

УДК 621.391.037

А.А. Шагарова

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВИАЦИОННОЙ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Шагарова Анна Александровна, старший преподаватель кафедры «Общепрофессиональные дисциплины» Ульяновского института гражданской авиации им. главного маршала авиации Б.П. Бугаева, г. Ульяновск. Имеет публикации в области разнесенного приема сигналов в сетях беспроводной передачи информации. [e-mail: Nutka82@list.ru].

Аннотация

В авиационной электросвязи широко используется декаметровый диапазон для решения многообразных задач, связанных с обеспечением целевых функций воздушных судов при взаимодействии их между собой и с наземными средствами. Учитывая особенности указанного диапазона волн и в связи с широким развитием цифровых методов обмена данными, возникает задача обеспечения заданной их достоверности. Решение может быть найдено только на пути комплексного использования средств защиты данных.

В работе рассматривается принцип применения иерархической модуляции для передачи комбинаций помехоустойчивых кодов, обработка которых на приемной стороне осуществляется методом кластеризации. Это обеспечивает реализацию списочного декодирования принятого кодового вектора с использованием единственного списка, что снижает сложность реализации декодера. Метод эффективен только при правильном восстановлении номера кластера. Именно разряды номера кластера передаются в системе иерархической модуляции с использованием наиболее разнесенных точек сигнальных созвездий. Дается оценка полученных вероятностных характеристик системы.

Ключевые слова: сигнально-кодовая конструкция, иерархическая модуляция, кластер, списочное декодирование.

METHODS FOR IMPROVING THE EFFICIENCY OF DECAMETER RANGE AVIATION DIGITAL RADIO

Anna Aleksandrovna Shagarova, Senior Lecturer at the Department of All-professional Disciplines of Marshal Bugaev Ulyanovsk Civil Aviation Institute; an author of publications in the field of diversity reception of signals in the wireless networks of information transfer. e-mail: Nutka82@list.ru.

Abstract

In aviation telecommunication, decameter range is widely used for solving different tasks associated with the objective functions of aircrafts during their interaction among themselves and with ground means. Considering the features of the specified wavelength range due to the wide development of digital data exchange methods, the challenge of achieving their credibility is arisen. The solution can be found only in the way of conjunctive use of data protection tools.

In the paper, the author describes the application of hierarchical modulation for transmission of error correcting code combinations processed with clustering on the receiver. It allows implementing the list decoding of received code vector with the use of the only one list, and, consequently, it simplifies the decoder. The method is effective only with correct recovery of cluster number. The cluster number bits are transmitted in hierarchical modulation with the use of the point of signal constellation remoted from each other in the most greatly manner. Also, the author estimates probabilistic system characteristics.

Key words: signal-to-code design, hierarchical modulation, cluster, list decoding.

ВВЕДЕНИЕ

Основными направлениями совершенствования современных и развития перспективных цифровых систем связи безусловно являются методы, направленные на повышение спектральной и энергетической эффективности таких систем, характеризующие, соответственно, полосу занимаемых частот и энергетические затраты. Известно, что раз-

дельно каждое из указанных направлений характеризуется своими асимптотическими параметрами, но одновременное достижение предельных значений этих показателей эффективности оказывается невозможным [1]. Поэтому поиск приемлемых компромиссов при оптимизации характеристик и режимов функционирования цифровых систем связи и особенно цифровой радиосвязи приобретает особую важность. Одним из перспективных направлений по-

добного рода является развитие мягких, адаптивных алгоритмов обработки помехоустойчивых кодов в сочетании с методами иерархической модуляции. Палитра алгоритмов мягкого декодирования избыточных кодов существенно расширяет возможности достижения вышеуказанного компромисса в системах обмена данными относительно методов жесткой обработки информации, но главным достоинством такого подхода является заметный энергетический выигрыш относительно жестких схем декодирования. Это позволяет не только уменьшить мощность передающих устройств с одновременной оптимизацией использования ограниченного частотного ресурса, но и решить задачу снижения сложности вычислительного процесса.

В настоящее время прослеживается устойчивая тенденция перехода от алгебраических методов декодирования помехоустойчивых кодов к более эффективным алгоритмам их обработки на основе итеративных преобразований и неалгебраических методов обработки данных вплоть до попыток применения для их реализации нейросетевых базисов. Это обеспечивает устойчивый процесс оптимизации технологий передачи данных по сетям, в смысле повышения их пропускной способности, поскольку переход от алгоритмических методов повышения достоверности данных к кодовым способствует повышению производительности дорогостоящих сетевых компонентов.

СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ И РЕАЛИЗАЦИЯ ИЕРАРХИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИИ

Современный этап развития передач информации отмечен переходом от двоичных сигналов к многопозиционным и поиском регулярных методов формирования сигнально-кодowych конструкций. При использовании избыточных кодов их спектральную эффективность оценивают отношением $R = k/n$, здесь k – число информационных разрядов, а n – общее число разрядов кодового вектора помехоустойчивого кода. В таких кодах добавление к информационным символам избыточных символов вызывает увеличение скорости модуляции и полосы частот канала связи. Если относительная скорость безыбыточного кода $R = k/n = 1$, то использование тривиаль-

ного сверточного кода за счет введенной избыточности снижает этот показатель до значения $R = 0,5$. Следовательно, для достижения требуемой скорости передачи двоичных информационных символов требуется увеличение скорости модуляции. Это по критерию Найквиста требует увеличения полосы пропускания ΔF в два раза по сравнению с передачей без кодирования. Избежать увеличения полосы частот можно за счет применения многопозиционной фазовой модуляции ФМ- m [2].

В этом случае применяется манипуляционное кодирование, состоящее в том, что номерам сигналов сопоставляются определенные группы из m битов, которым соответствуют сигналы $u_i(t)$, где $i = 0, \dots, m - 1$. Система ФМ-4 по частоте является наиболее эффективной. В спутниковых сетях ФМ-4 является наиболее распространенной и принята в качестве стандарта. Поэтому при сравнительной оценке эффективности систем передачу с ФМ-4 применяют за эталон [2].

С увеличением кратности фазоманипулированных колебаний расстояние между номинальными значениями сигналов уменьшается, что приводит к потере достоверности данных в условиях снижения уровня принимаемого сигнала. На рисунке 1 представлены вероятности ошибки на бит P_b как функции отношения E_b/N_0 , где E_b – энергия, приходящаяся на бит, а N_0 – спектральная плотность белого гауссовского шума. Заметно, что сигналы ФМ-2 имеют лучшие характеристики. Сигналы ФМ-16 в указанных пределах отношения E_b/N_0 использовать нецелесообразно.

Вероятностные характеристики, представленные на рисунке 1, с ростом отношения E_b/N_0 монотонно убывают и только при значениях указанного отношения, равных 8 дБ и более, обеспечивают приемлемые значения параметра P_b . Таким образом, при использовании многопозиционной фазовой модуляции ФМ- m с ростом значений m минимальное расстояние D_{min} между сигнальными точками уменьшается [2]. Это приводит к снижению различимости сигнальных точек, особенно заметной при использовании радиоканалов, в которых высокий уровень мешающих факторов объективно высок. Альтернативой для ФМ- m является квадратурная амплитудная модуляция (КАМ). Сравнительные данные для ФМ- m и КАМ- m приведены в таблице 1.

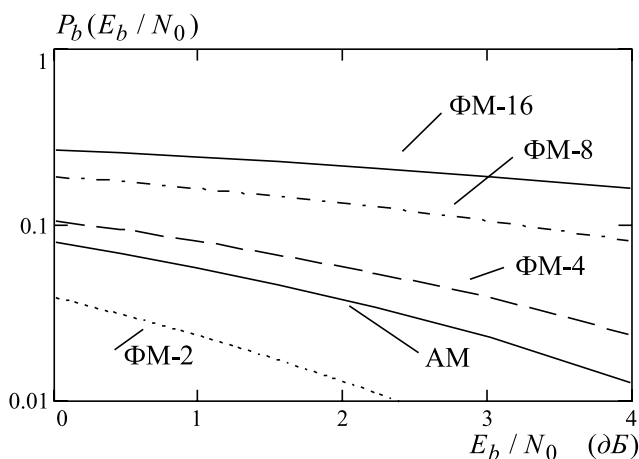


Рис. 1. Вероятностные характеристики различных систем манипуляции

Таблица 1

Сравнительные данные по параметру D_{min} для ФМ- m и КАМ- m

m	ФМ- m	КАМ- m
2	2	2
4	1,414	1,4142
8	0,765	0,8932
16	0,390	0,6341
32	0,196	0,4473
64	–	0,3086
128	–	0,2243

Характеристики, адекватные ФМ-2 и КАМ-2, имеет система четырехпозиционной фазовой модуляции (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK). Обозначая в системе QPSK сигнальную точку первого квадранта через $S_1 \rightarrow 00$ (запись $S_1 \rightarrow 00$ означает информационное значение передаваемых битов), можно представить $S_2 \rightarrow 01$; $S_3 \rightarrow 11$; $S_4 \rightarrow 10$. Для решения задач, связанных с реализацией иерархической модуляцией (ИМ) в ходе обмена данными, совместно используются QPSK и КАМ-16.

В радиоканалах, каналах спутниковой связи с высоким уровнем амплитудных и фазовых искажений трудно различить изменения, введенные в передаваемый сигнал каналом, от изменений, введенных передатчиком. Поэтому сигнальные точки при использовании QPSK и КАМ защищаются с помощью манипуляционного кода Грея, как представлено на рисунке 2 [2, 3].

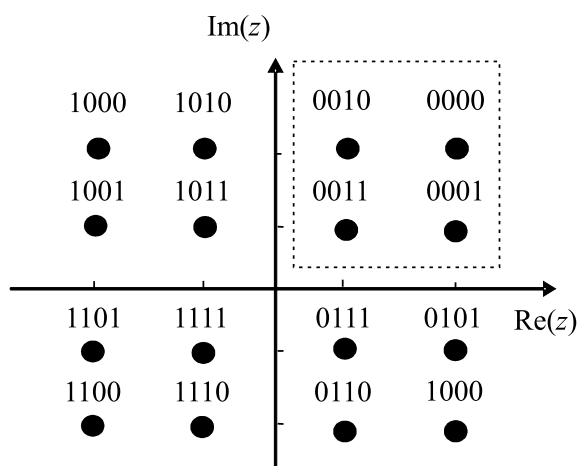


Рис. 2. Нумерация созвездия сигнальных точек КАМ-16

Особенностью ИМ является совместное использование QPSK и КАМ- m при $m \geq 4$. Из рисунка 2 следует, что каждый квадрант комплексной плоскости имеет практически одинаковую нумерацию. Небольшая разница заключается в том, что нумерация квадрантов в КАМ-16 содержится в первых двух битах кода Грея. Это позволяет передавать важную информацию с использованием первых двух битов, а менее важную – с использованием последующих битов. Например, при передаче битов номера кластера [4] или при передаче кодовых комбинаций с проверкой на четность использовать первые биты для обработки проверочных символов, а оставшиеся разряды передавать менее надежными позициями [3, 4].

ПОСТРОЕНИЕ ПРОИЗВЕДЕНИЙ КОДОВ ЗАДАННОЙ РАЗМЕРНОСТИ

Принцип построения произведений кодов (ПК) заданной размерности заключается в системном изменении избыточности при наращивании объема информационных блоков. Рассмотрим модели построения ПК произвольной размерности. Пусть кодер избыточного кода формирует слова конечной длины n из замкнутого множества S , для которых справедливо правило единственной проверки

четности, применяемое к информационным векторам длины k , тогда $n = k + 1$. В общем случае символы этих слов выбираются из конечного алфавита $A = \{a\}$, которые приемником фиксируются в виде жестких решений. Параметр a принимает значения из $GF(2^m)$, где $m \in N$. Обозначим через $a_0 = (a_0^{(1)}, \dots, a_0^{(n)})$ переданную по каналу последовательность, а через $a_s = (a_s^{(1)}, \dots, a_s^{(n)})$, $s = \overline{1, S}$ – другие последовательности рассматриваемого множества. Задача декодера состоит в вычислении функции правдоподобия C_0 для последовательности a_0 такой, что $C_0 > C_s$ для всех последовательностей из S . При передаче сигналов $a_0^{(i)}$ по каналу с помехами на входе приемника наблюдается вектор $w^{(i)} = (w_1^{(i)}, \dots, w_n^{(i)}) = a_0^{(i)} + l^{(i)}$, где $l^{(i)}$ – вектор шума, компоненты которого – независимые гауссовские величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $N_0/2$. Условная плотность распределения вектора $w^{(i)}$, при $m = 1$, наблюдаемого на выходе канала, имеет вид:

$$f(w^{(i)} | a_0^{(i)}) = (\pi N_0)^{-1/2} \exp \left\{ -\left(w - E_b^{1/2} \right)^2 / N_0 \right\}. \quad (1)$$

В общем случае порождающая матрица кода с единственной проверкой четности (ЕПЧ) имеет вид: $G = [I_{k \times k} \ P_{k \times 1}]$, где $I_{k \times k}$ – единичная матрица, а $P_{k \times 1}$ – единичный вектор-столбец. Для подобного кода при невыполнении условий четности исправление ошибки выражается в инвертировании символа, имеющего наименьший показатель мягкого решения символа [3]. Для получения ПК из двух кодов с ЕПЧ размерности 2D кодер формирует из k векторов-строк квадратную матрицу $A_k = \|a_{x0z}\|_1^k$, где $x = \overline{1, k}$, $z = \overline{1, k}$ и только для данной размерности положим $y = 0$. Таким образом, для удобства последующих рассуждений матрица A_k рассматривается в плоскости $x0z$ пространственной системы координат. Матрица A_k путем проверок четности по векторам-строкам и векторам-столбцам преобразуется в матрицу вида $A_n = \|a_{x0z}\|_1^n$. Очевидно, что в A_k общее число информационных элементов достигает значения k^2 , тогда как число проверочных разрядов в A_n будет равно $r_{2D} = 2k + 1$. Для выявления общих закономерностей формирования избыточных символов ПК произвольной размерности целесообразно значение r_{2D} разделить на две составляющие: $r_{2D}^{up} = 2k$, определяющую избыточность по проверкам информационных разрядов, и $r_{2D}^m = 1$ (проверка проверки), выражающую избыточность для вектора-столбца и вектора-строки. В последующем избыточность, непосредственно зависящую от проверок информационных разрядов, обозначим символом $\langle \bullet \rangle$. Проверку от проверочных разрядов представим символом $\langle \langle \bullet \rangle \rangle$. Матричная форма описанного кода имеет вид:

$$A_n = \begin{pmatrix} a_{101} & a_{102} & \dots & a_{10k} & \langle a_{10n} \rangle \\ a_{201} & a_{202} & \dots & a_{20k} & \langle a_{20n} \rangle \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{k01} & a_{k02} & \dots & a_{k0k} & \langle a_{k0n} \rangle \\ \langle a_{n01} \rangle & \langle a_{n02} \rangle & \dots & \langle a_{n0k} \rangle & \langle \langle a_{n0n} \rangle \rangle \end{pmatrix} \quad (2)$$

Общая избыточность оценивается выражением $r_{2D} = r_{2D}^{up} + r_{2D}^{nn} = 2k + 1$.

Структура ПК в 3D образуется при $y \neq 0$, если следом за матрицей $\|a_{x1z}\|_1^n$ по координате y дополнительно разместить новую матрицу $\|a_{x2z}\|_1^n$ и так до значения $y = n - 1$, а затем на позиции $y = n$ сформировать матрицу проверок $\|a_{xnz}\|_1^n$. Следовательно, кодер формирует k матриц A_n размерности 2D, получая совокупность матриц $A_n = \|a_{x1z}\|_1^n$, $A_n = \|a_{x2z}\|_1^n, \dots, A_n = \|a_{xkz}\|_1^n$. Фиксируя x и z , кодер

оценивает четность выбранных элементов, изменяя y : $a_{x1z} \oplus a_{x2z} \oplus \dots \oplus a_{xkz} = a_{xnz}$, и формирует матрицу проверок $\langle A_n \rangle = \|a_{xnz}\|_1^n$ по всевозможным x и z . Полученная конструкция в пространстве координат x, y и z образует куб из информационных и проверочных элементов (в общем случае прямоугольный параллелепипед), который назовем кадром. Порождающая матрица этого кода определяется кронекеровским произведением матриц G исходных кодов. Введенная в код избыточность R оценивается соотношением $R = \prod_{q=1}^D (k_q/n_q) = \prod_{q=1}^D (1 - 1/n_q)$, а минимальное кодовое расстояние для описанных конструкций определяется как $d_{min} = \prod_{q=1}^D d_q = 2^D$. Применяя последовательно это правило несколько раз, можно получить широкий диапазон длин кодов.

$$\begin{matrix} A_n^{11} = \|a_{x1z}\|_1^n & A_n^{12} = \|a_{x1z}\|_1^n & \dots & A_n^{1k} = \|a_{x1z}\|_1^n & \langle A_n^{1n} \rangle = \|a_{x1z}\|_1^n \\ A_n^{21} = \|a_{x2z}\|_1^n & A_n^{22} = \|a_{x2z}\|_1^n & \dots & A_n^{2k} = \|a_{x2z}\|_1^n & \langle A_n^{2n} \rangle = \|a_{x2z}\|_1^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_n^{k1} = \|a_{xkz}\|_1^n & A_n^{k2} = \|a_{xkz}\|_1^n & \dots & A_n^{kk} = \|a_{xkz}\|_1^n & \langle A_n^{kn} \rangle = \|a_{xkz}\|_1^n \\ \langle A_n^{n1} \rangle = \|a_{xnz}\|_1^n & \langle A_n^{n2} \rangle = \|a_{xnz}\|_1^n & \dots & \langle A_n^{nk} \rangle = \|a_{xnz}\|_1^n & \langle \langle A_n^{nn} \rangle \rangle = \|a_{xnz}\|_1^n \end{matrix} \quad (3)$$

Например, код размерности 4D получают из n кадров кода 3D, при этом матрицы размерности 2D взяты по одной из всех кадров 3D.

Код размерности 4D образуется путем объединения k совокупностей с образованием матричной структуры вида (3). Необходимо отметить, что в такой конструкции появляется возможность псевдослучайного извлечения матриц 2D из кадров, определяющих информационную совокупность данных, разбитых на кадры 3D. В (3) обозначение вида A_n^{ij} показывает, что берется матрица $\|a_{xyz}\|_1^n$ с номером i из кадра с номером j с образованием проверочных соотношений вида $\langle \bullet \rangle$ и $\langle \langle \bullet \rangle \rangle$.

Для произвольных D полная избыточность определяется соотношением:

$$\begin{aligned} (k+1)^D - k^D &= \\ &= \binom{D}{1} k^{D-1} + \binom{D}{2} k^{D-2} + \dots \\ &\dots + \binom{D}{D-1} k + 1. \end{aligned} \quad (4)$$

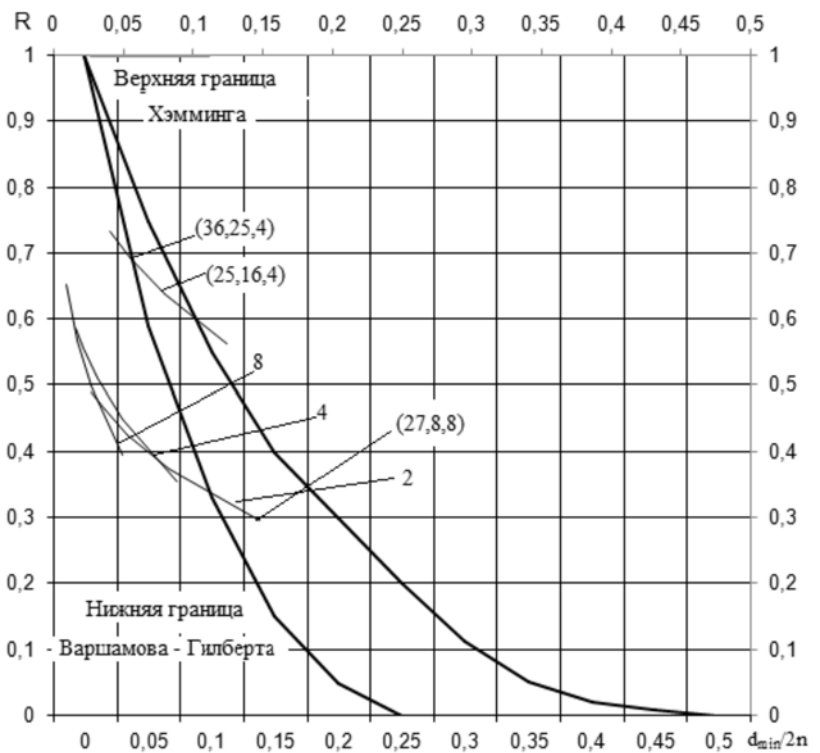


Рис. 3. Сравнительные характеристики кодов размерности 2D и 3D с ЕПЧ

Декодер приемника при любой размерности кода с ЕПЧ обрабатывает только совокупность кадров, поэтому его сложность однозначно определяется сложностью декодирования кадра.

Естественно, код 1D не является производением кодов, но параметры других кодов, приведенных в этой таблице, кратны его k и n . Анализ показывает, что характеристики приведенных ПК сопоставимы с турбокодами или кодами с малой плотностью проверок на четность, но обладают более емким технологическим ресурсом [3, 5].

На рисунке 3 представлены характеристики кодов размерности 2D: (36, 25, 4) и (25, 16, 4), которые «размещаются» в пределах верхней и нижней границ. Однако приведение таких кодов к размерности 3D выводит конструкции кодов за пределы нижней границы, т. е. выводит за пределы оптимальных кодов, как показано кривыми 2, 4 и 8. Нумерация графиков соответствует числу используемых в коде матриц размерности 2D. Во всех кодах размерности 3D минимальное расстояние равно 8. Выход параметров кодов за пределы нижней границы окупается технологическими преимуществами таких кодов при организации системы перемежения-деперемежения символов, поскольку конструктивно исследуемые коды организуются как матричные блоки, которые легко синхронизировать в процессе обмена данными, например, в системах обмена данными декаметрового диапазона для компенсации эффекта быстрых замираний сигналов.

Кроме того, конструктивно такие коды эффективны при организации адаптивных систем обмена данными, при использовании сложных видов модуляции, при реализации принципа выкалывания избыточных данных.

ПОСТРОЕНИЕ КАСКАДНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ НЕДВОИЧНЫХ КОДОВ

Важной особенностью кодов с ЕПЧ является использование их в каскадных конструкциях (по сути коды размерности 2D). При этом в одном из двух измерений используется недвоичный код, например, код Рида-Соломона (РС). Характеристики таких кодов достаточно хорошо исследованы, и их параметры частично занимают область между верхней и нижней границами, как показано на рисунке 4. Новым является подход к декодированию недвоичных кодов путем применения алгоритмов с «провокацией стирания», который описан в [6]. Результаты испытания имитационной модели с применением подобных конструкций представлены в таблице 2. В ходе испытаний модели было доказано, что предложенный алгоритм

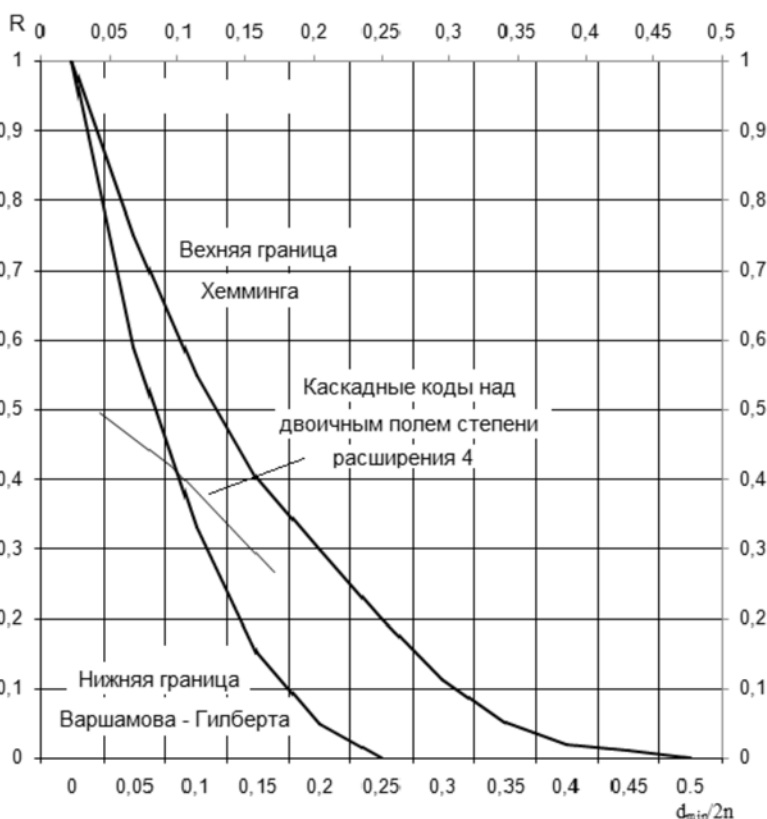


Рис. 4. Характеристика одного из каскадных кодов

Таблица 2

Оценка вероятности искажения комбинации по результатам имитационного моделирования

Код РС длины 15 с $d_{min} = 3$			Код РС длины 15 с $d_{min} = 9$		
E_b/N_0 (дБ)	Код РС	Метод провокации	E_b/N_0 (дБ)	Код РС	Метод провокации
0	0,70	0,08	0	0,70	0,071
0,4	0,63	0,73	0,4	0,63	0,068
0,9	0,39	0,06	0,9	0,39	0,053
1,5	0,54	0,20	1,5	0,54	0,021
2,2	0,26	0,10	2,2	0,26	0,019
3,0	0,24	0,08	3,0	0,24	0,008
4,1	0,07	0,07	4,1	0,07	0,007
5,2	0,02	0	5,2	0,02	0
7,0	0,00	0	7,0	0,00	0
10,0	0,00	0	10,0	0,00	0

полного использования введенной в код избыточности обеспечивает относительно существующих алгоритмов декодирования кодов РС выигрыш по достоверности по крайней мере на порядок.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В условиях интенсивных помех для передачи данных, используемых в информативно-управляющем комплексе, применение коротких помехоустойчивых кодов оправдано с точки зрения унификации алгоритмов декодирования

таких кодов как в системах с масштабируемой избыточностью, адаптивных системах с повторением данных, так и в системах обработки команд, критичных к длительности циклов управления.

Использование произведений кодов позволяет достаточно просто организовать процедуру перемежения-деперемежения символов.

В случае задействования каскадных конструкций целесообразно применять новые алгоритмы, основанные на мягких методах обработки данных с полным использованием введенной в код избыточности, употребляя в качестве индикатора правильности восстановления кодовой комбинации метод провокации стирания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Варагузин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. – СПб. : БХВ-Петербург, 2013. – 352 с.
2. Деев В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи. – СПб. : Наука, 2007. – 267.
3. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 379 с.
4. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю. Формирование мягких решений в системе широкополосного канала связи с QPSK-QAM // Автоматизация процессов управления. – 2013. – № 3 (33). – С. 75–79.
5. Гладких А.А. Применение метода гиперкодирования в системах передачи данных // Автоматизация процессов управления. – 2011. – № 2 (24). – С. 77–81.
6. Гладких А.А., Шагарова А.А. Эффективное применение средств помехоустойчивого кодирования в системе декаметрового диапазона авиационной электросвязи // Радиолокация, навигация, связь : сб. докл. XXII Международ. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2016. – С. 147–154.

REFERENCES

1. Varaguzin V.A., Tsikin I.A. *Metody povysheniia energeticheskoi i spektralnoi effektivnosti tsifrovoi radiosv'язi* [Methods to Improve Power and Spectral Efficiency of Digital Radio Communication]. St. Petersburg, BHV-Peterburg Publ., 2013. 352 p.
2. Deev V.V. *Metody moduliatsii i kodirovaniia v sovremennykh sistemakh sv'язi* [Modulation and Coding Methods in Modern Communication Systems]. St. Petersburg, Nauka Publ., 2007. 267 p.
3. Gladkikh A.A. *Osnovy teorii miagkogo dekodirovaniia izbytochnykh kodov v stiraishchem kanale sv'язi* [Soft-Decision Decoding Essentials of Redundant Codes in Erasure Communications Channel]. Ulyanovsk, UlSTU Publ., 2010. 379 p.
4. Gladkikh A.A., Chilikhin N.Iu. *Formirovanie miagkikh reshenii v sisteme shirokopolosnogo kanala sv'язi s QPSK-QAM* [The Formation of Relaxed Solutions in the System of the Broadband Channel with QPSK-QAM]. *Avtomatizatsiia protsessov upravleniia* [Automation of Control Processes], 2013, no. 3 (33), pp. 75–79.
5. Gladkikh A.A. *Primenenie metoda giperkodirovaniia v sistemakh peredachi dannykh* [Use of Hyper-Coding Method in Data-Transfer Systems]. *Avtomatizatsiia protsessov upravleniia* [Automation of Control Processes], 2011, no. 3 (25), pp. 77–81.
6. Gladkikh A.A., Shagarova A.A. *Effektivnoe primenenie sredstv pomekhoustoichivogo kodirovaniia v sisteme dekametrovogo diapazona aviatsionnoi elektrosv'язi* [An Effective Application of Antinoise Coding Aids in the System of Aviation Radio Decameter Range]. *Radiolokatsiia, navigatsiia, sv'яз. Sb. dokl. XXII Mezhdunarod. nauch.-tekhn. konf.* [Proc. of the 22th Int. Sci. Conf. Radar, Navigation, Communication]. Voronezh, 2016, pp. 147–154.