
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И КОМПЬЮТЕРНЫЕ СЕТИ

УДК 621.391.037

А.А. Гладких, Н.Ю. Чилихин

ФОРМИРОВАНИЕ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ В СИСТЕМЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО КАНАЛА СВЯЗИ С QPSK–QAM

Гладких Анатолий Афанасьевич, кандидат технических наук, окончил Военную академию связи им. С.М. Буденного, адъюнктуру ВАС, профессор кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета. Имеет монографию, учебные пособия, статьи и патенты РФ в области помехоустойчивого кодирования и защиты информации. [e-mail: a.gladkikh@ulstu.ru].

Чилихин Николай Юрьевич, аспирант кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета, окончил УлГТУ. Имеет публикации в области мягкого декодирования избыточных кодов. [e-mail: leavrorle@gmail.com].

Аннотация

Решается актуальная задача формирования индексов мягких решений (ИМР) не двоичных символов в составе сигнальных конструкций при их обработке на выходе канала связи, не обладающего свойством стационарности. Увеличение числа позиций в таких конструкциях, с одной стороны, доставляет системе связи рост скорости передачи данных, с другой стороны, снижает евклидово расстояние между точками сигнального созвездия. Подобное противоречие разрешается за счет выбора рациональной скорости модуляции в сочетании со средствами помехоустойчивого кодирования на передаче и мягкого декодирования кодовых комбинаций приемником с использованием ИМР.

Ключевые слова: стирающий канал связи, мягкий декодер, итеративный процесс, OFDM.

Anatolii Afanasevich Gladkikh, Candidate of Engineering; graduated from the S.M. Budyonny Military Communication Academy; finished his post-graduate studies at the same Academy; an doctoral student at Ulyanovsk State Technical University; Professor at the Department of the Telecommunication at Ulyanovsk State Technical University; an author of a monograph, text-books, research papers, and patents in the field of noise-immune coding and information security. e-mail: a.gladkikh@ulstu.ru.

Nikolai Iurevich Chilikhin, Post-graduate student at the Department of Telecommunication of Ulyanovsk State Technical University, graduated from Ulyanovsk State Technical University; an author of publications in the field of redundant code soft-decision decoding. e-mail: leavrorle@gmail.com.

Abstract

A relevant problem of a soft-decision indexes (SDI) forming for non-binary codes consisted in the signal sets under its processing at the non-stationary channel output is settled. On the one hand, the increasing of positions in such sets leads to the system data rate rise, but on the other hand, it reduces the Euclidean distance between the points of signal constellation. Such contradiction is resolved by choosing a reasonable modulation rate in combination with the means of transmitter error-correction coding and soft code pattern decoding by the receiver with SDI.

Key words: erasure channel, soft decoder, iterative process, OFDM.

ВВЕДЕНИЕ

Прогресс в области систем цифровой связи справедливо связывают с развитием и совершенствованием технологии многочастотной модуляции. Это обусловлено такими ее достоинствами, как возможность подавления межсимвольной интерференции сравнительно простыми в вычислительном отношении средствами, возможность использования в передатчике и приемнике эффективных алгоритмов быстрого преобразования Фурье, возможность гибко адаптировать распределение мощности и информационной нагрузки по частотам.

Системы с многочастотной модуляцией делятся на два класса. Термин «ортогональное частотное мультиплексирование» (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) обычно применяется для систем радиосвязи, в которых мощность и число бит в символе являются одинаковыми для всех поднесущих, а цифровое формирование сигнала производится на уровне комплексной огибающей с последующим квадратурным переносом на несущую частоту.

Вторая разновидность таких систем, обозначаемая термином «дискретная многочастотная модуляция» (Discrete Multi Tone, DMT), подразумевает использование проводного канала связи и гибкое управление распределением мощности и информационной нагрузки по частотам в зависимости от свойств конкретного канала связи [1, 2].

Для достижения требуемого уровня достоверности в рассматриваемых системах необходимо применение средств помехоустойчивого кодирования, и, по объективным причинам, в наибольшей степени это оправдано для технологии OFDM с заданной позиционностью сигнальных конструкций. Повышение позиционности приводит к логарифмическому росту скорости передачи информации, но при этом уменьшает евклидову метрику между точками сигнального созвездия. Поэтому, в зависимости от уровня мешающих факторов в парциальных каналах OFDM (на поднесущих), целесообразно применять QPSK или разновидность QAM (аббревиатуры QPSK и QAM общеизвестны). Максимально правдоподобное декодирование сигналов QPSK или QAM эквивалентно нахождению ближайшей точки созвездия к точке принятого сигнала, и степень этого отклонения в евклидовой метрике может служить мерой мягкого решения. Важно отметить, что в системах DMT с относительно стабильными параметрами и большими объемами передаваемых данных в качестве мягких решений с успехом используется классический метод логарифма отношения правдоподобия (Log Likelihood Ratio, LLR) [1–5]. В условиях применения OFDM такой метод с высокой вероятностью приводит к недостоверным данным из-за отсутствия сведений о параметрах канала связи. *Целью работы является разработка метода формирования ИМП в условиях применения QPSK–QAM в каналах с априорной неопределенностью о значениях их параметров.*

Постановка задачи

В большинстве аналитических оценок эффективности процедуры мягкого декодирования помехоустойчивых кодов в качестве ИМП-символов принимается значение

LLR. Этот параметр для двоичных систем модуляции определяется как:

$$L(u_i | \bar{z}) = \ln \left[\frac{P(u_i = +1 | \bar{z})}{P(u_i = -1 | \bar{z})} \right], \quad (1)$$

где $u_i = \pm 1$ – возможные значения переданного бита, а \bar{z} – принятый приемником уровень сигнала. Для одного принятого символа $z_i = \pm 1$, а значение LLR для канала с независимым потоком ошибок в условиях применения двоичной фазовой модуляции определяется выражением:

$$L(u_i | z_i) = \ln \left[\frac{P(u_i | z_i = +1)}{P(u_i | z_i = -1)} \right] = \frac{2\sqrt{E_b} z_i}{\sigma^2}, \quad (2)$$

где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на бит,

σ^2 – дисперсия шума.

В случае применения каналов с общими замираниями и коэффициентом затухания κ выражение для LLR принимает вид:

$$L(u_i | z_i) = \frac{2\sqrt{E_b} z_i}{\sigma_i^2} \times \kappa_i. \quad (3)$$

При реализации мягкого декодирования помехоустойчивого кода необходимо вычислить LLR для каждого бита. Но в [6] было показано, что выражения (2) и (3) невозможно использовать для каналов с нестационарными параметрами. Действительно, положим в (3) $\kappa = 1$ (гауссовский канал с аддитивным шумом), $\sigma_i^2 = 1$, $E_b = 1$ и $z_i = 0,5$, тогда заданная конфигурация параметров будет соответствовать уровню соотношения сигнал-шум в 3 дБ, в то время как при неизменных значениях E_b и $z_i = z_j$, но при $\sigma_j^2 = 0,1$, соотношение сигнал-шум составит 13 дБ, и показания LLR окажутся разными при одном и том же уровне сигнала. В первом случае значение LLR оказывается равным $L(u_i | z_i) = 1$, а во втором – $L(u_j | z_j) = 10$. Естественно, различение параметров LLR отрицательно сказывается не только на реализации процессора приемника, отвечающего за процедуру мягкого декодирования помехоустойчивого кода. Подобная статистика LLR не может быть использована в системе обмена данными для оценки параметров канала связи, например, для адаптивного управления параметрами на отдельных поднесущих в OFDM.

В [1] LLR оценивается применительно к технологии DMT и KAM (квадратурная амплитудная модуляция). Для канала связи с аддитивным белым гауссовым шумом при равных априорных вероятностях нуля и единицы LLR бита u_i для одной несущей частоты равен:

$$LLR(u_i | \dot{z}_i) \approx \ln \frac{\max \exp(-|\dot{z}_i - C_{m=1}|^2 / 2\sigma^2)}{\max \exp(-|\dot{z}_i - C_{m=0}|^2 / 2\sigma^2)}, \quad (4)$$

где $C_{m=1}$ и $C_{m=0}$ – подмножества точек сигнального созвездия KAM, для которых u_i в совокупности имеет показатели 0 и 1 соответственно, ближайшие к принятому из канала значению сигнала \dot{z}_i ; m – номер OFDM-символа. В (4) в качестве одного из параметров для оценки LLR также

входит значение дисперсии шума σ^2 . Следовательно, для определения LLR требуется знание параметров канала связи или их предварительное измерение в расчете на сохранение стационарности показателей мешающих факторов в ходе сеанса обмена данными. В условиях применения OFDM реализация последнего требования для отдельных поднесущих из заявленного в системе множества является невыполнимым. Поэтому возникает целесообразность разработки такого метода вычисления мягких решений в системе OFDM, который позволял бы определять этот параметр для любой кратности QAM без знания характеристик канала связи, как это было предложено для двоичного канала в [6]. В отличие от LLR, мягкие решения, полученные по предлагаемому способу, будут называться ИМП.

Роль точной оценки мощности шума в процедуре мягкого декодирования избыточных кодов

Оценка влияния неточности определения мощности шума на характеристики помехоустойчивости производилась в [7]. Среди перспективных алгоритмов мягкой обработки помехоустойчивых кодов выделяют алгоритм Витерби с мягким выходом – SOVA [1–3], Log-MAP-алгоритм [3, 4, 7, 8], Max-Log-MAP-алгоритм [3, 4, 7] и алгоритм, основанный на упорядоченных оценках надежности декодированных символов SO-OSD [3, 4, 8]. Исследованиями, проведенными в [7], показано, что алгоритмы SOVA и Max-Log-MAP косвенно зависят от правильности оценки мощности шума из-за свойства линейности этих алгоритмов. В то же время точность оценки надежности канала оказывает существенное влияние на эффективность декодера с алгоритмом декодирования вида Log-MAP, работающего в составе турбодекодера. Отсутствие данных об уровне мешающих факторов в канале связи в таком алгоритме не дает практически значимого энергетического выигрыша в системе связи при любом числе итераций. Эффективность турбокодов растет с увеличением длины кадра, но это не всегда приемлемо для систем передачи сигналов с коротким циклом управления, например для систем коррекции навигационных данных, команд манипулирования беспилотными средствами или робототехникой.

Известно, что алгоритм Max-Log-MAP является модификацией процедуры Log-MAP и обладает меньшей вычислительной сложностью, но из-за этого он становится квазиоптимальным. Данные, представленные в [8], показывают, что алгоритм SO-OSD удобен для обработки коротких блоковых кодов, вероятность ошибки этого алгоритма совпадает с вероятностью ошибки по Max-Log-MAP, а уменьшение масштаба ИМП способствует получению дополнительного энергетического выигрыша. Этот фактор говорит о целесообразности применения в таких системах целочисленных значений ИМП [2]. С увеличением длины кода в алгоритме SO-OSD неопределенность уровня шума приводит к снижению правильности вычисления наиболее вероятного кодового слова. Это происходит за счет неточного перехода к эквивалентному коду при итеративных преобразованиях символов кодового вектора. Следовательно, применение алгоритма SO-OSD для своей реализации также требует знания уровня мешающих факторов. Вычисление дисперсии помехи на коротком ин-

тервале времени является достаточно сложным процессом. Рассмотрим наиболее распространенную процедуру определения этого параметра в реальных каналах связи.

Основой большинства известных алгоритмов вычисления дисперсии помехи является усреднение квадрата модуля разности между комплексной амплитудой принятого сигнала и ее оценкой [9]. Действительно, многие оптимальные алгоритмы обработки сигналов OFDM требуют предварительной оценки дисперсии шума и помех. В частности, подобная задача возникает при оценке и компенсации влияния распространения сигнала по многолучевому каналу. Для вычисления дисперсии оценивается доплеровская спектральная плотность мощности канала с использованием опорных (пилотных) поднесущих.

В частотной области комплексная амплитуда поднесущей с номером q OFDM-символа m на входе приемника может быть описана как:

$$a_{pr}(m, q) = H(m, q)a_{per}(m, q)\exp[j\varphi(m) + n(m, q)], \quad (5)$$

где $a_{per}(m, q)$ – комплексные амплитуды поднесущих передаваемого символа m ;

$H(m, q)$ – среднее значение частотной характеристики подканала q в ходе обработки символа m ;

$\varphi(m)$ – ошибка рассогласования фазы;

$n(m, q)$ – отсчеты суммарной помехи от межканальной интерференции и шума в канале.

Тогда дисперсия определяется как:

$$\bar{\sigma}^2 = |a_{pr}(m, q) - \bar{a}_{pr}(m, q)|^2 = |a_{pr}(m, q) - \bar{H}(m, q) \times \bar{a}_{per}(m, q)|^2, \quad (6)$$

где усреднение проводится как по m , так и по q . Из (5) становится ясно, что алгоритмы требуют предварительной оценки частотной характеристики канала и значений комплексных амплитуд передаваемых поднесущих, поэтому их применение для решения рассматриваемой задачи затруднительно.

Метод вычисления ИМП в системе с QPSK и QAM с неизвестными параметрами канала связи

В [6] представлена универсальная процедура формирования ИМП символов в системах с двоичной модуляцией и намечены основные пути реализации метода для системы с QPSK. Указывается, что в зависимости от особенностей вида модуляции рабочие характеристики формирователя ИМП могут носить открытый характер или быть замкнутыми на интервале интегрирования. В системах со сложными видами модуляции могут быть использованы обе характеристики, но в целях унификации процедуры вычисления ИМП целесообразно применять характеристику только закрытого типа.

На рисунке 1 представлено созвездие сигналов с кодом Грея, которое используется в системе с иерархической модуляцией. Точки созвездия QAM-16 и сигналы QPSK, обозначенные символом « \times », могут быть использованы одновременно. При этом для точек QPSK использу-

ются первые два бита из нумерации QAM-16. Допускается одновременная передача указанных сигналов. Очевидно, что евклидова метрика для точек QPSK больше, поэтому эта система сигналов более помехоустойчива. Если в системе обмена информацией возможно выделение более важных данных и менее важных данных, то первые целесообразно передавать с использованием QPSK. Например, при использовании кластерного подхода при декодировании помехоустойчивых кодов [8] для передачи номера кластера выгодно использовать QPSK. В системе с OFDM иерархическая модуляция может быть использована в подканалах с относительно низким уровнем помех для повышения спектральной эффективности канала связи.

Алгоритм получения ИМР в системе сигнальной конструкции рассмотрим на примере QAM-16. На рисунке 2 показана схема таких сигналов на комплексной плоскости, естественно, что координаты точек созвездия приемнику известны. Поэтому задача заключается в том, чтобы вычислить евклидову метрику от принятой приемником точки z (показана на рисунке в виде светлой окружности) до ближайших точек созвездия. Подобная задача решается в системе сферического декодирования сигналов [7]. При этом возможно получение различных результатов.

Если выполняется условие $\alpha < \beta < \gamma < \zeta$, то за метрику выбирается минимальное значение α . В случае появления равенства в любом сочетании указанных векторов сигналу целесообразно присвоить низшую оценку из возможных. За минимальное расстояние в прямоугольном созвездии принимается значение r_{min} , которое оценивается по стороне квадрата, образуемой с соседними точками. В целях минимизации объема вычислений измерения по диагонали квадрата не производятся, оставляя пространство в центре квадрата соседних точек для иерархической модуляции или назначения ИМР λ_{min} .

Схема формирования ИМР в канале с неизвестными параметрами показана на рисунке 3. Расстояние ab определяется интервалом стирания ρ , где ρ – доля от r_{min} при $0 \leq \rho < 1$. По сути, интервал ab определяет диаметр зоны наиболее надежной регистрации сигнала z .

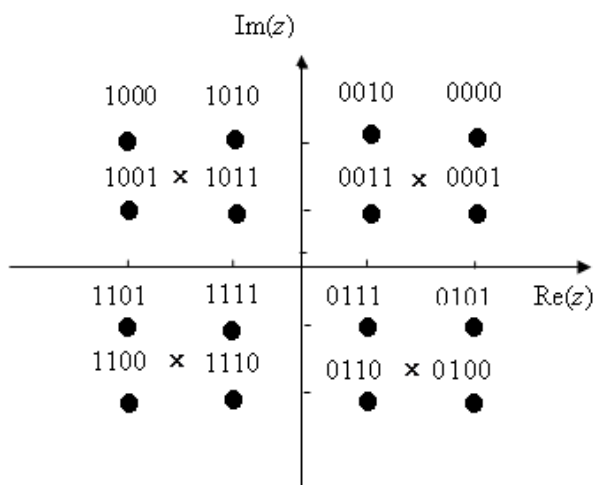


Рис. 1. Созвездие QPSK-QAM, используемое в системе с иерархической модуляцией

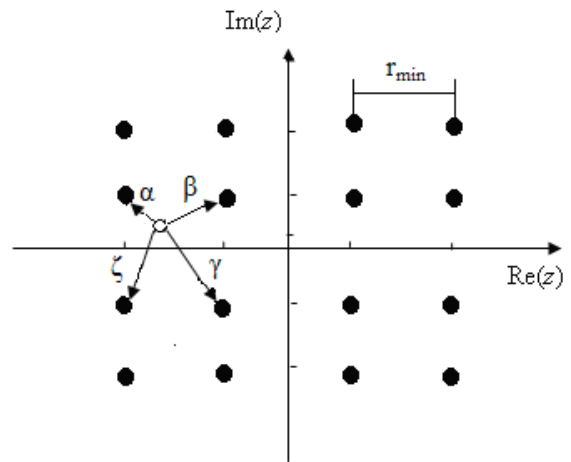


Рис. 2. Принцип определения минимума евклидовой метрики в созвездии QAM-16

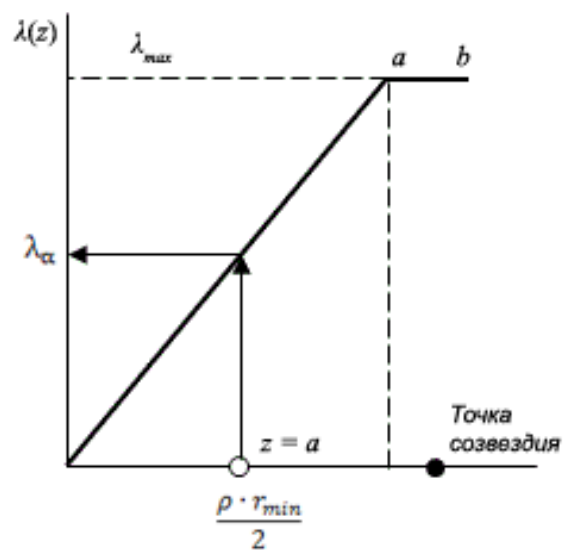


Рис. 3. Схема формирования ИМР

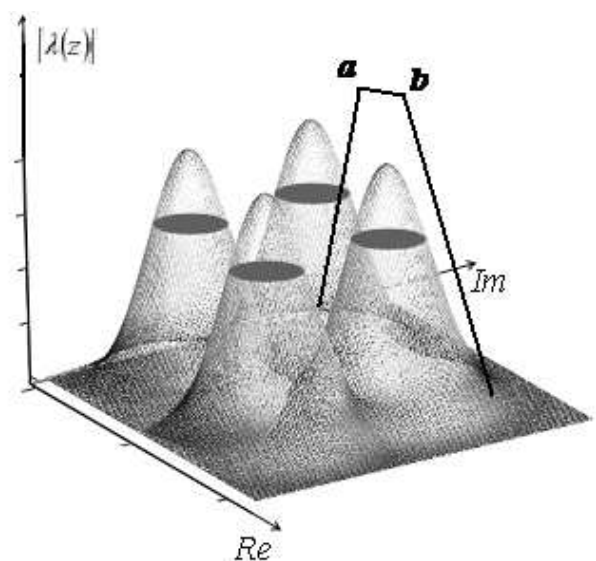


Рис. 4. Пример применения решающего правила для одной точки созвездия системы QPSK

Таким образом, вычисление текущего значения ИМП λ_α осуществляется по правилу:

$$|\lambda(z)| = \begin{cases} \frac{2\lambda_{max}}{\rho r_{min}} \times \alpha \text{ при } \alpha \neq \beta \neq \gamma \neq \zeta \text{ и } z < a; \\ \lambda_{max} \text{ при } a \leq z \leq b; \\ \lambda_{min} = 0 \text{ при } z > r_{min}/2. \end{cases} \quad (7)$$

Применение характеристики для одной из четырех номинальных точек системы QPSK показано на рисунке 4. В [6] доказано, что при учете краевого эффекта в подбной системе число достоверных ИМП со значениями λ_{max} может быть увеличено. В системе с QAM-16 учет краевого эффекта приводит к усложнению решающего правила, и его использование становится малоэффективным.

Алгоритм вычисления ИМП сохраняется для любых значений сигналов категории QAM, в том числе и для QPSK, что в совокупности с результатами работы [6] подчеркивает универсальность правила формирования ИМП.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показано, что известные методы оценки логарифма отношения правдоподобия в качестве мягких решений в схеме декодирования помехоустойчивых кодов требуют знания параметров мешающих факторов, действующих в канале связи в формате дисперсии шума и помех. Это требование не противоречит свойствам каналов связи с относительно постоянными параметрами. В случае нестационарных каналов связи незнание дисперсии шума и помех приводит к неоднозначной оценке LLR, что снижает эффективность декодеров с итеративными преобразованиями по достижению заданного уровня энергетического выигрыша. Таким образом, вычисление LLR в каналах с неизвестными параметрами по существующим методикам затруднительно.

2. Оценка возможностей различных методов декодирования избыточных кодов показывает, что методы SOVA и Max-Log-MAP наименее критичны к знанию параметра дисперсии шума, в то время как метод Log-MAP при неизвестной дисперсии не обеспечивает прироста эффективности в ходе итераций, а метод SO-OSD оказывается наиболее чувствительным к незнанию уровня шума.

3. Универсальный метод на основе стирающего канала связи с широким интервалом стирания пригоден не только для двоичных методов модуляции, но и эффективен при использовании сложных видов модуляции типа QPSK или QAM. Метод не требует знания дисперсии шума и, следовательно, эффективен для применения в каналах с неизвестными параметрами.

4. Используя статистику текущих значений ИМП можно судить о состоянии того или иного канала системы OFDM, не прибегая к организации тестирующих пилот-сигналов, что способствует повышению спектральной эффективности используемого частотного диапазона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Natalin A.B., Sergienko A.B. The Method of Theoretic Estimation of BER of ML Receiver for Binary Coded Systems with Square QAM. Proc. IEEE Int. Conf. on Communications (ICC2006), Istanbul, 11-15 June 2006, Vol. 3, pp. 1206–1211.
2. Скляр Б. Цифровая связь. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.
4. Карташевский В.Г., Мишин Д.В. Прием кодированных сигналов в каналах с памятью. – М. : Радио и связь, 2004. – 239 с.
5. Гладких А.А., Мансуров А.И., Черторийский С.Ю. Статистическая оценка индексов достоверности символов, формируемых в системе с мягким декодированием // ИКТ. – 2008. – Т. 6, № 1. – С. 39–43.
6. Гладких А.А., Климов Р.В. Численное моделирование обобщенной процедуры формирования индексов мягких решений // ИКТ. – 2013. – Т. 12, № 2. – С. 22–28.
7. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / А.М. Шлома [и др.]. – М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.
8. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 379 с.
9. Калашников К.С. Алгоритм оценки дисперсии шума и помех при приеме OFDM-сигналов // Сб. тр. 15-й междунац. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение», DSPA-2013. – С. 234–236.