

УДК 621.391

МЕТОДИКА НЕЭТАЛОННОЙ ОЦЕНКИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ И ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВОЙ ОШИБКИ ДЛЯ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Дубов М.А., аспирант Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова

Научный руководитель - Приоров А.Л., д.т.н., доцент Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова

Ключевые слова: отношение сигнал-шум, вероятность битовой ошибки, методика измерения, неэталонная оценка.

Введение

Современные системы связи, как правило, используют спектрально эффективные методы модуляции типа *QAM* или *M-PSK*. Однако, как известно [1], чем выше порядок созвездия, тем более высокие требования предъявляются к каналу передачи. Поэтому многие системы (например, *GPRS*) используют адаптивный подход к работе системы связи в целом. Вид модуляции выбирается как результат компромисса между желаемой скоростью передачи данных и качеством канала связи. Кроме того, всем цифровым системам связи свойственен пороговый эффект, когда система работает на грани корректирующей способности канального декодера и минимальное ухудшение качества сигнала может привести к обрыву связи. Поэтому оценка близости системы к такому порогу срыва позволит избежать неожиданных эффектов.

Итоговым критерием качества работы цифровой системы связи часто выступает текущая величина битовой (*BER*) или символьной ошибки (*SER*) [2]. Их измерение производится либо на основании анализа эталонных последовательностей, которые передаются вместе с сигналом, либо на основании данных о происходящих ошибках, получаемых от декодера [3]. Такой подход подразумевает наличие эталонных последовательностей и требует достаточно большого количества символов для получения результата с приемлемой погрешностью (рис. 1а). Кроме того, наблюдается значительная зависимость времени и погрешности определения *BER* от количества обработанных символов. Например, для подсчета *BER* 10^{-3} требуется обработка не менее 10^4 битов, а для *BER* 10^{-6} – не менее 10^7 битов. Некоторые системы выдают результат измерения *BER* только после фиксирования 100 ошибок [2].

Похожая проблема возникает и при тестировании цифровых систем связи, т.к. для подсчета вероятности битовой ошибки требуется наличие исходной последовательности битов (рис. 1б).

С практической точки зрения было бы удобно иметь способ оценки вероятности битовой ошибки по самому сигналу без привлечения каких-либо эталонных последовательностей. Напрямую произвести оценку *BER*, не зная переданной последовательности, невозможно,

Производится сравнительный анализ мало описанных в русской-язычной литературе методов оценки зашумленности сигналов и предлагается относительно простая методика слепой оценки отношения сигнал/шум для сигналов с квадратурными видами модуляции (на примере *QAM*). Предлагается модификация этой методики, позволяющая определить вероятность битовой (символьной) ошибки с достаточно высокой точностью по небольшой выборке и без необходимости наличия каких-либо эталонных последовательностей в сигнале.

однако для каждого вида модуляции известна функциональная зависимость *BER* от отношения сигнал/шум (ОСШ) в канале, по которой его можно вычислить. Таким образом, если существует способ измерения ОСШ в канале, то значение битовой ошибки будет получено. Недостатком такого подхода является то, что под шумом подразумевается только аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), другие искажения сигнала, в т.ч. присущие радиоканалам замирания, не учитываются.

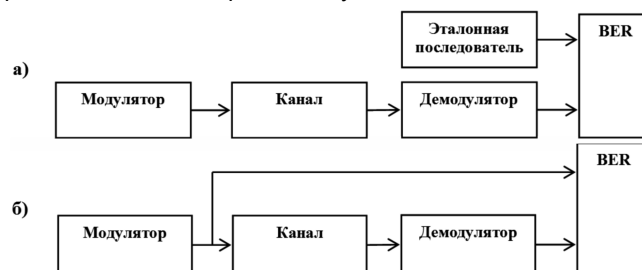
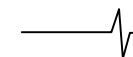


Рис. 1. Традиционные методы измерения вероятности битовой ошибки

В литературе по статистической теории радиотехнических систем [4] достаточно подробно описаны методы оценки различных параметров сигналов, однако оценка дисперсии шума является достаточно сложной и мало описанной задачей. При неизвестной дисперсии шума применяют, как правило, адаптивные методы, которые достаточно успешно работают, но не решают задачи непосредственной оценки этой величины. Достаточно полная теория синтеза устройств оценки отношения сигнал/шум, в т.ч. оптимальных, описана в монографии [5]. Количество патентов на подобные устройства не сокращается и в настоящее время. В основном они основаны на методах прямого измерения мощности сигнала и шума с помощью накапливающих измерителей мгновенной мощности [6]; выделения фазовых флуктуаций сигнала, обусловленных влиянием помех, и их анализа на основе полученной зависимости дисперсии фазовых флуктуаций



от ОСШ [7]; стробоскопического эффекта (измеритель ИСШ-4 «НИИ телевидения»); эталонных сигналов [8] и др. Отличительной особенностью приведенных методов является то, что практически все они аналоговые по своей сути и не учитывают особенностей обрабатываемых сигналов.

В данной работе производится анализ мало описанных в русскоязычной литературе методов оценки зашумленности сигналов и предлагается относительно простая методика слепой оценки отношения сигнал/шум для сигналов с квадратурными видами модуляции (на примере *QAM*). Предлагается модификация этой методики, позволяющая определить вероятность битовой (символьной) ошибки с достаточно высокой точностью по небольшой выборке и без необходимости наличия каких-либо эталонных последовательностей в сигнале.

Метрики для оценки искажений сигналов

Для общности рассуждения сначала определимся со значением классических метрик: отношение сигнал/шум (*SNR*), отношение несущая/шум (*CNR*), отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0) и отношение энергии символа к спектральной плотности мощности шума (E_s/N_0).

Метрика *SNR* – это отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума в полосе сигнала. Под сигналом подразумевается видеосигнал, сосредоточенный в низкочастотной части спектра (до модулятора в передатчике или после демодулятора в приемнике). Метрика *CNR* – это отношение средней мощности несущей (или радиосигнала) к средней мощности шума в шумовой полосе (после модулятора в передатчике или до демодулятора в приемнике). Основным недостатком этих метрик является то, что они не учитывают внутрисполосные искажения сигнала. Поэтому даже при высоких значениях *CNR* сигнал может быть искаженным [9]. Эти метрики являются естественными для оценки искажений аналоговых сигналов.

Для цифровых сигналов естественными мерами качества являются отношения E_b/N_0 или E_s/N_0 , показывающие соответственно отношения энергии бита E_b или символа E_s к спектральной плотности мощности шума N_0 [1]. Однако они почти никак не характеризуют отдельные виды сигналов, в частности квадратурные, хотя формально применимы и используются на практике.

Естественной мерой искажения квадратурных сигналов является мера отклонения точек созвездия от своих оригинальных положений [10]. Ниже приведены три метрики, которые получили наибольшее распространение. Все они не имеют устоявшихся названий на русском языке, поэтому будем использовать свой вариант перевода.

Modulation Error Ratio (MER) – коэффициент модуляционных ошибок – это отношение средней мощности символа к средней мощности ошибки, выраженное в дБ [3, 11-12]. В такой формулировке его легко спутать с классической мерой отношения сигнал/шум (*SNR*). Но *SNR* определено для обычных видеосигналов, а *MER* – именно для квадратурных. То есть, можно сказать, что

MER – это цифровой аналог *SNR* для квадратурных сигналов:

$$MER = 10 \lg \frac{P_c}{P_{ou}}, \quad (1)$$

где P_c – средняя мощность оригинального (переданного) созвездия, P_{ou} – средняя мощность ошибки.

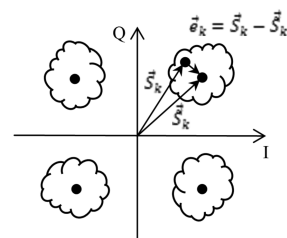


Рис. 2. Графическое представление вектора ошибки

При определении средней мощности ошибки используется понятие вектора ошибки [3, 11-12], т.е. разности между переданным \tilde{S}_k и принятым \tilde{S}_k символами (рис. 2). С учетом этого понятия можно записать формулу расчета среднего значения *MER* для фрейма (пачки символов), состоящего из N символов:

$$MER = 10 \lg \frac{\sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}{\sum_{k=1}^N e_k^2}, \quad (2)$$

где I_k и Q_k – это синфазная и квадратурная координаты принятого символа созвездия, а квадрат модуля вектора ошибки e_k^2 определяется выражением:

$$e_k^2 = (I_k - \tilde{I}_k)^2 + (Q_k - \tilde{Q}_k)^2. \quad (3)$$

Таким образом, *MER* – это прямая и естественная мера искажения квадратурных сигналов. Причем такую метрику можно отнести к классу эталонных, т.к. для ее расчета требуется знание как переданного, так и принятого сигналов.

Вместо оригинальных (переданных) значений координат точки созвездия \tilde{I}_k и \tilde{Q}_k можно использовать координаты, восстановленные в приемнике. В таком случае мы приходим к неэталонной модификации метрики *MER*. Такое возможно только для дискретных сигналов, и в этом заключается принципиальное отличие данной и последующих метрик от традиционных, определенных для аналоговых сигналов. Ниже будем добавлять букву «*R*» (от слова «receive») к названию таких метрик [9]. Таким образом, неэталонная метрика, требующая знания только принятого сигнала, будет называться *RMER*.

В некоторых источниках, например [11], дополнительно вводится формула расчета *MER* для каждого отдельного символа (k -го) внутри фрейма:

$$MER_k = 10 \lg \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}{e_k^2}. \quad (4)$$

В случае, если в системе действует исключительно АБГШ и полоса сигнала равна символьной скорости (критерий Найквиста), то эталонное *MER* численно равно отношению сигнал/шум [10]:

$$SNR = E_s / N_0 = MER. \quad (5)$$

Error Vector Magnitude (EVM) – относительная ошибка модуляции – это отношение среднеквадратического отклонения вектора ошибки к средней амплитуде квадратурного сигнала, выраженное в процентах:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N e_k^2}{\sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} \cdot 100\% = \sqrt{\frac{P_{ош}}{P_c}} \cdot 100\%. \quad (6)$$

Данная величина обратно пропорциональна *MER*. По аналогии с *MER* для каждого символа можно ввести и формулу расчета *EVM*:

$$EVM_k = \sqrt{\frac{e_k^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} \cdot 100\% = \frac{|e_k|}{\sqrt{P_c}} \cdot 100\%. \quad (7)$$

Приведенные выше метрики однозначно связаны друг с другом, поэтому достаточно знать только одну из них, чтобы получить значение другой:

$$MER[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{1}{EVM^2[\text{паз}]} = -20 \lg EVM[\text{паз}]. \quad (8)$$

Waveform Quality Factor (WQF) – коэффициент качества сигнала – третья распространенная метрика, которую определим, согласно [12], как отношение средней по фрейму мощности оригинального сигнала $P_{ориг}$ к средней мощности принятого $P_{принят}$:

$$WQF = \frac{P_{ориг}}{P_{принят}} = \frac{P_{ориг}}{P_{ориг} + 2P_{кор} + P_{ош}}, \quad (9)$$

где $P_{кор}$ – корреляционный момент сигнала и ошибки. В случае, если корреляции нет, величина $2P_{кор}$ обращается в ноль, и становится возможным выразить отношение сигнал/шум через величину *WQF*:

$$SNR = \frac{P_{ориг}}{P_{ош}} \approx 10 \lg \left(\frac{WQF}{1 - WQF} \right). \quad (10)$$

Из такой формулировки видно, что вектор ошибки отдельно рассчитывать не требуется, достаточно усреднить по фрейму мощность принятых и оригинальных (или восстановленных в приемнике) символов.

Изначально описанные выше эталонные метрики были предназначены лишь для использования в передатчиках, т.к. они подразумевают, что исходный сигнал известен. *MER* и *EVM* обязаны своему появлению кабельному телевидению [3], а *WQF* – системе с шумоподобными сигналами, в частности *CDMA* [12]. Однако сейчас эти метрики используются также при тестировании каналов и приемников. Практически все современные приборы, предназначенные для анализа модулированных сигналов, имеют функции подсчета *BER*, *MER* или *EVM* [3, 13]. Естественно, наиболее интересен случай, когда оригинальное сигнальное созвездие неизвестно, и расчет ведется по восстановленному созвездию, однако неэталонные метрики имеют свои особенности и на данный момент исследованы мало [10, 14].

Исследование неэталонных метрик

Главная проблема использования неэталонных метрик заключается в том, что в случае ошибки в символе величина модуля вектора ошибки окажется меньше, чем на самом деле, т.к. детектор с жестким решением «притянет» символ к ближайшей точке созвездия (рис. 3). Например, значение *RMER* окажется завышенным по сравнению с эталонным *MER*. В метрологических рекомендациях [3] этот момент отмечается, но пути его преодоления не приводится. Предлагается считать значение *RMER* некорректным, если величина символьной ошибки превышает 1%.

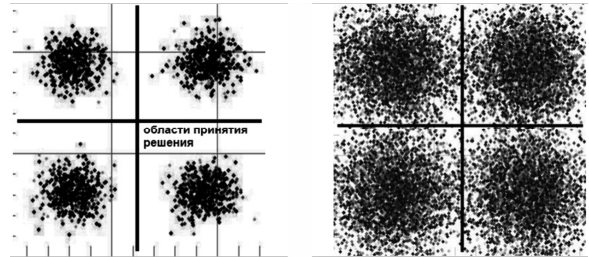


Рис. 3. Фрагмент созвездия в случае малого (слева) и большого (справа) шума

В связи с этим предел измерения приборов ограничен снизу значением *RMER*, соответствующем символьной ошибке порядка $10^{-2} \div 10^{-3}$ и называется порогом отказа. Естественно, это значение зависит от типа модуляции и составляет, например, для QPSK 7 ÷ 10 дБ; 16-QAM 15 ÷ 18 дБ; 64-QAM 22 ÷ 24 дБ; 256-QAM 28 ÷ 30 дБ. Верхний предел большинства приборов ограничен 40 ÷ 45 дБ даже для идеального незашумленного сигнала. Это связано с наличием шума, вносимым самим прибором [9]. Отметим тот факт, что приборы дополнительно измеряют *BER* или *SER* описанными во введении методами, что позволяет принять решение относительно корректности *RMER*, а типичная заявленная погрешность определения *RMER* ± 2 дБ [15].

Для того чтобы проанализировать поведение неэталонных метрик при ОСШ меньше порога отказа, было проведено моделирование системы связи и расчет метрик по вышеуказанным формулам в среде MatLab версии 2011b. На рис. 4 приведена структурная схема экспериментальной модели на примере метрики *MER*. Во время экспериментов всегда поддерживалась постоянная средняя мощность созвездия.

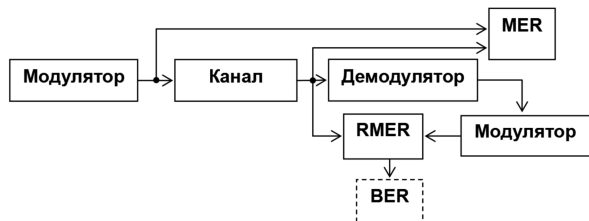


Рис. 4. Структурная схема экспериментальной модели

На рис. 5 приведены экспериментальные зависимости усредненных по $K = 100$ фреймам (каждый фрейм состоит из $N = 1000$ символов) значений *MER*, полученных по оригинальному и восстановленному созвездию для *QAM* различных порядков.

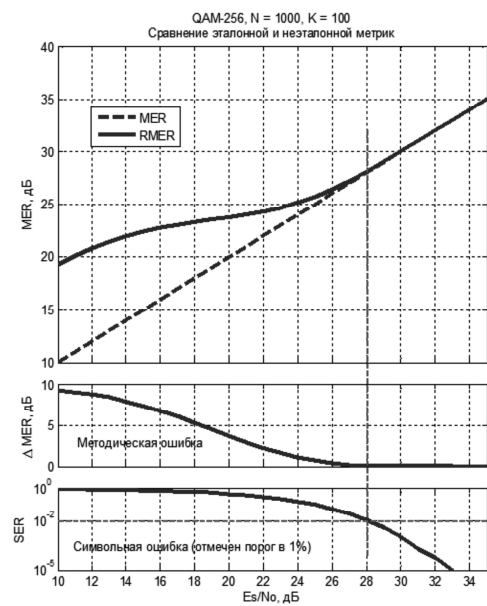
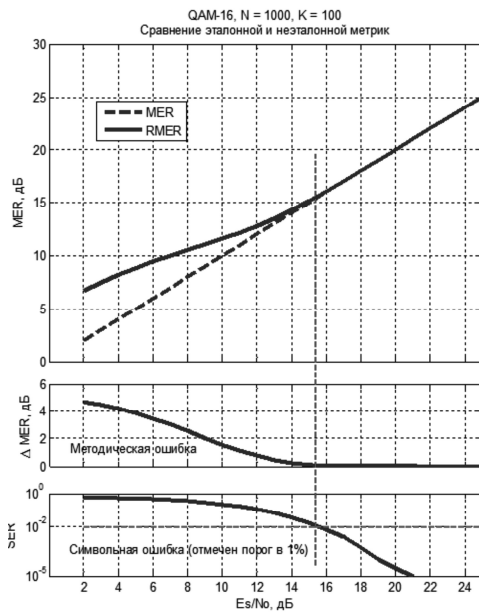


Рис. 5. Сравнение эталонной и неэталонной метрик MER

По графикам видно, что ниже определенного значения E_s/N_0 , все неэталонные кривые идут вверх по сравнению с эталонными, т.е. значение $RMER$ действительно оказывается завышенным, что дает методическую ошибку до $2 + 9$ дБ. Начало расхождения графиков соответствует указанным выше пределам (показано пунктиром). Отметим, что ситуации, когда одному значению $RMER$ соответствует два разных значения E_s/N_0 , не наблюдается, функция монотонно убывает с уменьшением ОСШ. Это очень важная особенность, которая позволяет по измеренному $RMER$ однозначно восстановить истинное значение ОСШ и тем самым расширить диапазон измерительных приборов.

Сравним теперь эталонную и неэталонную метрики EVM . Схема эксперимента аналогична изображенной на рис. 4, за исключением измерителя. Результаты для двух видов модуляции представлены на рис. 6.

Как и следовало ожидать, неэталонная метрика так-

же дает результат, лучше реального при низких значениях ОСШ. Поскольку она однозначно связана с MER и SNR формулой (8), то с практической точки зрения для задачи определения ОСШ удобнее использовать MER .

Наконец, рассмотрим неэталонную метрику WQF . Она принципиально отличается от описанных выше тем, что отдельный расчет вектора ошибки не требуется. Как это отражается на результате, показано на рис. 7. По графикам видно, что ошибка метрики достаточно мала, но вычисление ОСШ по формуле (10) затруднено, особенно при больших значениях E_s/N_0 , т.к. требуется очень высокая точность получения значения WQF и возникает опасность деления на ноль.

Как итог, можно отметить общую особенность неэталонных метрик: они все имеют склонность к выдаче более хорошего результата, чем эталонные. С практической точки зрения наиболее удобна для использования метрика MER .

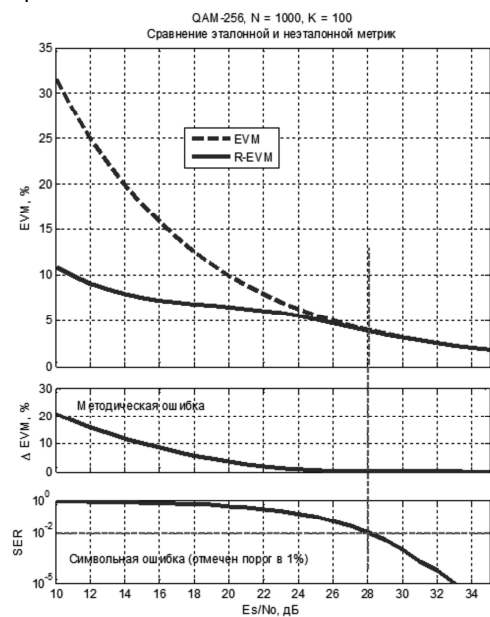
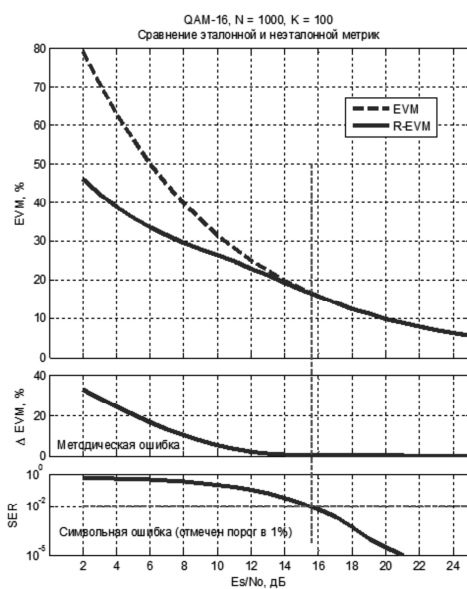


Рис. 6. Сравнение эталонной и неэталонной метрик EVM

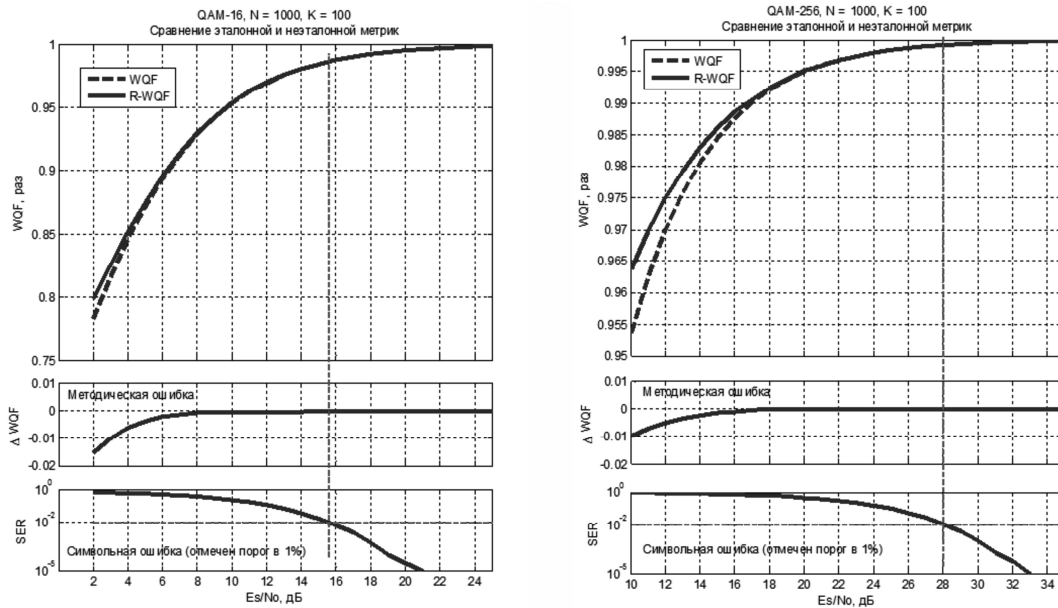


Рис. 7. Сравнение эталонной и неэталонной метрик WOF

Методика оценки отношения сигнал/шум

Поставим следующую задачу. Тип модуляции сигнала известен (4-QAM (QPSK), 16-QAM, 64-QAM или 256-QAM), единственный искажающий фактор – АБГШ, шумы квантования не учитываются, передаваемая последовательность битов не известна. Предлагается оценить отношение сигнал/шум в приемнике с «жестким» детектором.

Для оценки отношения сигнал/шум будем использовать неэталонную метрику *RMER*. На рис. 5 показано, что она дает несмещенную оценку ОСШ только в случае $SER < 10^{-2}$, что равносильно определенному порогу, который однозначно определяется для каждого типа модуляции. В случае нахождения ниже порога отказа возникает методическая ошибка, зависящая от реального ОСШ в канале. Значение *RMER* в таком случае должно быть скорректировано.

В зависимости от аппаратной реализации измерителя погрешность может быть скорректирована двумя способами:

- 1) созданием калибровочной таблицы с шагом, определяющим точность метода (много памяти – мало вычислений);
- 2) аппроксимацией кривой ниже порога отказа какой-либо функцией (мало памяти – много вычислений).

В качестве аппроксимирующей функции выберем полином, коэффициенты которого могут быть найдены с помощью метода наименьших квадратов (МНК):

$$\frac{E_s}{N_0} = a_0 + a_1 (RMER) + a_2 (RMER)^2 + a_3 (RMER)^3 + \dots \quad (11)$$

Результат вычисления коэффициентов приведен в табл. 1, при условии, что *RMER* и E_s/N_0 выражены в дБ. В таблице также указана среднеквадратическая ошибка (СКО) σ на заданном диапазоне измерений *D*. Отметим следующую закономерность, – с увеличением порядка созвездия уменьшается точность аппроксимации, а порядок полинома растет.

Отдельно следует отметить, что кривая на рис. 5, соответствующая неэталонной метрике, получена на очень большой выборке символов. Реально экспериментальные точки несколько рассеяны около нее, что обуславливает случайную погрешность метода. На рис. 8 представлены графики зависимости СКО от отношения сигнал/шум для различных модуляций. Видно, что для неэталонной метрики величина погрешности зависит от абсолютного значения E_s/N_0 при нахождении ниже порога отказа.

Методика оценки вероятности битовой ошибки

Предложенная выше методика может быть использована не только для определения ОСШ, но и для вычисления по нему вероятности битовой (или символьной) ошибки. Будем рассматривать по-прежнему модуляции типа QAM, при условии, что созвездие не искажено никакими другими факторами кроме АБГШ и эффект квантования не учитывается. Тогда определить значение битовой ошибки в приемнике можно следующим образом:

- 1) измерить *RMER* по восстановленному после оптимального детектирования созвездию;

Таблица 1. Коэффициенты аппроксимирующего полинома

Модуляция	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	σ , дБ	<i>D</i> , дБ
4-QAM	-2,672	1,518	-0,023	-	-	-	0,02	0..7
16-QAM	5,559	-2,959	0,455	-0,014	x	-	0,1	0..15
64-QAM	-62,35	19,845	-2,300	0,1181	0,0021	-	0,25	0..22
256-QAM	169,43	-59,35	7,898	0,498	0,0151	-0,0002	0,5	0..28

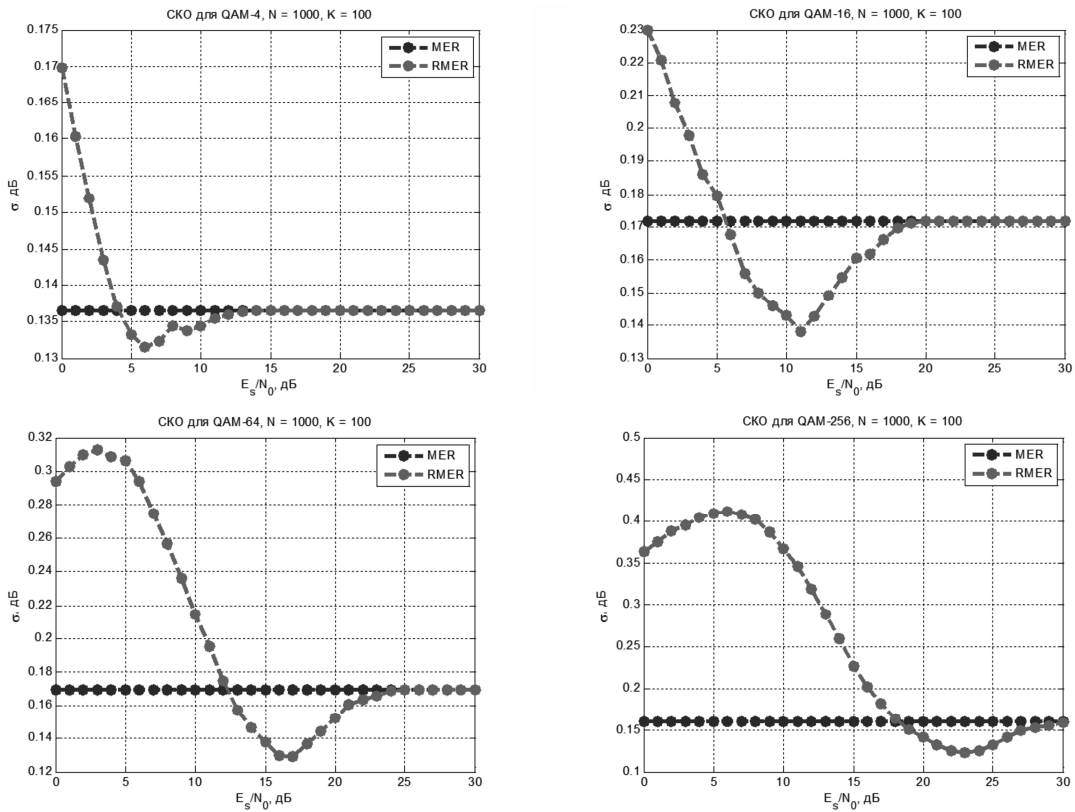


Рис. 8. Зависимость СКО неэталонной метрики от E_s/N_0

2) если $RMER$ превышает критическое значение для данного типа модуляции, то $E_s/N_0 = RMER$; если величина $RMER$ попадает на нелинейную часть графика (рис. 5), значение E_s/N_0 рассчитывается с учетом методической ошибки по приведенной выше формуле (11);

3) рассчитать значение BER по модифицированной формуле из [1, 14]:

$$BER \approx \frac{4}{k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left\{ \sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) RMER} \right\}, \quad (12)$$

где k – число бит/символ, M – порядок созвездия, $Q(x)$ –

функция ошибок, определенная, например, в [1].

Предложенная методика открывает принципиально другой подход к определению BER в приемнике по сравнению с классическими подходами, описанными в [2]. Главные отличия: нет каких-либо эталонных последовательностей и сигналов; BER определяется не прямым подсчетом ошибочных битов, а вычисляется на основании измеренного ОСШ.

Такой подход дает значительный выигрыш по времени определения BER (рис. 9) при больших ОСШ и не уступает классическим при малых.

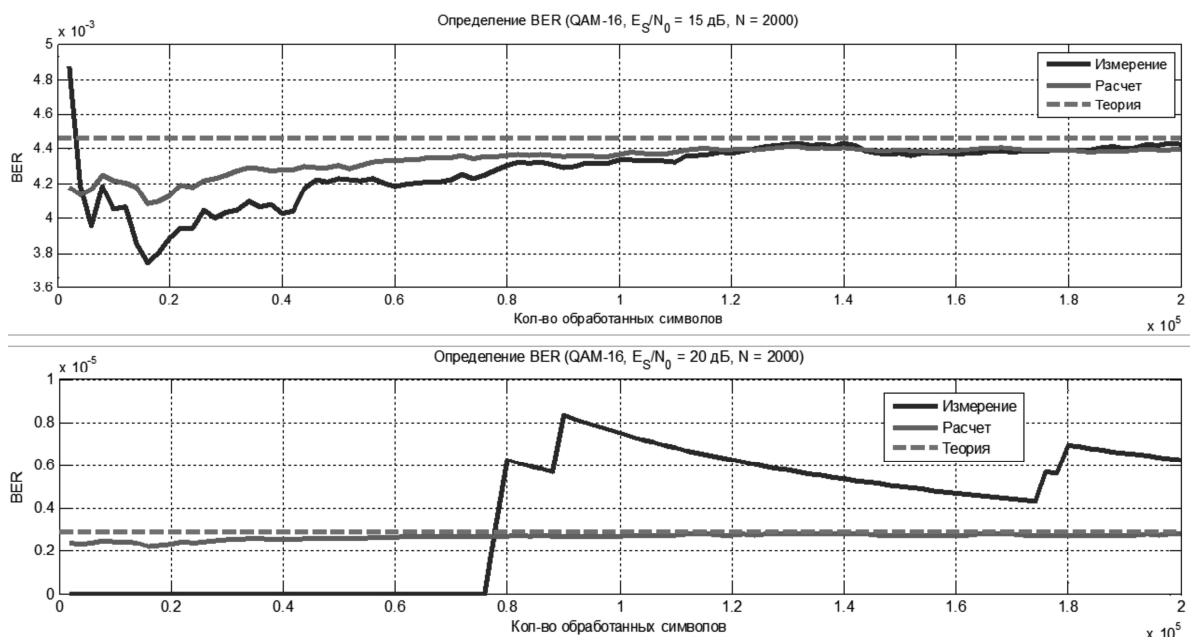


Рис. 9. Преимущество предлагаемой методики при больших E_s/N_0

Заключение

Предложена методика оценки отношения сигнал/шум для сигналов с квадратурными видами модуляции на основании неэталонной метрики RMER. Установлено, что зависимость величины RMER от истинного значения ОСШ описывается взаимно-однозначной функцией независимо от типа модуляции, поэтому ее можно аппроксимировать с заданной точностью полиномом, либо представить в табличной форме и скорректировать методическую ошибку оценки ОСШ.

Предложенная методика позволяет существенно расширить диапазон измерения отношения сигнал/шум специализированных измерительных приборов. Описана модификация методики, позволяющая значительно быстрее и с меньшей погрешностью по сравнению с традиционными методами определить текущее значение битовой ошибки в приемнике без необходимости использования каких-либо эталонных последовательностей.

Результаты получены при условии отсутствия любых других искажающих сигнал факторов, кроме АБГШ. Дальнейшая работа может быть направлена в сторону доработки методики с учетом прочих негативных факторов.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
2. Канаков В.А. Новые технологии измерения в цифровых каналах передачи информации: учеб.-метод. матер. по прогр. повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации». Нижний Новгород, 2006.
3. Measurement guidelines for DVB systems, ETSI TR 101 290, 2001.
4. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособ. / Рязан. гос. радиотехн. ун-т. – Рязань, 2009.
5. Рожков И.Т. Синтез измерителей отношения сигнал/помеха принимаемых радиосигналов. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1990. – 166 с.
6. Пшихопов В.Х., Дорух И.Г., Дорух А.П., Вережкина Л.С. Устройство для измерения отношения сигнал/шум // Патент РФ 2007100416/28, 09.01.2007.

7. Леглер В.В., Патюков В.Г., Патюков Е.В. Устройство измерения отношения сигнал/шум // Патент РФ 2007117230/28, 08.05.2007.

8. Волкодаев Б.В., Ганина Ж.М., Орлов А.В., Пересторонин Е.В. Способ ускоренного определения качества цифрового канала (тракта) передачи // Патент РФ 2008124922/09, 18.06.2008.

9. Digital Transmission: Carrier-to-Noise Ratio, Signal-to-Noise Ratio, and Modulation Error Ratio. White Paper, Cisco, 2006.

10. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Стоянов Д.Д., Брюханов Ю.А. Оценка вероятности битовой ошибки приема сигналов с квадратурной модуляцией неэталонными методами // Докл. 14-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012». М., 2012. Т. 1. С. 173-177.

11. Tony J. Roupheal RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radio. – Newnes, 2009.

12. Qizheng Gu RF System Design of Transceivers for Wireless Communications. – Springer, 2005.

13. Hranac R. Broadband: Is MER Overrated? // Communications Technology. URL: www.cable360.net/ct/sections/columns/broadband/39246.html (дата обращения 30.05.2012).

14. Arslan H., Mahmoud H.A. Error Vector Magnitude to SNR Conversion for Nondata-Aided Receivers // IEEE Transactions on Wireless Communications. – May 2009. V. 10, No. 8. P. 2694-2704.

15. Цифровой анализатор сигнала с тестированием обратного канала CR1200R. URL: <http://www.syrus.ru> (дата обращения 30.05.2012).

NON-DATA-AIDED ESTIMATION METHOD OF SIGNAL-TO-NOISE RATIO AND BIT ERROR RATE FOR QAM MODULATED SIGNALS

Dubov M.A., Priorov A.L.

The comparative analysis of few described in Russian literature methods of measuring the signal-to-noise ratio (SNR) and bit error rate (BER) for QAM modulated signals are considered. The non-measurement based (calculation based) method simulation results are shown too. It is proposed «blind» modification of this method to determine the BER by signal-to-noise measurement with high accuracy by a small bit frames.