

Научная статья

УДК 621.396

DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-4-34-43



Кодирование АФМ-сигналов при передаче дробного числа бит на символ

Марк Александрович Мендельсон mendelson.ma@sut.ru

Вадим Анатольевич Егоров, egorov.va@sut.ru

Дмитрий Андреевич Копылов ✉, kopylov.da@sut.ru

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Аннотация: В статье предлагается простой с точки зрения вычислительных затрат метод кодирования дробного числа бит на символ при амплитудно-фазовой модуляции (АФМ). Изложение ведется применительно к случаю, когда необходимо сформировать значение удельной скорости передачи с точностью до четверти бита на символ. Приводятся алгоритмы работы кодера и декодера, формирования синхросигнала и величины энергетического выигрыша, достигаемого при использовании данного метода. Предложенный метод кодирования использован при разработке и модернизации высокоскоростных модемов, испытания которых подтвердили достоверность полученных результатов.

Ключевые слова: АФМ, кодер, декодер, многомерное созвездие, дробное число бит на символ

Источник финансирования: статья подготовлена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 123060900012-6 в ЕГИСУ НИОКТР

Ссылка для цитирования: Мендельсон М.А., Егоров В.А., Копылов Д.А. Кодирование АФМ-сигналов при передаче дробного числа бит на символ // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 4. С. 34–43. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-4-34-43

AFM Signals Coding When Transmitting a Fractional Number of Bits per Symbol

Mark Mendelson, mendelson.ma@sut.ru

Vadim Egorov, egorov.va@sut.ru

Dmitry Kopylov ✉, kopylov.da@sut.ru

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Abstract: The article proposes a simple method from the point of view of computational costs for encoding a fractional number of bits per symbol with amplitude-phase modulation (APM). The presentation is performed in relation to the case when it is necessary to form the value of the specific transmission rate with an accuracy of up to a quarter of a bit per symbol. Algorithms for the operation of the encoder and decoder, the formation of a synchro signal and the amount of energy gain achieved by using this method are given. The proposed coding method was used in the development and modernization of high-speed modems, the tests of which confirmed the reliability of the results obtained.

Keywords: APM, encoder, decoder, multidimensional constellation

Funding: the article was prepared within the framework of applied scientific research of SPbSUT, registration number 123060900012-6 in the EGISU R&D

For citation: Mendelson M., Egorov V., Kopylov D. AFM Signals Coding When Transmitting a Fractional Number of Bits per Symbol. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2023;9(4):34–43. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-4-34-43

Введение

Одной из задач при построении высокоскоростных модемов является разработка кодирующего и декодирующего устройств, которые должны обеспечивать требуемые характеристики при наименьших вычислительных затратах [1]. С другой стороны, естественно, необходимо использовать методы модуляции и кодирования, обеспечивающие в условиях реального канала связи возможность максимального повышения скорости передачи данных.

Как правило, назначение кодовых комбинаций точкам сигнального созвездия осуществляется для целого числа бит на двумерный символ [2–6]. При допустимых в разработке значениях скорости модуляции, определяемых параметрами канала связи, и целом числе бит на символ это приводит к сетке значений скоростей передачи, кратных скорости модуляции. Однако возникают ситуации, когда получаемые таким образом значения скоростей передачи не соответствуют требованиям разработки. Кроме того, при модернизации модемов возникает задача вполне определенного повышения скорости передачи. При необходимости увеличения скорости передачи и использовании сигнальных созвездий с целым числом бит/символ увеличение числа кодируемых бит на единицу приводит к увеличению размера сигнального созвездия в два раза и к потере помехоустойчивости примерно на 3 дБ. В то же время получаемое увеличение скорости передачи при увеличении числа кодируемых бит на единицу может оказаться избыточным. Поэтому возникает необходимость в меньшем увеличении скорости, что приводит к задаче кодирования дробного значения числа бит/символ. Это позволяет добиться меньшего увеличения размера сигнального созвездия, при уменьшении потерь в помехоустойчивости. В связи с этим целью работы является разработка простого в реализации алгоритма кодирования и декодирования АФМ-сигналов с дробным числом бит/символ.

Осуществление кодирования дробного числа бит/символ предполагает назначение определенным двоичным кодовым комбинациям блока из последовательности нескольких двумерных символов (многомерное кодирование). Для удобства кодирования сигнальное созвездие делится на кольца. В блоке из нескольких двумерных символов на каждой позиции могут быть точки сигнального созвездия из различных колец. Выбор возмож-

ных комбинаций чередования точек различных колец в блоке из последовательности двумерных символов является одной из задач кодирования. Алгоритм кодирования дробного числа бит на символ, входящий в состав Рекомендаций МСЭ-Т V.34 [7], V.90 и др., предполагает разбиение сигнального созвездия на большое число колец (до 18), является достаточно сложным и требует значительных вычислительных ресурсов, что при модернизации модемов является существенным ограничивающим фактором. Аналогичное утверждение о сложности можно отнести к методу передачи сигналов со скоростью быстрее скорости Найквиста [8], который обеспечивает получение дробных скоростей передачи, но пока не нашел практического применения, и в данной работе не рассматривается.

В то же время в работе [9] предложен достаточно простой алгоритм разбиения созвездия на два кольца для кодирования полуцелого числа бит. На основе [1] данный подход развит для передачи дробного числа бит, при которой возможно применение процедуры сверточного кодирования. Простота предлагаемого метода важна при модернизации модемов с ограниченными вычислительными возможностями. Он позволяет в значительной степени сохранить исходный метод кодирования для целого числа бит/символ и, в то же время, решить задачу получения необходимых скоростей передачи с меньшей потерей помехоустойчивости.

Метод иллюстрируется примером реализации кодирующего устройства при переходе от целочисленной удельной скорости к скорости 6,75 и 8,25 бит/символ. Приводится алгоритм работы соответствующего декодера и предлагается формирование цикла при применении предлагаемого алгоритма. Необходимое для кодирования формирование цикла предлагается совместить с формированием цикла внешнего кодера Рида – Соломона. Определяется величина выигрыша в помехоустойчивости за счет предлагаемого кодирования, которая хотя и уступает методу [7], но дает возможность значительно уменьшить затраты вычислительных ресурсов.

Предложенный метод кодирования использован при разработке и модернизации высокоскоростных модемов, испытания которых подтвердили расчетные параметры модемов по достигнутой скорости и коэффициенту ошибок при наличии аддитивных помех.

Несколько иной подход к решению задачи получения скорости передачи с дробным значением бит/символ по сравнению с предлагаемым в данной работе рассматривается в [10].

Основные принципы построения кодера

Структурная схема кодирующего устройства приведена на рисунке 1.

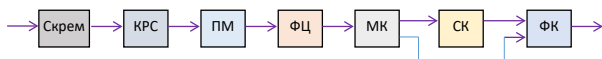


Рис. 1. Структурная схема кодирующего устройства

Fig. 1. Block Diagram of the Coding Device

Входной поток данных скремблируется (Скрем) и направляется в кодер Рида – Соломона (КРС), где вносится избыточность, далее поток поступает в перемежитель (ПМ) и формирователь цикла (ФЦ) для формирования цикла передачи. Сформированный таким образом сигнал посылается в многомерный кодер (МК), в котором цикл передачи делится на сигнальные блоки. Эти сигнальные блоки подвергаются относительному и сверточному кодированию (СК) и, в сочетании с информацией, полученной в многомерном кодере, осуществляется процедура отображения элементов сигнального блока в точки сигнального созвездия (формирование координат точек – ФК). При этом формируемое сигнальное созвездие обладает необходимой симметрией для решения задачи фазовой неоднозначности на 90°.

Задача кодирования состоит в разбиении выбранного сигнального созвездия на «кольца», выборе разрешенных комбинаций чередования точек «колец» и в назначении определенных кодовых комбинаций точкам сигнального созвездия.

Выбор формы сигнального созвездия, разбиение его на кольца, выбор разрешенных комбинаций чередования точек колец при фиксированном значении бит/символ должны осуществляться из условия получения минимума энергии многопозиционного сигнала в целом: $P_S = \min$.

Применительно к вариантам, рассматриваемым в данной работе, ограничимся рассмотрением разбиения созвездий на 2 (А, В) и 3 кольца (А, В, С):

$$p_1 \sum_A P_k(x_k, y_k) + p_2 \sum_B P_k(x_k, y_k) + p_3 \sum_C P_k(x_k, y_k) = \min, \quad (1)$$

где p_1, p_2, p_3 – вероятности появления сигнальных точек созвездия из колец А, В и С, соответственно; $P(x_k, y_k)$ – энергия k -ой точки созвездия с координатами x_k, y_k .

С целью минимизации энергии сигнала необходимо при выбранном размещении требуемого количества точек в сетке прямоугольных координат

выбрать внешнюю границу созвездия с наименьшей мощностью, что приводит к форме созвездия в виде круга и приближения к гауссовскому распределению вероятностей сигналов в пределах созвездия [9].

Назначение кодовых комбинаций точкам сигнального созвездия производится по критерию минимума числа искажаемых бит при ошибочном приеме сигнальной точки, что равносильно минимуму кодового расстояния между каждой переданной, и возможностью принять ошибочно соседними точками созвездия:

$$\sum_i \sum_k d_k(U_i, Q_k) = \min$$

при ограничении:

$$d_i(U_i, Q_k) \leq M,$$

где U – код переданной точки; Q – код соседней точки; M – максимально допустимое кодовое расстояние между соседними точками.

Для поиска координат сигнального созвездия и назначения соответствующих кодовых комбинаций использовалась оптимизационная процедура, с помощью которой при заданных ограничениях минимизировалось кодовое расстояние между соседними точками созвездия. Примером подобного назначения кодовых комбинаций при безызбыточном кодировании является код Грея.

Обозначим через n величину целой части удельной скорости числа бит на символ. Рассмотрим процедуру разбиения созвездия на кольца для случая передачи четвертой части бита. Здесь возможны два варианта: передача одной четверти бит на символ ($n + 0,25$) и трех четвертей бит на символ ($n + 0,75$). В обоих случаях используется формирование сигнального блока из последовательности 4-х 2-мерных символов (формирование 8-мерного созвездия), причем для варианта одной четверти бит/символ длина сигнального блока равна $4n + 1$ и трех четвертей бит на символ длина сигнального блока равна $4n + 3$.

Заметим, что при подобном подходе и необходимости получения удельной скорости с нечетной кратностью величины 0,125 бит/символ потребуются формирование сигнального блока из последовательности, содержащей восемь 2-мерных символов и т. д. Соответственно, формируемая длина сигнального блока составит $8n + j$, где j выбирается равным 1, 3, 5 или 7.

За счет сверточного кодирования количество бит, направляемых в отображатель (формирователь координат точек), увеличивается. Однако для упрощения дальнейшего изложения количество отображаемых бит приводится без учета сверточного кодирования. При выборе внешней границы

созвездия (формы созвездия) производится скругление с учетом того, что созвездие в виде круга обеспечивает наименьшую среднюю мощность [9].

В случае передачи одной четверти бит/символ задача кодирования проще всего решается путем разбиения сигнального созвездия на два «кольца»: внутреннее с количеством точек 2^n (кольцо А) и внешнего – с количеством точек 2^{n-2} (кольцо В), окружающих первое кольцо, с точками созвездия, выбранных из условия (1).

При передаче трех четвертей бит на символ сигнальное созвездие разделяется на три «кольца» с разным количеством точек:

- первая группа (кольцо А) состоит из 2^n точек, соответствующих передаче целой части бит/символ;
- вторая группа (кольцо В) состоит из 2^{n-1} точек, окружающих первое кольцо;
- третья группа (кольцо С) включает в себя 2^{n-2} точек, окружающих второе кольцо.

Точки в кольцах созвездия, так же, как и ранее, выбираются из условия (1).

При решении задачи кодирования необходимо выбрать комбинации размещения символов двух типов колец А и В при передаче одной четверти бит на символ, и трех типов колец А, В и С при передаче трех четвертей бит на символ на 4-х возможных позициях в сигнальном блоке.

Для первого случая (при скорости $n + 0,25$) варианты комбинаций колец в сигнальном блоке приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Варианты комбинаций колец в сигнальном блоке (при скорости $n + 0,25$)

TABLE 1. Rings Combinations Variants in the Signal Block (Speed is $n + 0.25$)

№ п/п	Комбинация символов колец	Средняя мощность	Код первых бит
1	4А	162,75	0
2	4В	367,5	–
3	3А+В	213,9375	100
4	2А+В+А	213,9375	101
5	А+В+2А	213,9375	110
6	В+3А	213,9375	111
7	2А+2В	265,125	–
8	А+3В	316,3125	–

Из перечня вариантов комбинаций размещения символов колец А и В следует отдать предпочтение комбинациям, обладающим, по возможности, наименьшей энергией. Тогда целесообразно выбрать следующие 5 возможных комбинаций символов колец А и В: одна комбинация, когда в сигнальном блоке передаются 4 символа, соответствующие точкам только из кольца А, и 4 комбинации передачи 3-х символов из кольца А и одного символа из кольца В.

Если первый бит в сигнальном блоке равен 1, то в зависимости от значений второго и третьего бита формируются (в различной последовательности) три двумерных символа из кольца А и один – из кольца В. Значения кодовых комбинаций первых трех бит сигнального блока и соответствующие им комбинации символов колец приведены в таблице 1. Число перед наименованием кольца означает количество символов в сигнальном блоке из данного кольца. При расчете средней мощности в кольцах принято, что точки сигнального созвездия расположены в рамках прямоугольной сетки с нечетными координатами $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \pm(2m - 1)$. При этом вероятность появления двумерных символов из кольца А составит $7/8$, а из кольца В – $1/8$.

Заметим, что при равномерном выборе символов вероятность появления сигналов из колец А и В составляет 0,8 и 0,2, соответственно. Другими словами, распределение вероятностей появления различных точек в сигнальном созвездии по предлагаемой процедуре формируется неравномерным с уменьшением вероятности появления сигналов при увеличении их энергии. Расчет с использованием (1) показывает, что выигрыш от предлагаемого выбора точек сигнального созвездия составляет около 0,34 дБ.

Во втором случае (при скорости $n + 0,75$) имеется 81 возможная комбинация символов. Типы комбинаций символов колец в сигнальном блоке, соответствующее им количество вариантов перестановок и средняя мощность сигнала определенной комбинации для созвездия точек с нечетными координатами и случая передачи 6,75 бит/символ приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Варианты комбинаций колец в сигнальном блоке (при скорости $n + 0,75$)

TABLE 2. Rings Combinations Variants in the Signal Block (Speed is $n + 0.75$)

№ п/п	Комбинация символов колец	Количество вариантов	Средняя мощность
1	4А	1	42
2	4В	1	102
3	4С	1	126
4	3А+В	4	57
5	2А+2В	6	72
6	А+3В	4	87
7	3А+С	4	63
8	2А+2С	6	84
9	А+3С	4	105
10	3В+С	4	108
11	2В+2С	6	114
12	В+3С	4	120
13	2А+В+С	12	78
14	А+2В+С	12	93
15	А+В+2С	12	99

Из перечня комбинаций размещения символов колец А, В и С, приведенных в таблице 2, также следует отдать предпочтение комбинациям, обладающим, по возможности, наименьшей энергией. В предлагаемом ниже варианте используются комбинации символов колец 4А, 3А+В, 3А+С, 2А+2В, 2А+В+С, А+3В, А+2В+С (см. таблицу 2). Это комбинации с наименьшей энергией, среди которых пропущены комбинации символов колец 2А+2С, как запрещенные. При этом следует заметить, что отказ от комбинации символов 2А+2С (2 символа из кольца С) вызван дополнительным увеличением пик-фактора формируемого сигнала из-за большей пиковой мощности данной комбинации по сравнению с выбранными кодовыми комбинациями символов (см. таблицу 2).

Можно показать, что при использовании предлагаемой ниже процедуры формирования блока символы из кольца А встречаются в используемых комбинациях сигналов с вероятностью $5/8$, символы из кольца В – $9/32$, символы из кольца С – $3/32$ (при равномерном распределении символы из кольца А встречаются с вероятностью $4/7$, из кольца В – $2/7$, из кольца С – $1/7$). Также, как и при скорости 8,25 бит/с, изменяется распределение вероятностей появления различных точек в сигнальном созвездии – с увеличением энергии сигналов вероятность их появления уменьшается.

Как известно, оптимальное неравномерное распределение вероятностей сигналов (гауссовское) в канале с аддитивным белым шумом дает в пределе выигрыш в помехоустойчивости 1,33 дБ по сравнению с равновероятным распределением в двумерном созвездии, для восьмимерного созвездия предельный выигрыш составляет 0,73 дБ [9]. Величина выигрыша за счет предлагаемого разбиения сигнального созвездия на три кольца составляет около 0,28 дБ (на 2 кольца 0,34 дБ), что соответствует примерно половине потенциального выигрыша при оптимальной процедуре формирования многомерного сигнала.

Сигнальные созвездия, сформированные по приведенному выше методу, для вариантов 6,75 и 8,25 бит/символ с учетом увеличения размера сигнального созвездия вдвое при использовании сверточного кодера, приведены на рисунках 2 и 3, соответственно. На рисунке 2 сигнальное созвездие образовано из 224 точек, причем внутреннее кольцо А включает 128 точек, кольцо В – 64 точки, кольцо С – 32 точки. Созвездие на рисунке 3 содержит 512 точек во внутреннем кольце А и 128 точек – во внешнем кольце В. Ломанные линии разделяют внутреннее и внешние кольца. Из сравнения приведенных на рисунках 2 и 3 созвездий и полученных значений выигрыша в помехоустойчивости следует, что при увеличении количества точек и числа колец в созвездии можно в большей степени приблизиться к

форме созвездия в виде круга и к гауссовскому распределению вероятностей сигналов в созвездии соответственно.

Это приводит к меньшим потерям в помехоустойчивости по сравнению с потенциальной [9].

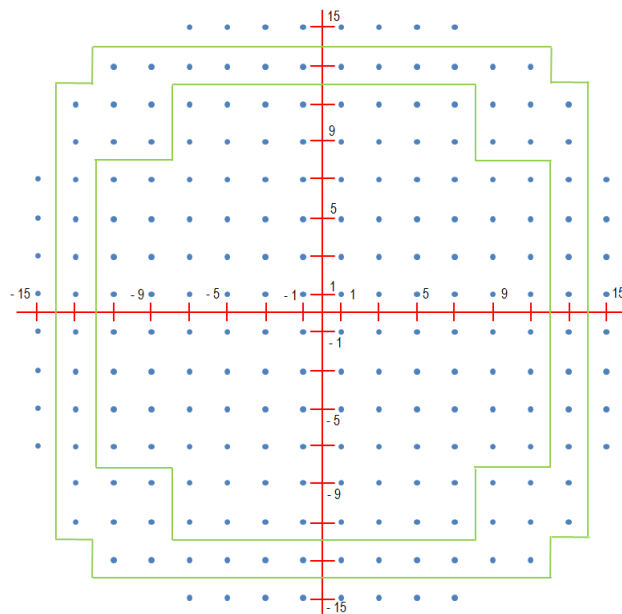


Рис. 2. Сигнальное созвездие для варианта 6,75 бит/символ

Fig. 2. Signals Constellation for the Variant of 6.75 bits per symbol

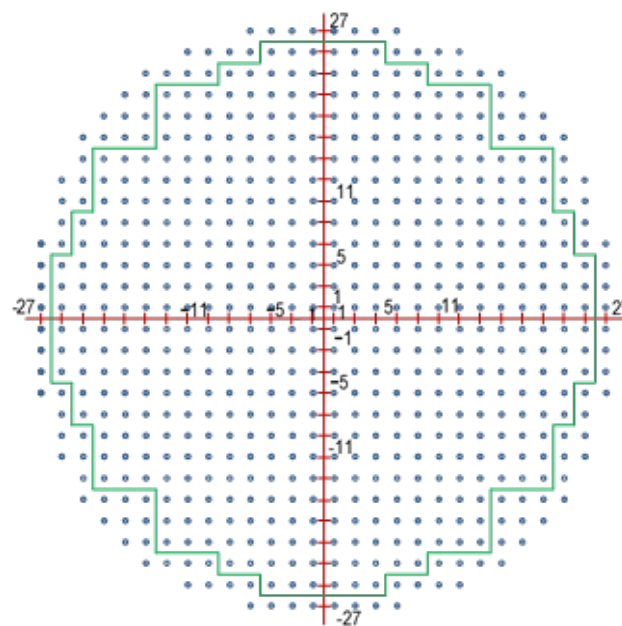


Рис. 3. Сигнальное созвездие для варианта 8,25 бит/символ

Fig. 3. Signals Constellation for the Variant of 8.25 bits per symbol

В варианте формирования созвездия из 2-х и 3-х колец область возможных значений функций распределения с учетом значений вероятностей сигналов в отдельных кольцах, приведена на рисунках 4а и 4б, соответственно.

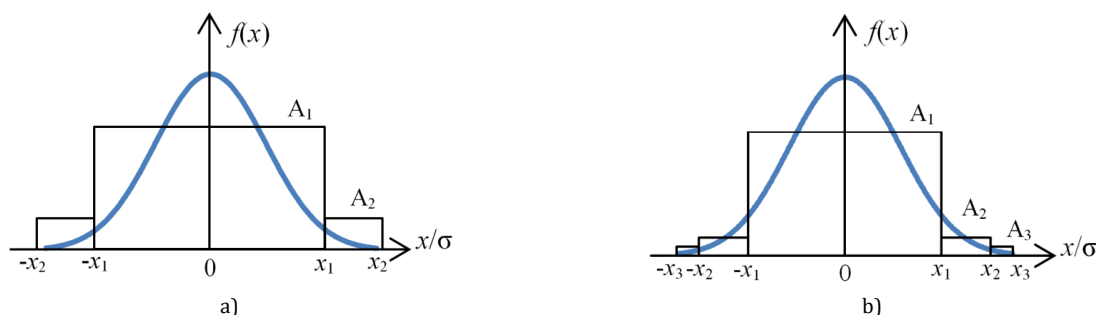


Рис. 4. Аппроксимация ступенчатой функцией нормального закона распределения сигналов в созвездии

Fig. 4. Approximation by a Step Function of the Normal Law of Signal Distribution in a Constellation

Принято, что область возможных значений аргумента нормального закона распределения: $f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$, где значение x выражено в единицах σ и ограничено пределами $\pm 3\sigma$.

На рисунке 4 обозначено x_i – верхняя граница ширины i -й ступеньки, A_i – высота ступенек, которые определены с учетом ширины ступенек:

$$A_1 = P_1/2x_1, A_2 = P_2/(2(x_2 - x_1)), \\ A_3 = P_3/(2(x_3 - x_2)),$$

где P_i – вероятность появления сигналов в определенном кольце А, В, С. В ступенчатой функции, в соответствии с принятым правилом деления на кольца, для варианта двух колец ширина первой ступеньки в 4 раза превышает ширину второй (при 8,25 бит/символ). В варианте 3-х колец и более ширина первой ступеньки в 2 раза превышает ширину второй, и далее ширина каждой очередной ступеньки в 2 раза превышает ширину последующей.

Ошибка аппроксимации $\epsilon(x)$ является четной функцией, поэтому можно ограничиться областью положительных значений от 0 до 3σ .

Средний квадрат ошибки (СКО) вычисляется по выражению:

$$\epsilon^2(x) = \sum_{m=1}^3 \int_{x_{m,i-1}}^{x_{m,i}} (A_i - f(x))^2 dx, \quad (2)$$

где $x_{m,i-1}$, $x_{m,i}$ – нижняя и верхняя границы для положительных значений аргумента колец $m = 1, 2$ и 3, что соответствует кольцам А, В и С.

Рассмотрим подробнее выражение СКО на участке кольца А. Выражения для остальных колец аналогичны, отличия в значениях границ колец и высоты ступеньки:

$$\epsilon_A^2(x) = \int_a^b (A_1 - f(x))^2 dx = \\ = A_1^2(b - a) - 2A_1 \int_a^b f(x) dx + \int_a^b f^2(x) dx,$$

где a и b – нижняя и верхняя границы кольца А для положительных значений аргумента.

Учтем, что $\int_a^b f(x) dx = F(b) - F(a)$, где $F(x)$ – функция распределения нормального закона в интегральной форме. Примем во внимание, что $f^2(x) = \frac{1}{2\pi} \exp(-x^2)$ является также функцией с нормальным законом распределения, но отличается величиной множителя в показателе экспоненты и перед ней.

После замены переменной $x = x_1/\sqrt{2}$ в третьем слагаемом в формуле (2) можно привести выражение для СКО для кольца А к следующему виду:

$$\epsilon_A^2(x) = \int_a^b (A_1 - f(x))^2 dx = \\ = A_1^2(b - a) - 2(A_1)(F(b) - F(a)) + \\ + \frac{1}{2\sqrt{\pi}} (F(b\sqrt{2}) - F(a\sqrt{2})). \quad (3)$$

Используя формулу (3) для расчетов выражения (2), получим значения СКО при аппроксимации нормального закона распределения сигналов ступенчатой функцией, рассчитанные при передаче с удельной скоростью 8,25 бит/символ (2 кольца) и 6,75 (3 кольца), которые приведены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Рассчитанные значения СКО

TABLE 3. MSR Values Estimated

Количество колец	2	3
СКО, неравномерное распределение	0,0479	0,0466
СКО, равномерное распределение	0,0603	0,0603
Выигрыш по СКО, дБ	1,0	1,12

Из данных таблицы 3 следует, что при увеличении количества колец значение СКО уменьшается, но незначительно. Такой характер изменения СКО при увеличении количества колец качественно соответствует ранее приведенной закономерности выигрыша в мощности сигналов созвездия. Это объясняется тем, что при увеличении количества колец их ширина уменьшается по степенному закону 2^N , это приводит к уменьшению влияния каждого по-

следующего кольца на величину выигрыша. Поэтому, исходя из простоты реализации, использование 2–3-х колец в созвездии является разумным компромиссом между сложностью и достигаемым выигрышем в помехоустойчивости при кодировании дробного числа бит по предлагаемому методу.

Для оценки вероятности битовой ошибки для выбранных созвездий, содержащих M сигнальных точек, представляется возможным использовать расчетную формулу для созвездий с QAM для четного значения $k = \log_2 M$:

$$P_B \approx \frac{2(1 - L^{-1})}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\frac{(3 \log_2 L) 2E_b}{L^2 - 1} \frac{1}{N_0}} \right) \quad (4)$$

или воспользоваться формулой верхней границы коэффициента ошибок для произвольного значения $k \geq 1$ [11]:

$$P_B \leq \left(1 - \left(1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{3k}{M-1} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right)^2 \right) / k. \quad (5)$$

В этих выражениях $L = \sqrt{M}$, $h^2 = E_b/N_0$ – отношение энергии бита к спектральной плотности помехи, где $Q(x)$ – гауссов интеграл ошибок:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du.$$

При использовании формул (4 и 5) для исследуемых созвездий в значение отношения сигнал/помеха h^2 аналогично [5] вводится поправочный коэффициент $Y = P_{исх}/P_M$ и вместо h^2 используется значение Yh^2 . В поправочном коэффициенте $P_{исх}$ – средняя мощность символов исходного созвездия на основе которого сформировано используемое, P_M – средняя мощность символов используемого созвездия с учетом неравновероятного распределения вероятностей сигналов в нем и перехода от квадратного (крестообразного) созвездия к скругленному. Отметим, что в рассматриваемых созвездиях величина минимального евклидова расстояния между сигнальными точками в исходном и используемом созвездиях одинаковы.

На рисунке 5 представлены графики зависимости вероятности битовой ошибки P_B от отношения сигнал/помеха. Для созвездия с удельной скоростью 6,75 бит/символ (112 точек) в качестве исходного использовано созвездие с 128-QAM (при $Y = 1,128$), и кривые построены на основе выражения (5). Для созвездия с удельной скоростью 8,25 бит/символ (320 точек) в качестве исходного использовано созвездие с 256-QAM (при $Y = 0,903$), и при расчете коэффициента ошибок применена формула (4).

Поскольку альтернативой применения скорости 8,25 бит/символ является целочисленная скорость 9 бит/символ, для этого случая также на рисунке 5 приведена соответствующая кривая помехоустойчивости, вычисленная по формуле (5).

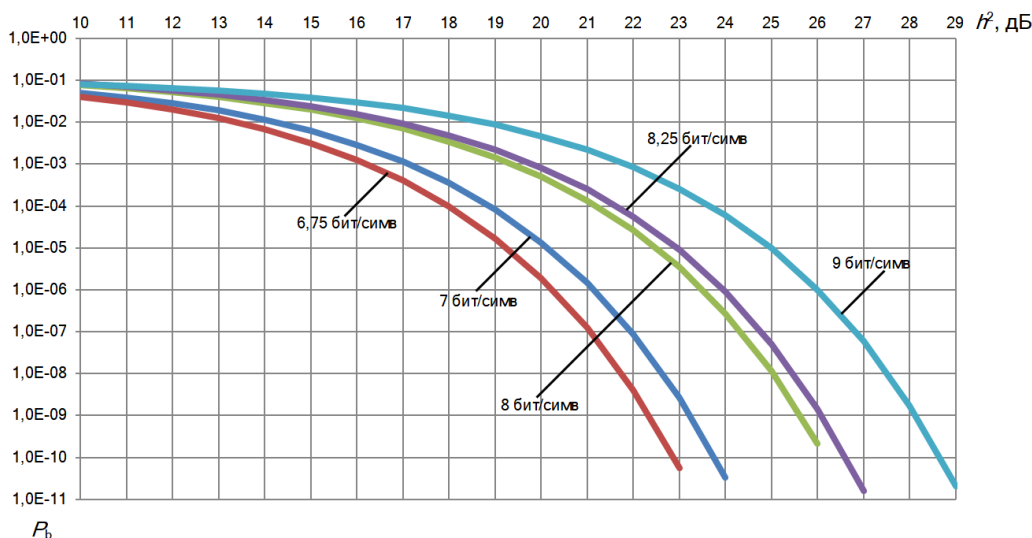


Рис. 5. Зависимости вероятности битовой ошибки P_B от отношения сигнал/помеха

Fig. 5. Dependencies of the Bit Error Probability P_B on the Signal-to-Noise Ratio

Из рисунка 5 видно, что при вероятности ошибки $1 \cdot 10^{-8}$ выигрыш в помехоустойчивости для скорости 6,75 по сравнению с целочисленной скоростью 7 бит/символ (исходное созвездие) составляет около 0,9 дБ, для скорости 8,25 – около 2,1 дБ по сравнению с целочисленной скоростью 9 бит/символ.

Отметим, что отличия значений в помехоустойчивости между исходным созвездием с 7 и применяемым созвездием с 6,75 бит/символ, и между исходным с 8 бит/символ и применяемым созвездием 8,25 близки к значениям $10 \lg Y$, т. е. 0,89 и –0,44 дБ, соответственно. Таким образом, изменения в поме-

хоустойчивости созвездий с дробными скоростями по сравнению с исходными созвездиями, использующими целочисленные значения удельной скорости, соответствуют ожидаемым.

Формирование блока и отображение сигналов

Во входную информационную последовательность в начале каждого цикла вставляются биты синхросигнала и служебного канала (в ФЦ на рисунке 1). В многомерном кодере полученная последовательность делится на сигнальные блоки в зависимости от скорости передачи либо по $4n + 1$, либо по $4n + 3$ бит каждый. Разбиение блока длиной $4n + 1$ бит при передаче одной четверти бит на символ проводится исходя из значений первых трех бит в блоке. Если первый бит равен нулю, то передаются 4 символа из кольца А. В противном случае с учетом значений второго и третьего битов блока передается одна из 4-х возможных комбинаций символов колец: $3A+B$, $2A+B+A$, $A+B+2A$ и $B+3A$.

Разбиение блока из $4n + 3$ бит на биты, формирующие 4 последовательных символа, предлагается провести в два этапа: сначала производится разбиение на подблоки, а затем последние делятся на символы.

Рассмотрим процедуру разбиения на подблоки. Сначала определяется значение первого бита блока. Если этот бит равен нулю, то последующие $4n + 2$ бит блока делятся на два подблока по $2n + 1$ бит в каждом. Если же первый бит блока равен 1, то при втором бите блока равном нулю последующие $4n + 1$ бит делятся на первый подблок из $2n + 1$ бит и второй подблок из $2n$ бит. Если же первые два бита блока равны 1, то последующие $4n + 1$ бит делятся на первый подблок из $2n$ бит и второй подблок из $2n + 1$ бит.

Затем осуществляется процедура разбиения подблоков. Если в подблоке из $2n + 1$ бит первый бит равен нулю, то оставшиеся $2n$ бит подблока делятся на два символа кольца А по n бит каждый. Если в подблоке из $2n + 1$ бит первый бит равен 1, то при втором бите подблока равном нулю оставшиеся $2n - 1$ бит подблока делятся на символы из кольца А (n бит) и кольца В ($n - 1$ бит). Если в подблоке из $2n + 1$ бит первый и второй биты подблока равны 1, то оставшиеся $2n - 1$ бит подблока делятся на символы из кольца В и кольца А.

Если в подблоке из $2n$ бит первый и второй биты равны нулю, то оставшиеся $2n - 2$ бит подблока делятся на символы из кольца А и кольца С ($n - 2$ бит). Если в подблоке из $2n$ бит первый бит равен 0, то при втором бите подблока равном 1 оставшиеся $2n - 2$ бит делятся на символы из кольца С и кольца А. Если в подблоке из $2n$ бит первый бит равен 1, то при втором бите подблока равном 0 оставшиеся $2n - 2$ бит делятся на два символа из кольца В каждый. Если в подблоке из $2n$ бит первые два бита

равны 1, то при третьем бите подблока равном 0, оставшиеся $2n - 3$ бит делятся на символы из кольца В и кольца С. Если в подблоке из $2n$ бит первые три бита равны 1, то оставшиеся $2n - 3$ бит делятся на символы из кольца С и кольца В.

На основе проведенного разбиения сигнальных блоков формируется управляющий сигнал для блока отображения групп бит в координаты точек сигнального созвездия (кольца А, В или С).

В узле отображения решетчатого кодера по комбинациям двоичных сигналов на выходе сверточного кодера и значениям управляющих сигналов производится отображение информационных бит в координаты точек сигнального созвездия.

Выбор структуры циклового синхросигнала

Для осуществления декодирования необходимо обозначить на передаче границы сигнальных блоков, что удобно совместить с синхросигналом цикла кодера Рида – Соломона и формировать его в виде специального многомерного сигнала. Ниже приводится пример формирования синхросигнала для передачи трех четвертей бита на символ при скорости 6,75 бит/символ, случай формирования синхросигнала при передаче одной четверти бит на символ выполняется аналогично.

С целью повышения помехоустойчивости опознавания границ циклов желательно формировать синхросигнал с наибольшей мощностью. При этом синхросигнал можно формировать из двух двумерных символов кольца В, поскольку комбинация из двух символов кольца С является неразрешенной. Для формирования такой структуры синхросигнала в соответствии с вышеописанной процедурой первые 4 бита синхросигнала должны быть 1110. Последующие три бита кодовой комбинации, соответствующей символам синхросигнала выбираем, например, 010. Для задания координат двумерного символа необходимы еще три бита, абсолютные значения которых не имеют значения, поскольку их значения по двум входным битам вычисляются в кодере относительности и сверточном кодере. Изменение значений указанных трех бит приводят к вращению двумерной точки.

Поскольку информация о синхросигнале заложена в амплитуде сигналов кольца В, которая кодируется тремя битами 010, то в кодовых комбинациях на входе сверточного кодера каждого из двух двумерных символов синхросигнала освобождаются по два свободных бита, которые можно использовать для увеличения скорости передачи сигналов служебного канала. В этом случае синхрогруппу на входе сверточного кодера можно представить в виде 1110 010xx 010xx, где символом 'x' обозначены дополнительные биты служебного канала.

Процедура декодирования

Процедура декодирования включает в себя предварительное вхождение в цикловый синхронизм и проводится по завершению приема 4-х двумерных символов (сигнального блока) и заключается в определении:

- метки начала цикла, которая также дает возможность отметить начало каждого сигнального блока, входящего в цикл;
- принадлежности сигнальных точек к кольцам А, В или С (по координатам сигнальных точек) для определения комбинаций начальных бит блока и подблоков, разделяющих блок из $4n + 3$ (или $4n + 1$) бит на 4 двумерных символа, и создания соответствующих управляющих сигналов для выбора раздела таблицы декодирования;
- комбинаций бит, соответствующих координатам сигнальных точек на передающей стороне с учетом управляющих сигналов, определяющих раздел таблицы декодирования.

Дальнейшее изложение ведется применительно к декодированию при скорости три четверти бит на символ, декодирование при скорости одна четверть бит на символ выполняется аналогично.

Определение начальных бит блоков и подблоков проводится на основе анализа типов колец в двух парах двумерных символов, входящих в состав блока. Сначала по каждой паре символов определяются начальные биты данной пары и количество бит, которое эти символы представляют. Затем по типам пар символов (пара из $2n + 1$ бит или из $2n$ бит) в блоке выносится решение о начальных комбинациях бит 4-символьного сигнального блока.

Список источников

1. Egorov V.A., Mendelson M.A. Method Coding of QAM Signals for Transmission Fractional Number Bit per Symbol // Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Circuits and System for Communications (St. Petersburg, Russia, 26–28 June 2002). IEEE, 2002. DOI:10.1109/OCCSC.2002.1029079
2. Иванов М.С., Шушков А.В., Макаренко С.И. Повышение скорости передачи данных в сети воздушной радиосвязи управления летательными аппаратами за счет адаптивного использования энергетического, сигнального и частотного сетевых ресурсов. Часть 1. Модели и методика повышения скорости передачи данных // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 1. С. 125–219. DOI:10.24412/2410-9916-2023-1-125-219
3. Иванов М.С., Шушков А.В., Макаренко С.И. Повышение скорости передачи данных в сети воздушной радиосвязи управления летательными аппаратами за счет адаптивного использования энергетического, сигнального и частотного сетевых ресурсов. Часть 2. Исследование достигаемого повышения скорости передачи данных. // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 1. С. 220–243. DOI:10.24412/2410-9916-2023-1-220-243
4. Дворников С.В., Пшеничников А.В. Формирование спектрально-эффективных сигнальных конструкций в радиоканалах передачи данных контрольно-измерительных комплексов // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2017. Т. 60. № 3. С. 221–228. DOI:10.17586/0021-3454-2017-60-3-221-228
5. Дворников С.С. Обоснование эмпирического выражения для оценки помехоустойчивости сигналов квадратурной модуляции // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 1. С. 6–13. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-1-6-13
6. Пантенков Д.Г. Методический подход к интегральной оценке эффективности применения авиационных комплексов с БПЛА. Часть 1. Методики оценки эффективности решения задач радиосвязи и дистанционного мониторинга // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 60–79. DOI:10.31854/1813-324X-2020-2-60-78.
7. Rec. ITU-T V.34 (02/98). A Modem Operating at data signalling rates of up to 33 600 bit/s for use on the general switched telephone network and on leased point-to-point 2-wire telephone-type circuits.
8. Бакулин М.Г., Григорьев В.А., Крейнделин В.Б., Лагутенко И.О. Синтез многомерных созвездий сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 4. С. 344–353. DOI:10.7868/S0033849417040015

Поскольку не все возможные комбинации колец используются, то возможно обнаружение ошибки в принятом сигнале по приему недопустимой комбинации чередования символов колец.

Предложенный метод кодирования использован при разработке адаптивного модема с удельными скоростями от 1,0 до 8,25 бит/символ, испытания которого подтвердили достоверность полученных результатов.

Выводы

В этой работе предложен метод кодирования и декодирования АФМ-сигналов при передаче дробного числа бит/символ, который является достаточно простым и не требует значительных вычислительных затрат.

Приведена оценка помехоустойчивости сигналов при передаче дробного числа бит/символ на примере рассматриваемых созвездий. Показано, что получаемый выигрыш по сравнению с передачей целого числа бит/символ соответствует ожидаемому.

Кроме того, предложен метод формирования циклового синхросигнала, который, наряду с указанием границ сигнальных блоков, указывает на границы циклов внешнего кодера Рида – Соломона.

Предложенный метод кодирования может быть использован при построении высокоскоростных модемов, и, особенно, их модернизации с целью увеличения скорости передачи при ограниченных вычислительных ресурсах.


9. Forney G., Gallager R., Lang G., Longstaff F., Qureshi S. Efficient modulation for band-limited channels // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1984. Vol. 2. Iss. 5. PP. 632–647. DOI:10.1109/JSAC.1984.1146101
10. Полушин П.А., Раджабов У.М., Лось В.О. О возможности плавной регулировки скорости передачи многоуровневых цифровых сигналов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 1(41). С. 46–54.
11. Прокис Д.Д. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 797 с.

References


1. Egorov V.A., Mendelson M.A. Method Coding of QAM Signals for Transmission Fractional Number Bit per Symbol. *Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Circuits and System for Communications, 26–28 June 2002, St. Petersburg, Russia*. IEEE; 2002. DOI:10.1109/OCCSC.2002.1029079
2. Ivanov M.S., Shushkov A.V., Makarenko S.I. Increasing the data transmission rate in the air radio network of aircrafts controlling due to adaptive use of energy, signal and frequency resources of network. Part 1. Models and method of the data transmission rate increasing. *Systems of Control, Communication and Security*. 2023;1:125–219. DOI:10.24412/2410-9916-2023-1-125-219
3. Ivanov M.S., Shushkov A.V., Makarenko S.I. Increasing the data transmission rate in the air radio network of aircrafts controlling due to adaptive use of energy, signal and frequency resources of network. Part 2. Investigation of the achieved increase in data transfer rate. *Systems of Control, Communication and Security*. 2023;1:220–243. DOI:10.24412/2410-9916-2023-1-220-243
4. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V. Design of spectral-efficient signal construction in radio data transmission control and measuring complexes. *Journal of Instrument Engineering*. 2017;60(3):221–228. DOI:10.17586/0021-3454-2017-60-3-221-228
5. Dvornikov S. Justification of the Empirical Expression for Assessing the Noise Immunity of Quadrature Modulation Signals. *Proc. of Telecommun. Univ.* 2023;9(1):6–13. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-1-6-13
6. Pantenkov D.G. Methodological Approach to Integrated Effectiveness Assessment Apply of Aviation Systems with UAVs. Part 1. Evaluation Methods for Effectiveness of Solving Radio Communication and Remote Monitoring Tasks. *Proc. of Telecommun. Univ.* 2020;6(2):60–78. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-60-78
7. Rec. ITU-T V.34. A Modem Operating at data signalling rates of up to 33 600 bit/s for use on the general switched telephone network and on leased point-to-point 2-wire telephone-type circuits. 1998.
8. Bakulin M.G., Grigor'ev V.A., Lagutenko I.O., Kreindelin V.B. Synthesis of Multidimensional Signal Constellations with Quadrature Amplitude Modulation. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2017;62(4):371–379. DOI:10.7868/S0033849417040015
9. Forney G.D., Gallager R.G., Lang G.R., Logstaff F.M., Qureshi S.V. Efficient modulation for band-limited channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1984;2(5):632–647. DOI:10.1109/JSAC.1984.1146101
10. Polushin P.A., Radjabov U.M., Los V.O. Possibility of Smooth regulation of Multilevel Digital Signals Transmission Rate. *Radiotechnical and Telecommunication Systems*. 2021;1(41):46–54.
11. Proakis J.G. *Digital Communication*. New York: Mc Graw-Hill, 1995.

Информация об авторах:


МЕНДЕЛЬСОН
Марк Александрович

кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории систем вторичного уплотнения Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-8154-7969>

ЕГОРОВ
Вадим Анатольевич

кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории систем вторичного уплотнения Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0008-9584-0403>

КОПЫЛОВ
Дмитрий Андреевич

кандидат технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории систем вторичного уплотнения Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0008-5547-8024>