие. Таким образом, при потере в канале из-за наличия помех информации об одной координате сохраняется информация о другой. Это позволяет на приемной стороне полностью восстановить OFDM-символ, хотя и с более низким уровнем отношения сигнал/шум (C/N).

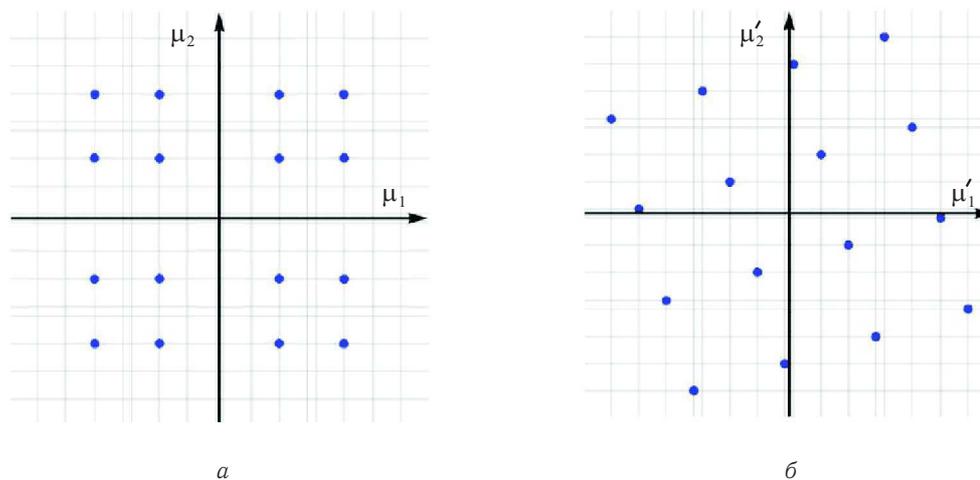


Рис. 1. Модуляционное созвездие 16-QAM до (а) и после (б) поворота

Кроме того, появляется возможность передачи только одной координаты рабочей точки. Если передача двух координат осуществляется двумя ортогональными аналоговыми сигналами, то для передачи одной координаты достаточен лишь один из них.

В большинстве современных ЦСПИ в передаваемых потоках данных для передачи вспомогательной (служебной) корректирующей информации используются пилот-сигналы, формирующиеся в результате модуляции поднесущих частот псевдослучайной последовательностью. Непрерывные и распределенные пилот-сигналы передаются на одних и тех же поднесущих частотах в каждом OFDM-символе, их амплитуды и фазы в точке приема известны. Поэтому они могут использоваться для синхронизации, получения сведений о характеристиках канала и оценки, в частности, его фазовых шумов [4].

При OFDM-модуляции точки на constellationной диаграмме, отображающие пилот-сигналы, имеют лишь одну значащую координату и лежат на действительной оси. Однако возможны варианты, при которых абсциссы одной или нескольких рабочих точек совпадают с абсциссами пилот-сигналов. Во избежание неверного распознавания рабочих точек передаваемого сигнала в подобных ситуациях предлагается передавать по каналу ординаты рабочих точек повернутого сигнального созвездия.



Применение повернутого сигнального созвездия позволяет также увеличить информационную емкость системы за счет одновременного использования нескольких вариантов созвездия при различных углах поворота. Так, при модуляции 16-QAM можно получить 32, 64, 128, ... рабочих точек (соответственно при 2, 4, 8, ... различных значениях углов поворота созвездия). Тем не менее передача данных по-прежнему будет осуществляться аналоговым сигналом, и останется необходимым наличие защитных интервалов между передаваемыми символами транспортного потока.

2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОДЕКОВ С КОДОВЫМ СИГНАЛЬНЫМ ПРИЗНАКОМ В СИСТЕМАХ С QAM/SOQDM МОДУЛЯЦИЕЙ

Особенностью кодового сигнального признака на базе кодеков с распределителями на МЛЗ (в предыдущих работах авторов — с распределителями на ДЗУ — динамических запоминающих устройствах) является представление каждого разряда передаваемого потока данных импульсными последовательностями — кодовыми сериями импульсов малой длительности, жестко связанных между собой фиксированными интервалами времени, кратными определенной временной задержке Δt элементов МЛЗ.

Структурная схема кодера с кодовым сигнальным признаком при $(n + 1)$ -разрядном распределителе приведена на рис. 2.

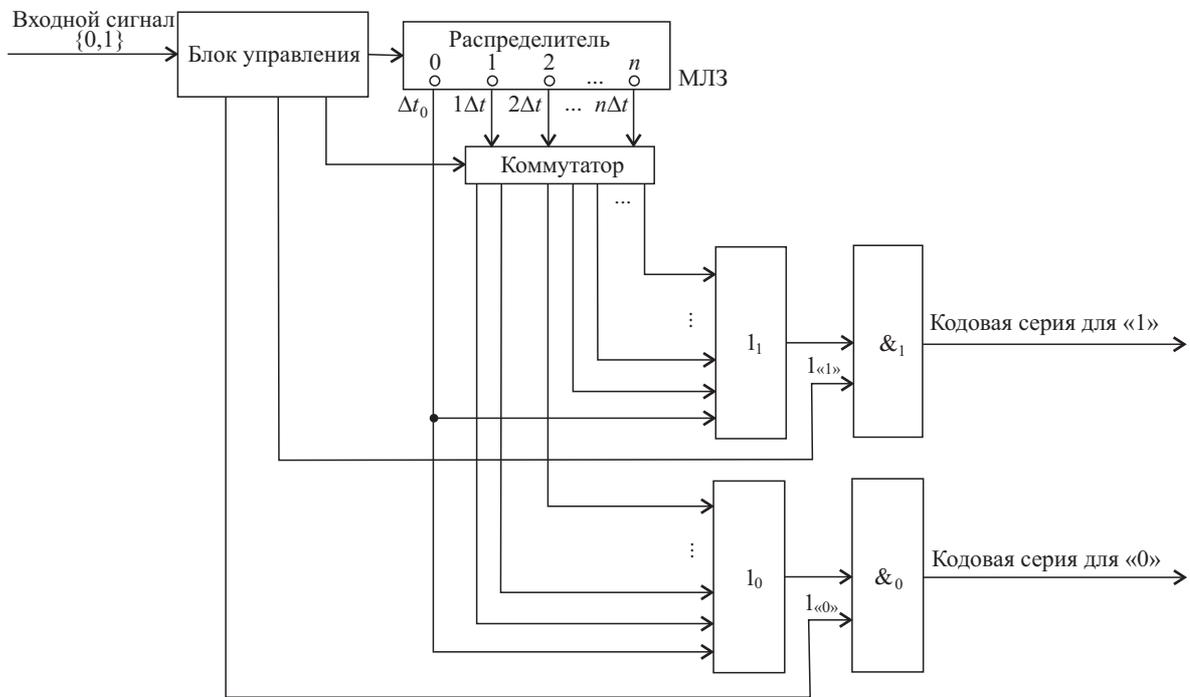


Рис. 2. Блок-схема кодера с кодовым сигнальным признаком при $(n + 1)$ -разрядном распределителе на МЛЗ

Блок управления в схеме выполняет следующие основные функции:

- определение моментов подачи кодовых символов на вход распределителя;
- задание закона коммутации выходов распределителя;
- осуществление коммутации элементов $\&_1$ и $\&_0$ сигналами $1_{\langle 1 \rangle}$ и $1_{\langle 0 \rangle}$ в зависимости от значения текущего входного двоичного символа.

Сигнал на первом по порядку выходе распределителя формируется с задержкой Δt_0 по отношению к входному сигналу (для кодера — на нулевом выходе). На всех остальных выходах распределителя сигналы появляются последовательно и поочередно во времени с задержками Δt . Как показали исследования, для обеспечения корректной работы кодеков длительности задержек Δt_0 и Δt должны быть строго постоянными, одинаковыми для кодера и декодера, и при этом должно выполняться условие $\Delta t_0 \neq k\Delta t$ (k — целочисленный коэффициент). Кроме того, формируемые кодером кодовые импульсные последовательности не должны быть циклическими сдвигами друг друга. Сигналы с выходов распределителя, проходя через коммутатор, в соответствии с законом, задаваемым блоком



управления, управляют схемами $\&_1$ и $\&_0$, формирующими кодовые серии для «0» и «1» на выходах кодера.

Полином выходного сигнала кодирующего устройства относительно фиктивной переменной x может быть записан в виде

$$y(x) = \sum_{i=1}^n a_{n-i} x^{n-i} = a_{n-1} x^{n-1} + a_{n-2} x^{n-2} + \dots + a_0. \quad (1)$$

Коэффициенты полинома (1) могут быть представлены как функции задержек распределителя:

$$a_i = f(\Delta t_0 + (n - i)\Delta t), \quad i = \overline{1, n}.$$

Таким образом, полином, описывающий кодовую серию, поступающую в канал с выхода кодера и соответствующую одному биту входного сигнала, примет вид

$$y(x, t) = f(\Delta t_0)x^{n-1} + f(\Delta t_0 + \Delta t)x^{n-2} + \dots + f(\Delta t_0 + (n - 2)\Delta t)x + f(\Delta t_0 + (n - 1)\Delta t).$$

Структурная схема декодера представлена на рис. 3.

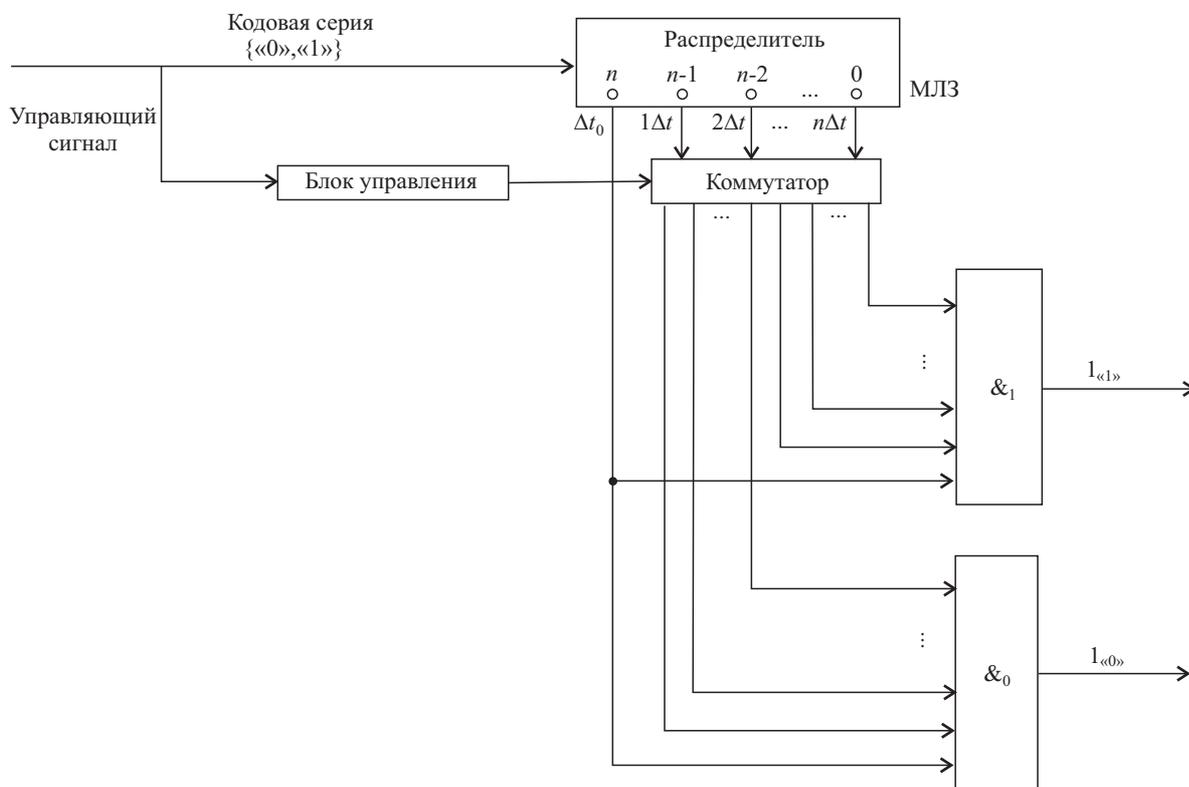


Рис. 3. Блок-схема декодера с кодовым сигнальным признаком с $(n + 1)$ -разрядным распределителем на МЛЗ

Управляющий сигнал, входящий в состав принимаемого сигнала, подается на блок управления, обеспечивающий закон коммутации, аналогичный закону, реализованному в схеме кодера.

Срабатывание логического элемента «И» ($\&_1$ или $\&_0$) на выходе декодера происходит в моменты совпадения импульсов с выходов распределителя, номера которых совпадают с номерами импульсов в декодируемой кодовой импульсной последовательности, появляющимися на соответствующих по номерам выходах распределителя.

Как показывают проведенные исследования, кодеки с кодовым сигнальным признаком с распределителями на МЛЗ позволяют реализовать принцип самосинхронизации и осуществлять передачу информации без использования каких бы то ни было специальных синхросигналов, что существенно повышает информационную надежность ЦСПИ.



Полином выходного сигнала декодера:

$$y'(x) = \sum_{i=1}^n b_{n-i} x^{n-i} = b_{n-1} x^{n-1} + b_{n-2} x^{n-2} + \dots + b_0. \quad (2)$$

Коэффициенты полинома (2) могут быть представлены как функции задержек распределителя:

$$b_i = f'(\Delta t_0 + (n - i)\Delta t), \quad i = \overline{1, n}.$$

Таким образом, полином (2) может быть представлен в виде

$$y'(x, t) = f'(\Delta t_0) x^{n-1} + f'(\Delta t_0 + \Delta t) x^{n-2} + \dots + f'(\Delta t_0 + (n - 2)\Delta t) x + f'(\Delta t_0 + (n - 1)\Delta t).$$

Так как выходы распределителя декодера нумеруются в последовательности, обратной последовательности номеров выходов распределителя кодера, справедливы соотношения:

$$a_{n-k} = b_k, \quad k = \overline{0, n - 1}.$$

При COFDM-модуляции передача информации осуществляется посимвольно. Количество битов, входящих в состав одного OFDM-символа, определяется режимом модуляции. При QPSK это 2 бита, при 16-QAM — 4 бита, 64-QAM — 6 битов, 256-QAM — 8 битов. Поэтому при описании кодовой серии для OFDM-символа степень полинома зависит от режима применяемой модуляции:

$$y(x, t) = f(\Delta t_0) x^{k(n-1)} + f(\Delta t_0 + \Delta t) x^{k(n-2)} + \dots + f(\Delta t_0 + k(n-2)\Delta t) x + f(\Delta t_0 + k(n-1)\Delta t), \quad (3)$$

где k — число битов, составляющих OFDM-символ.

Математическое описание (3) универсально для любого режима COFDM-модуляции.

Как показали исследования, применение кодеров с кодовым сигнальным признаком позволяет существенно уменьшить межсимвольные защитные интервалы, а в ряде случаев и вовсе исключить их из транспортного потока. Кроме того, предложенный вариант принципа самосинхронизации обладает преимуществами по сравнению с другими известными способами его реализации.

Кодеки с кодовым сигнальным признаком также могут быть использованы при передаче информации о рабочих точках (символах) модуляционного созвездия. В этом случае каждой рабочей точке ставится в соответствие определенное число — номер точки (например, для QPSK — от 1 до 4, для 16-QAM — от 1 до 16, для 256-QAM — от 1 до 256). Кодер формирует кодовые серии, соответствующие номерам передаваемых символов. На приемной стороне по кодовым сериям восстанавливаются номера переданных символов и вычисляются координаты принятых рабочих точек. Таким образом, отпадает необходимость в передаче информации аналоговыми сигналами.

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОДЕКОВ С КODOVЫМ СИГНАЛЬНЫМ ПРИЗНАКОМ В СИСТЕМАХ С НЕДВОИЧНЫМ КАНАЛЬНЫМ АЛФАВИТОМ

Реализация кодеров с кодовым сигнальным признаком и распределителями на МЛЗ возможна и в случае использования недвоичного (в общем случае — K -ичного) канального алфавита. Кодер в этом случае формирует K кодовых серий (каждая с выхода соответствующей цепи «ИЛИ»-«И»); блок управления формирует K управляющих воздействий. В соответствии с этим преобразуются схемы кодеров.

Пусть q — число символов в кодовом рабочем алфавите ($q \geq 3$), а p — количество двоичных разрядов, необходимых для записи одного q -ичного символа: $p \geq \log_2 q$ (округление производится в большую сторону до ближайшего целого числа).

Среди разработанных авторами вариантов реализации кодеров для q -ичных кодов наибольший интерес представляет анализ следующих вариантов:

- кодеки с двумя выходами и одним распределителем (вариант 1);
- кодеки с двумя выходами и p распределителями (вариант 2);
- кодеки с $2p$ выходами и одним распределителем (вариант 3).

Оценка эффективности кодеров проводится на базе критерия эффективности алгоритмов их работы, предложенного авторами в [5]. В соответствии с этим критерием вычисляются коэффициенты η эффективности каждого из анализируемых алгоритмов:

$$\eta = \left(\frac{M_{\text{ЭГ}}}{M}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{K_{\text{ЭГ}}}{K}\right)^\beta \cdot \left(\frac{V_{\text{ЭГ}}}{V}\right)^\gamma \cdot \left(\frac{N_{\text{ЭГ}}}{N}\right)^\delta \cdot \left(\frac{T_{\text{ЭГ}}}{T}\right)^\varepsilon, \quad (4)$$



где M — объем памяти, необходимый для реализации алгоритма; K — число вспомогательных переменных в структуре алгоритма; V — число ветвлений в структуре алгоритма; N — количество действий, выполняемых в ходе алгоритма (сложность алгоритма); T — время выполнения алгоритма; $M_{\text{эт}}, K_{\text{эт}}, V_{\text{эт}}, N_{\text{эт}}, T_{\text{эт}}$ — эталонные (минимальные из возможных) значения критериальных параметров; $\alpha, \beta, \gamma, \delta, \varepsilon$ — целочисленные (для удобства вычислений) положительные весовые коэффициенты, учитывающие «вес» (важность) каждого из критериальных параметров.

При проведении анализа алгоритмов рассмотрим общий случай, в котором «веса» параметров в формуле (4) равны единице:

$$\eta = \frac{M_{\text{эт}}}{M} \cdot \frac{K_{\text{эт}}}{K} \cdot \frac{V_{\text{эт}}}{V} \cdot \frac{N_{\text{эт}}}{N} \cdot \frac{T_{\text{эт}}}{T}. \quad (5)$$

Входная последовательность символов длиной m может быть представлена в полиномиальной форме относительно фиктивной переменной x :

$$f(x) = a_m x^{m-1} + a_{m-1} x^{m-2} + a_2 x + a_1. \quad (6)$$

где $a_i = 0, 1, \dots, q-1$ ($i = 1, 2, \dots, m$) — элементы входной последовательности (символы используемого алфавита).

Представляя q -ичные коэффициенты в (6) p -разрядным двоичным кодом, получим:

$$f(x) = (a_{m,1} a_{m,2} \dots a_{m,p}) x^{m-1} + (a_{m-1,1} a_{m-1,2} \dots a_{m-1,p}) x^{m-2} + \dots + (a_{2,1} a_{2,2} \dots a_{2,p}) x + (a_{1,1} a_{1,2} \dots a_{1,p}). \quad (7)$$

Для удобства реализации q -ичных кодов представим полином (7) в виде системы p полиномов:

$$\begin{cases} F_1(x) = a_{m,1} x^{m-1} + a_{m-1,1} x^{m-2} + \dots + a_{2,1} x + a_{1,1}, \\ F_2(x) = a_{m,2} x^{m-1} + a_{m-1,2} x^{m-2} + \dots + a_{2,2} x + a_{1,2}, \\ \dots \\ F_p(x) = a_{m,p} x^{m-1} + a_{m-1,p} x^{m-2} + \dots + a_{2,p} x + a_{1,p}. \end{cases} \quad (8)$$

При реализации алгоритмов кодирования и декодирования по варианту 1 осуществляется формирование $2p$ кодовых серий, описываемых полиномами для кодовых серий двоичных кодов:

$$\begin{cases} f_1(x) = a_{n,1} x^{n-1} + a_{n-1,1} x^{n-2} + \dots + a_{2,1} x + a_{1,1}, \\ f_0(x) = a_{n,0} x^{n-1} + a_{n-1,0} x^{n-2} + \dots + a_{2,0} x + a_{1,0}. \end{cases}$$

Число передаваемых в канал кодовых серий увеличивается в p раз по сравнению с вариантами использования двоичных кодов.

Для реализации алгоритмов по варианту 2 необходимо использовать методы работы с параллельными потоками данных, так как, хотя кодеки имеют по два выхода, но содержат по p работающих параллельно распределителей.

При реализации варианта 3, хотя кодеки содержат по одному распределителю, они имеют по $2p$ выходов и формируют $2p$ кодовых серий для каждого из полиномов системы (8):

$$\begin{cases} f_{1,1}(x) = a_{n-1,1}^1 x^{n-1} + a_{n-2,1}^1 x^{n-2} + \dots + a_{1,1}^1 x + a_{0,1}^1, \\ f_{0,1}(x) = a_{n-1,0}^1 x^{n-1} + a_{n-2,0}^1 x^{n-2} + \dots + a_{1,0}^1 x + a_{0,0}^1, \\ \dots \\ f_{1,p}(x) = a_{n-1,1}^p x^{n-1} + a_{n-2,1}^p x^{n-2} + \dots + a_{1,1}^p x + a_{0,1}^p, \\ f_{0,p}(x) = a_{n-1,0}^p x^{n-1} + a_{n-2,0}^p x^{n-2} + \dots + a_{1,0}^p x + a_{0,0}^p. \end{cases}$$

На рис. 4 и 5 приведены блок-схемы алгоритмов кодирования и декодирования соответственно для общего случая. Число операторов ветвления в теле обобщенного алгоритма определяется числом символов кодового алфавита q . Обозначения: avx — входной сигнал, n — число ячеек (выходов) распределителей, $comm$ — массив, определяющий коммутацию выходов распределителей, dzu — массив, хранящий значения битов в ячейках распределителей, $and0, and1, \dots, and(n-1)$ — значения на 0-м, 1-м, \dots , $(n-1)$ -м выходах распределителей, $res0, res1, \dots, res(q-1)$ — массивы кодовых серий для «0», «1», \dots , « $q-1$ », $S_{вых}$ — выходной сигнал декодирующего устройства.

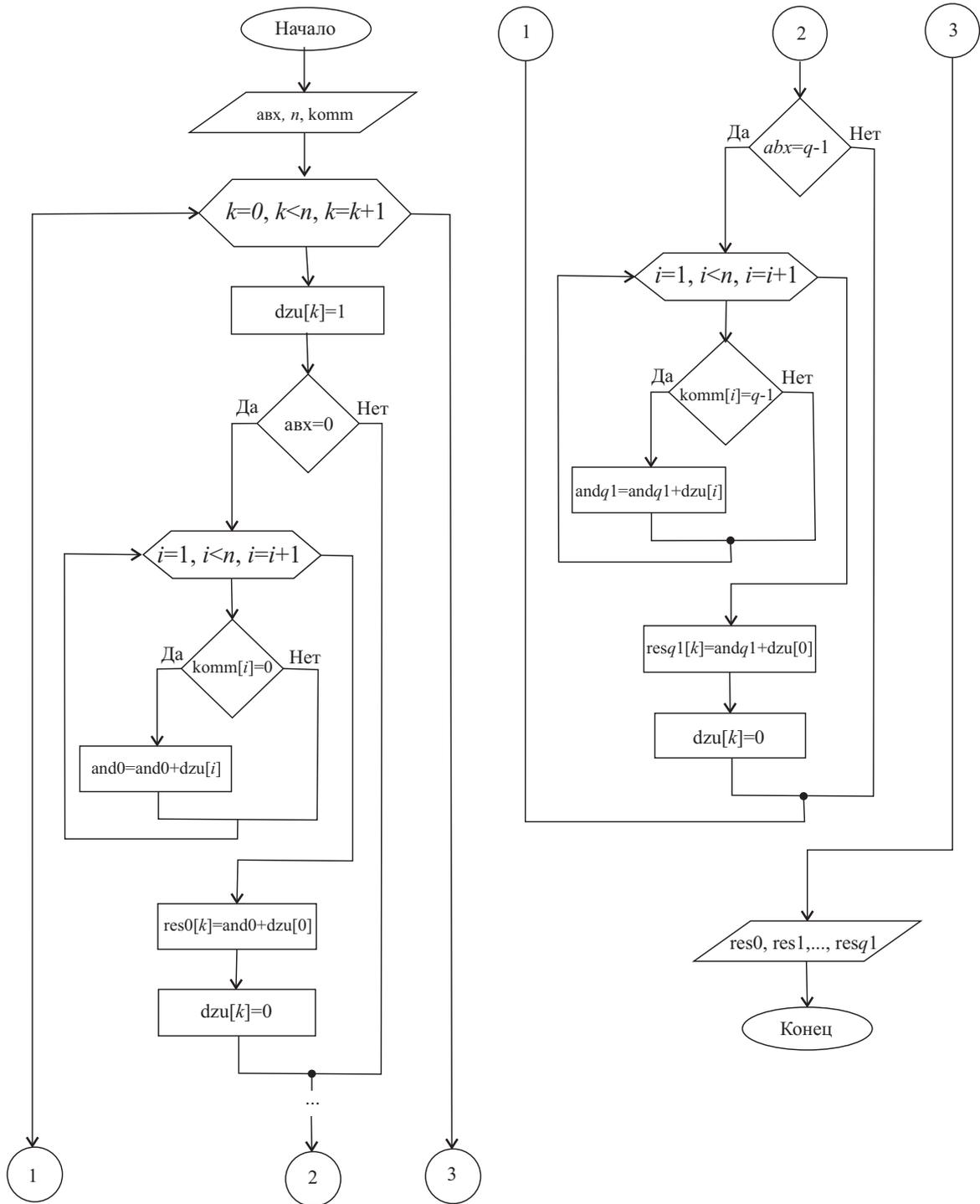


Рис. 4. Блок-схема алгоритма работы кодера с p выходами с n -позиционным распределителем на МЛЗ для q -ичного кода

Рассмотрим оценку анализируемых вариантов реализации кодеров для q -ичных кодов с использованием предложенного критерия.

Объем памяти определяется исходя из количества переменных и размерности массивов, задействованных в ходе выполнения соответствующего алгоритма. Исходя из анализа обобщенных блок-схем алгоритмов работы кодеров объем памяти может быть вычислен следующим образом:

- вариант 1: $M_1 = p(4n + 6 + 3n + 4) = p(7n + 10)$. Для решения оценочной задачи можно считать, что $M_1 \approx 7np$;
- вариант 2: $M_2 = 7np$;
- вариант 3: $M_3 = 7n$.

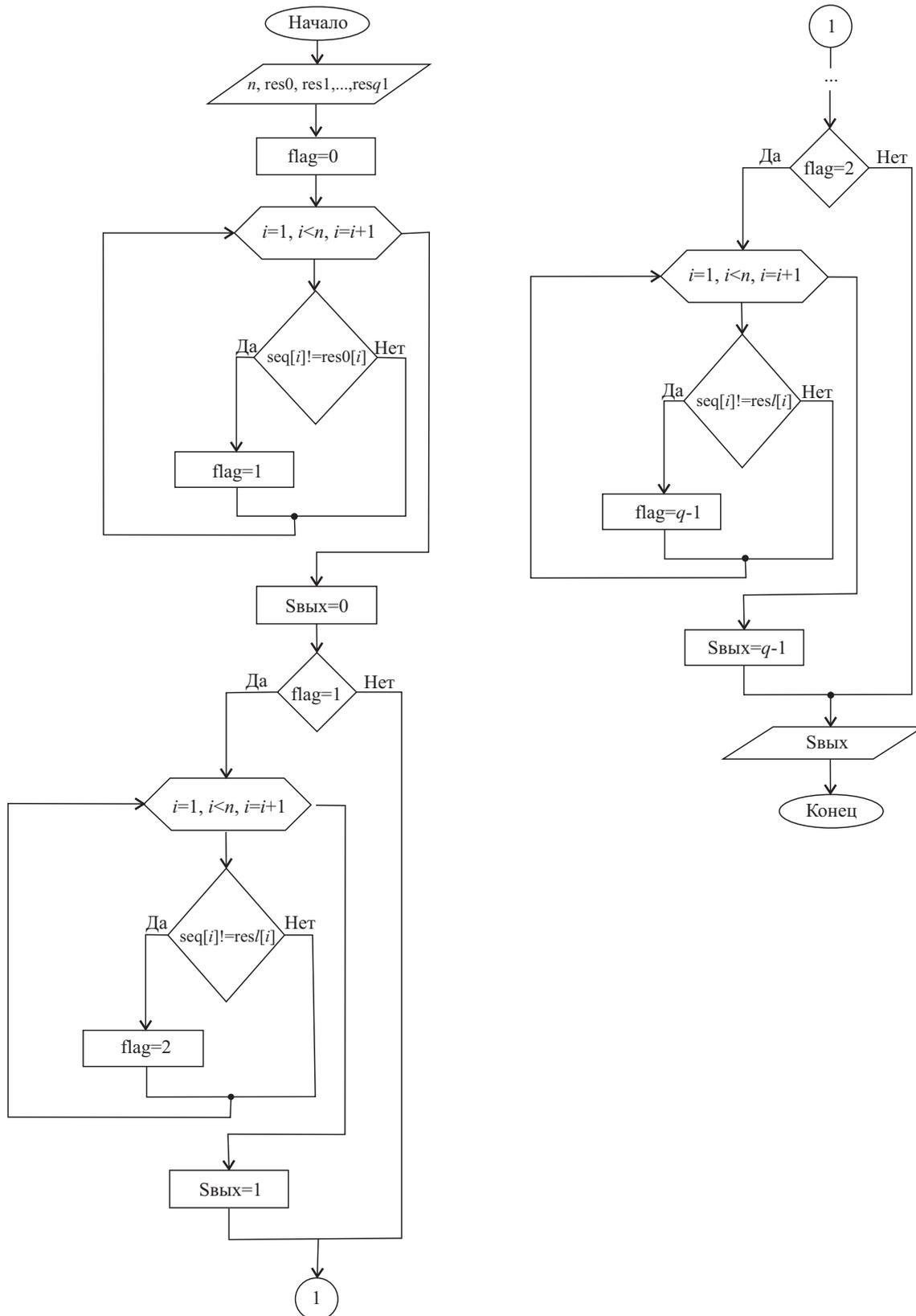


Рис. 5. Блок-схема алгоритма работы декодера с p выходами с n -позиционным распределителем на МЛЗ для q -ичного кода

Из анализа полученных выражений следует, что минимальный объем памяти необходим для реализации алгоритма по варианту 3. Примем данное значение объема памяти за эталонное и введем обозначение: $M_{э\tau} = M_3 = 7n$. Таким образом, значения коэффициентов эффективности алгоритмов



по объему памяти примут вид

$$\eta_{M_1} = \frac{M_{\text{эт}}}{M_1} = \frac{7n}{7np} = \frac{1}{p}, \quad \eta_{M_2} = \frac{M_{\text{эт}}}{M_2} = \frac{7n}{7np} = \frac{1}{p}, \quad \eta_{M_3} = 1.$$

Число вспомогательных переменных, необходимое для реализации каждого из алгоритмов, определяется следующим образом:

- вариант 1: $K_1 = p(2 + n) \approx np$;
- вариант 2: $K_2 = p(2 + n) \approx np$;
- вариант 3: $K_3 = K_{\text{эт}} = n + 5 \approx n$.

Значения коэффициентов эффективности алгоритмов по количеству вспомогательных переменных примут вид

$$\eta_{K_1} = \frac{K_{\text{эт}}}{K_1} = \frac{n}{np} = \frac{1}{p}, \quad \eta_{K_2} = \frac{K_{\text{эт}}}{K_2} = \frac{n}{np} = \frac{1}{p}, \quad \eta_{K_3} = 1.$$

Число ветвлений исходя из анализа тела каждого алгоритма может быть вычислено следующим образом:

- вариант 1: $V_1 = 10np = V_{\text{эт}}$;
- вариант 2: $V_2 = 10np = V_{\text{эт}}$;
- вариант 3: $V_3 = n^2(1 + q) + 8n + 2nq + 1 \approx qn^2 + 2nq + 8n \approx qn^2$.

Значения коэффициентов эффективности алгоритмов по количеству ветвлений:

$$\eta_{V_1} = 1, \quad \eta_{V_2} = 1, \quad \eta_{V_3} = \frac{V_{\text{эт}}}{V_3} = \frac{10p}{nq}.$$

Количество операций, выполняемых в ходе алгоритмов:

- вариант 1: $N_1 = p(7n^2 + 7n + 17n + 9) \approx p(7n^2 + 24n) \approx 7pn^2$;
- вариант 2: $N_2 = p(7n^2 + 7n + 17n + 9) \approx p(7n^2 + 24n) \approx 7pn^2$;
- вариант 3: $N_3 = 7n^2 + 28n + nq \approx 7n^2 = N_{\text{эт}}$.

Значения коэффициентов эффективности алгоритмов по сложности примут вид

$$\eta_{N_1} = \frac{N_{\text{эт}}}{N_1} = \frac{7n^2}{7pn^2} = \frac{1}{p}, \quad \eta_{N_2} = \frac{N_{\text{эт}}}{N_2} = \frac{7n^2}{7pn^2} = \frac{1}{p}, \quad \eta_{N_3} = 1.$$

Из анализа структуры и сложности каждого алгоритма следует, что наименьшее время необходимо для выполнения алгоритма по варианту 2 за счет распараллеливания операций кодирования и декодирования каждого из битов двоичного представления q -ичного кода.

Введем обозначение: $T_2 = T_{\text{эт}} = t$. Время выполнения алгоритмов определено следующим образом:

- вариант 1: $T_1 = k_1 \cdot t$, где $k_1 > 0$ — целочисленный коэффициент;
- вариант 2: $T_2 = T_{\text{эт}} = t$;
- вариант 3: $T_3 = k_2 \cdot t$, где $k_2 > 0$ — целочисленный коэффициент. В связи с тем, что сложность алгоритма по варианту 3 ниже сложности алгоритма по варианту 1, справедливо соотношение: $k_2 < k_1$.

Значения коэффициентов эффективности алгоритмов по времени выполнения примут вид

$$\eta_{T_1} = \frac{T_{\text{эт}}}{T_1} = \frac{t}{k_1 t} = \frac{1}{k_1}, \quad \eta_{T_2} = 1, \quad \eta_{T_3} = \frac{T_{\text{эт}}}{T_3} = \frac{t}{k_2 t} = \frac{1}{k_2}.$$

Применяя формулу (5), получим значения коэффициентов эффективности каждого из алгоритмов:

$$\begin{aligned} \eta_1 &= \eta_{M_1} \cdot \eta_{K_1} \cdot \eta_{V_1} \cdot \eta_{N_1} \cdot \eta_{T_1} = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p} \cdot 1 \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{k_1} = \frac{1}{k_1 p^3}, \\ \eta_2 &= \eta_{M_2} \cdot \eta_{K_2} \cdot \eta_{V_2} \cdot \eta_{N_2} \cdot \eta_{T_2} = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p} \cdot 1 \cdot 1 \cdot \frac{1}{p} \cdot 1 = \frac{1}{p^3}, \\ \eta_3 &= \eta_{M_3} \cdot \eta_{K_3} \cdot \eta_{V_3} \cdot \eta_{N_3} \cdot \eta_{T_3} = 1 \cdot 1 \cdot \frac{10p}{nq} \cdot 1 \cdot \frac{1}{k_2} = \frac{10p}{k_2 nq}. \end{aligned}$$

Значения каждого коэффициента принадлежат интервалу $[0, 1]$. Чем ближе значение коэффициента к единице, тем эффективность алгоритма выше. Таким образом, можно утверждать, что, в соответствии с предложенным критерием при одинаковых и равных единице весовых коэффициентах наиболее эффективными являются алгоритмы кодирования – декодирования и, следовательно, кодеки с кодовым сигнальным признаком с распределителями на МЛЗ по варианту 3 — реализация q -ичных кодов на базе одного распределителя с $2p$ выходами.



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основными результатами работы являются:

- новые возможности и преимущества использования повернутого модуляционного созвездия;
- реализация принципа самосинхронизации на базе кодеков с кодовым сигнальным признаком для случаев использования двоичного и недвоичного кодов;
- существенное уменьшение межсимвольных защитных интервалов при использовании кодеков с кодовым сигнальным признаком;
- возможность передачи и декодирования информации о рабочих точках модуляционного созвездия, представленных кодовыми сериями сигнала с кодовым сигнальным признаком без использования аналоговых сигналов.

В соответствии с результатами проведенного моделирования вероятность ложного приема в системах с кодами с кодовым сигнальным признаком снижается на один-два порядка по сравнению с традиционными вариантами QAM/COFDM кодеков в условиях действия помех большой интенсивности.

Библиографический список

1. Киселёв В. В., Руденко А. Е., Светлов М. С. Моделирование цифровых систем телерадиовещания с квадратурной амплитудной манипуляцией // Вестн. СГТУ. 2010. Т. 4(51), вып. 3. С. 140–142.
2. Голомб С. Цифровые методы в космических системах связи. М.: Связь, 1969.
3. Robertson P., Kaiser S. The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems // Proc. 56th Vehicular Technology Conference (VTC 1999-Fall). Vol. 50. Amsterdam, Netherlands, 1999. P. 329–333.
4. Безруков В. Н., Комаров П. Ю., Коржихин Е. О. Специфика коррекции характеристик радиоканала в системе цифрового телевидения по стандарту DVB-T // Тр. Моск. техн. ун-та связи и информатики: в 2 т. М.: ИД Медиа Паблшер, 2008. Т. 1. С. 437–440.
5. Львова Н. А., Мартынов П. В. Разработка критериев эффективности алгоритмов цифровой обработки информации // Проблемы управления, передачи и обработки информации: сб. тр. II междунар. науч. конф. АТМ-2011. 2012. Т. 2. С. 72–74.

Increasing of Information Reliability of Digital Systems with QAM/COFDM-Modulation

A. A. Lvov¹, M. S. Svetlov², P. V. Martynov¹

¹Saratov State Technical University named after Gagarin Y.A., 77, Politechnicheskaya st., 410054, Saratov, Russia, alvova@mail.ru, pavel_martynov@list.ru

²Institute of Precision Mechanics and Control, Russian Academy of Sciences, 24, Rabochaya str., 410028, Saratov, Russia, svetlovms@yandex.ru

Ensuring of a high level of information reliability is one of the most important tasks of the synthesis of digital communication systems for various applications. In this paper for improving the reliability of the information in the systems with QAM/COFDM-modulated signal it is suggested to use the code signal sign on base of coders and decoders (codecs) with distributors on multiple delay lines (MDL); the advantages of the principle of self-synchronization while substantially reducing of the guard intervals in the structure of the transmitted signals are discussed; possibility of excluding the analog signals from the channel is shown.

Key words: information reliability, quadrature amplitude modulation, codec, code signal sign.

References

1. Kiselev V. V., Rudenko A. E., Svetlov M. S. Simulation of the digital television broadcasting systems with quadrature amplitude modulation. Vestnik Saratov State techn. Univ., vol. 4(51), iss. 3, pp. 140–142 (in Russian).
2. Golomb S. Digital methods in the space communication systems. Moscow, Svyaz, 1969 (in Russian).
3. Robertson P. The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems. Proc. 56th Vehicular Technology Conference (VTC 1999-Fall). Vol. 50. Amsterdam, Netherlands, 1999, pp. 329–333.
4. Bezrukov V. N., Komarov P. Y., Korzhihin E. O. Spetsifika korrektsii kharakteristik radiokanala v sisteme tsifrovogo televideniia po standartu DVB-T [Specificity of characteristic corrections of radio channel in the system of digital television of DVB-T standard]. Trudy Moskovskogo tekhnicheskogo universiteta svyazi i informatiki [Proc. Moscow Tech. Univ. Communic. Inform.], Moscow, ID Media Publ., 2008, pp. 437–440 (in Russian).
5. Lvova N. A., Martynov P. V. Development of criteria for the effectiveness of algorithms for digital processing of information. Problemy upravleniia, peredachi i obrabotki informatsii: sb. tr. II mezhdunar. nauch. konf. АТМ-2011 [Problems of control, transmitting and processing of information: Proc. II Intern. scientific conf. АТМ-2011], 2012, vol. 2, pp. 72–74 (in Russian).