

# Оптимизация приемника

## при помощи анализа модуля вектора ошибки

Эрик Ньюман

**Тестирование схем цифровых приемников, их отладка и поиск причин некорректной работы — это очень сложный процесс. Наилучшей мерой качества цифровых радиоприемников является частота ошибок в битах (BER), однако обеспечить измерение этой величины для отдельно взятой подсистемы приемника можно не всегда, и, кроме того, не всегда по ней можно определить источник проблемы. Поэтому в качестве альтернативы измерению BER в цифровых радиосвязных системах широко применяют метод измерения модуля вектора ошибки (EVM). Этот параметр позволяет количественно описывать ошибки демодуляции цифровых сигналов, и он чувствителен к любым искажениям, влияющим на амплитуду и фазовую траекторию демодулированных сигналов. В этой статье дается краткий обзор теории анализа EVM и приводится пример, иллюстрирующий ее применение на практике.**

### Теоретические основы анализа модуля вектора ошибки

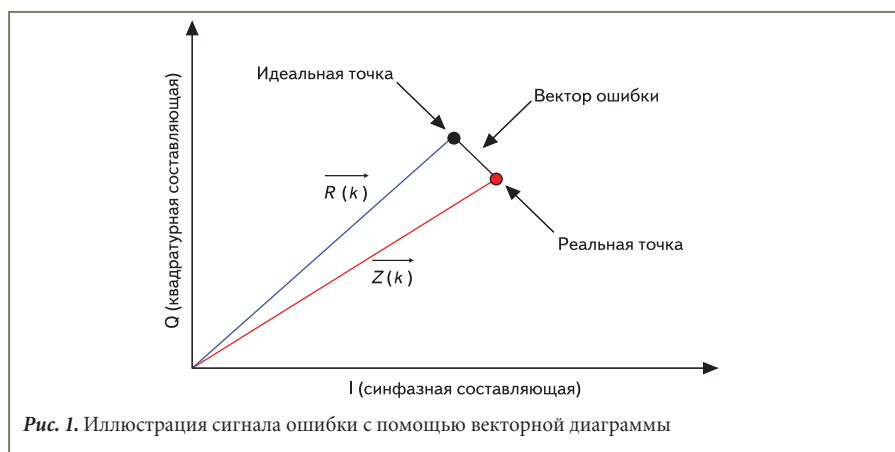
На рис. 1 изображена векторная диаграмма, на которой показаны два вектора — опорный вектор,  $R(k)$ , и реальный измеренный вектор,

$Z(k)$ , который соответствует траектории принятого символа. Опорный вектор определяет координаты идеальной траектории символа при отсутствии ошибок. Разность между опорным вектором и вектором реально измеренного символа называется вектором ошибки.

Модуль вектора ошибки (EVM, error vector magnitude) представляет собой евклидово расстояние между координатами идеального и реально измеренного символов. В общем случае, EVM усредняется по ансамблю траекторий символов и описывается следующим выражением:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M |Z(k) - R(k)|^2}{\sum_{k=1}^M |R(k)|^2}}. \quad (1)$$

Таким образом, параметр EVM является мерой отношения вектора ошибки к опорному вектору. В совершенной системе, в которой отсутствуют шумы и нелинейности, способные внести искажения в сигнал, измеренный и опорный векторы совпадали бы, и EVM был бы равен нулю. Рассмотрим влияние отношения «сигнал — шум» (ОСШ) для принимаемого символа. При очень большом ОСШ разница между измеренным и опорным векторами, обусловленная шумом и искажениями, очень мала, а EVM стремится к нулю. И, наоборот, большое значение EVM подразумевает, что вектор измеренного символа



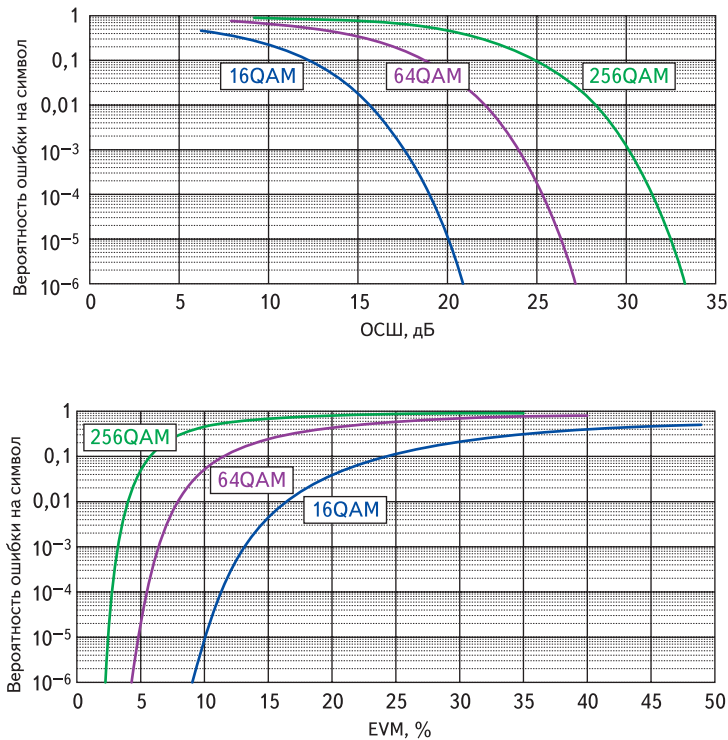


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибки на символ от ОСШ (теоретическая) и EVM (экспериментальная)

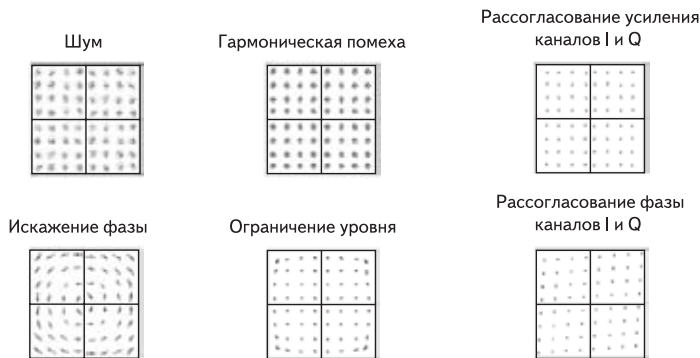


Рис. 3. Примеры искажений сигнальных созвездий в приемнике

значительно отличается от идеального опорного вектора, что может быть вызвано только шумом и искажениями (при условии, что при задании опорного вектора не была допущена ошибка). Таким образом, ОСШ и EVM модулированного сигнала связаны друг с другом обратной зависимостью, которая описывается уравнением:

$$EVM = \frac{1}{\sqrt{OSN \times L}}, \quad (2)$$

где  $L$  — это выигрыш за счет кодирования. Параметр  $L$  учитывает выигрыш, который достигается за счет схемы кодирования сигнала. Информативное сообщение может кодироваться различными способами. Например, в системах с расширением спектра прямой последовательностью информаци-

онное сообщение подвергается расширению спектра путем умножения каждого передаваемого бита на прямую (псевдослучайную) последовательность, представляющую собой случайную последовательность нулей и единиц. Последовательность подбирается таким образом, чтобы она была уникальной и слабо коррелированной с последовательностями, которые применяются для кодирования других потоков, передаваемых на той же частоте несущей. Для систем с расширением спектра усиление за счет кодирования равно количеству элементов, или «чипов», в последовательности, используемой для кодирования каждого бита. В децибелах эта величина

$$P_M = 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} k \gamma_b} \right) \times \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} k \gamma_b} \right) \right], \quad (3)$$

выражается как  $10 \log_{10}$  (частота следования элементов последовательности / скорость данных). Например, для передачи потока данных со скоростью 12,2 кбит/с в стандарте UMTS используется последовательность со скоростью 3,84 Мчип/с; при этом выигрыш за счет кодирования равен  $3,84 \times 10^6 / 12,2 \times 10^3 = 314,75$ , или 25 дБ.

Для нахождения зависимости между EVM и BER необходимо определить, как связаны друг с другом ОСШ и вероятность ошибки на символ для конкретной схемы модуляции. Вероятность ошибки на символ для сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM) описывается выражением (3):

где  $M$  — порядок модуляции (например, 64 для 64-QAM),  $\gamma_b$  — среднее значение ОСШ на бит,  $k$  — число битов на символ (например, 6 битов на комплексный символ для 64-QAM).

Используя выражения (2) и (3), можно построить зависимости частоты ошибки на символ (SER, symbol error rate) и EVM от ОСШ. Зависимость SER от ОСШ показана на рис. 2а. Для форматов QAM с различным порядком она имеет классический вид типа «водопад». Для тех же схем модуляции на рис. 2б изображены зависимости EVM от ОСШ. С помощью этих зависимостей разработчики могут оценить значение частоты ошибок на бит для конкретного приемника. Например, если измеренное значение EVM для некодированного сигнала с модуляцией 256-QAM равно 3%, то ожидаемая частота ошибок на символ составит 600 млн<sup>-1</sup>. Другими словами, в последовательности из 10 000 символов в среднем 6 символов будут ошибочными, что соответствует 75 ошибочным битам в последовательности из 1 миллиона битов ( $BER = 7,5 \times 10^{-5}$ ).

Используя зависимости, показанные на рис. 2, а также подходящий векторный анализатор сигналов, разработчик может достаточно быстро оптимизировать производительность системы. Это достигается путем контроля значения EVM при изменении таких характеристик сигнального тракта, как тип фильтра, межкаскадное согласование и усиление преобразования. Рис. 3 иллюстрирует некоторые распространенные искажения сигнальных созвездий, которые могут возникать в реальной системе. На основании формы сигнального созвездия можно сделать определенные выводы о природе шумов или искажений, являющихся потенциальной причиной ухудшения EVM.

### Пример оптимизации: подсистема трактов ПЧ и модулирующих частот AD8348/AD8362

На рис. 4 показана приемная подсистема для переноса сигнала из области ПЧ в область модулирующих частот с замкнутым контуром автоматической регулировки уровня (automatic level control — ALC), основанная на квадратурном демодуляторе и детекторе среднеквадратической мощности. Микросхема AD8348 обес-

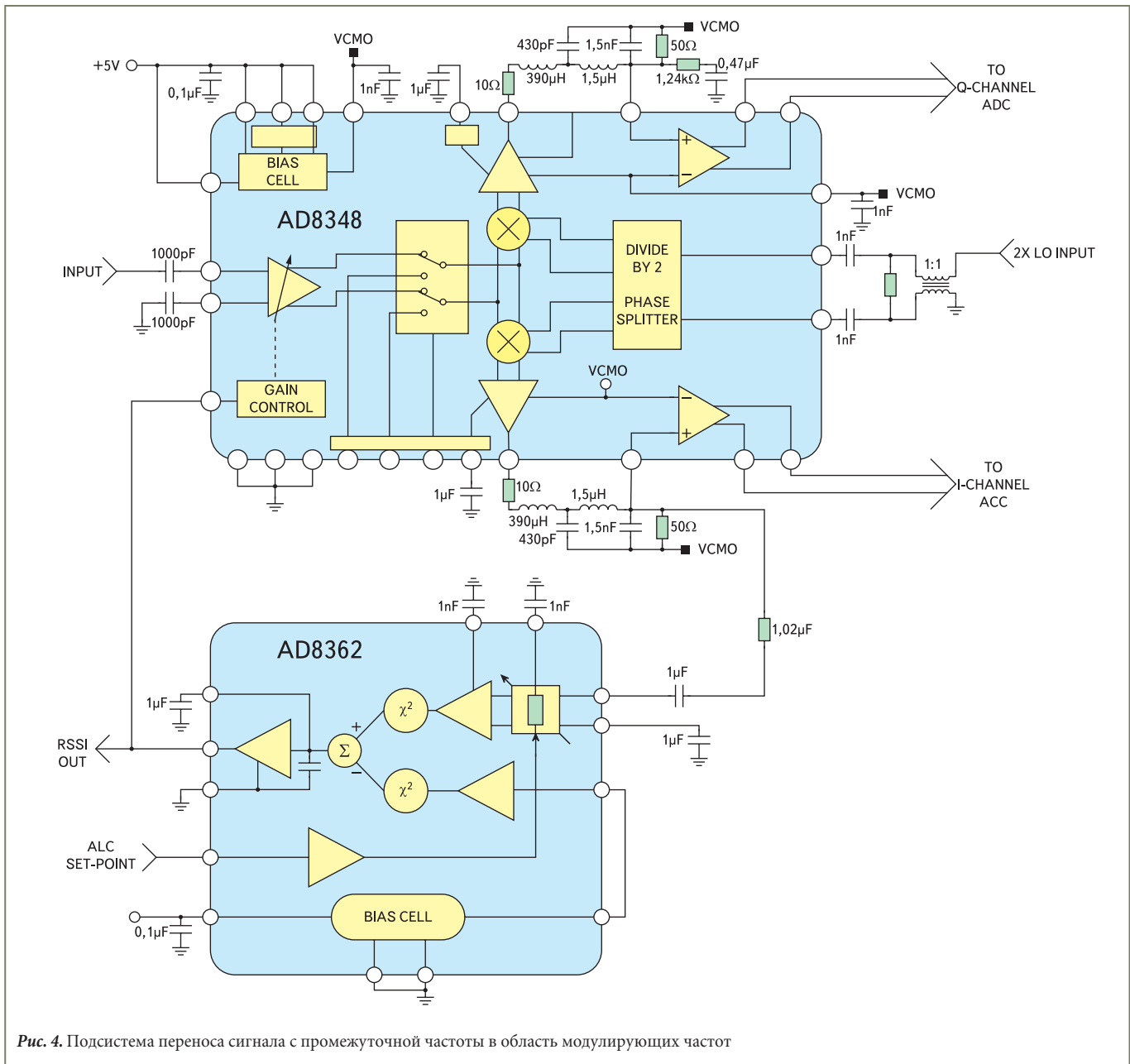


Рис. 4. Подсистема переноса сигнала с промежуточной частоты в область модулирующих частот

печивает точную квадратурную демодуляцию сигналов с частотой от 50 МГц до 1 ГГц. Внутренний делитель частоты гетеродина позволяет работать с частотой гетеродина, равной удвоенной частоте несущей, что облегчает решение проблемы, связанной с паразитным захватом

частоты гетеродина (LO-pulling) в полнодуплексных трансиверах. В рассматриваемом примере входной сигнал имеет частоту (ПЧ), равную 190 МГц, а сигнал гетеродина имеет уровень, равный 10 дБм, и частоту, равную 380 МГц. Интегрированный входной усилитель с перемен-

ным коэффициентом усиления (variable gain amplifier — VGA), состоящий из резистивного переменного аттенуатора и пост-усилителя с высоким значением IP, обеспечивает переменный коэффициент усиления при сохранении постоянного динамического диапазона, свободного от побочных составляющих. Микросхема AD8362 — это прецизионный измеритель мощности, способный измерять среднеквадратичное значение мощности сигналов в диапазоне от произвольных низких частот до 2,7 ГГц. Данная микросхема не чувствительна к изменению пик-фактора сигнала, что делает ее подходящим решением для измерения истинной среднеквадратичской мощности сигналов с цифровой модуляцией.

В схеме на рис. 4 обеспечивается измерение среднеквадратичской мощности сигнала в полосе модулирующих частот, поступающего с синфазного канала. Выбор синфазного или квадратурного канала для детектирования произволен, если вектора *I* и *Q* имеют псевдослучайный характер,

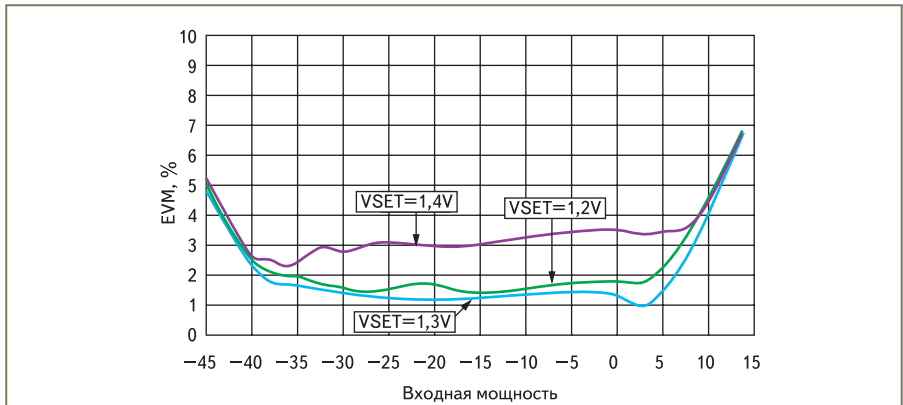
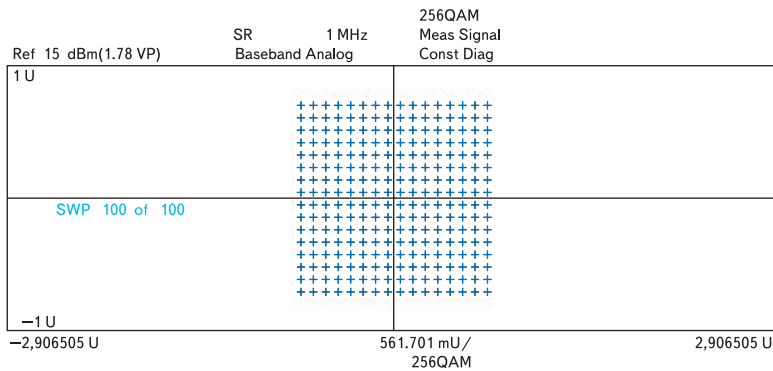


Рис. 5. Зависимость EVM от уровня входной мощности (модуляция 256-QAM, 1 Мсимвол/с)



MODULATION ACCURACY				SYMBOL TABLE (Hexadecimal)															
	Result	Peak	atSym	Unit	00000	7C	6C	04	DA	F7	4B	AF	F9	D5	4B	E7	6B		
EVM	1,028	3,126	6930		00012	E3	E2	C0	88	52	F6	69	E7	23	71	D4	69		
Magnitude Error	0,612	1,918	6311		00024	AF	B1	47	7D	4E	4C	D0	53	D4	21	3D	87		
Phase Error	0,57	6,97	3240	deg	00036	EE	5A	AD	FD	14	FA	BB	50	BA	3A	6D	D6		
CarrierFreq Err	-44,73			Hz	00048	6D	6E	00	1B	46	17	94	A0	0D	EB	B9	54		
Amplt Droop	-0,00			dB	00060	7B	8B	3C	ED	34	B6	A0	45	79	8F	FD	5C		
Origin Offset	-41,31			dB	00072	68	8D	F9	9D	D9	D1	C2	C4	01	71	9C	FB		
IO Imbalance	0,467				00084	99	18	60	9E	FF	58	A9	3C	A5	A6	80	09		
Mean Power	9,56	15,73	5012	dBm	00096	62	9A	3E	B9	F5	07	FC	7B	20	57	5D	02		
RHO	0,999894				00108	57	15	90	61	BC	B7	B2	0D	A3	2B	62	D2		
Trigger to Sync				s	00120	AC	DF	5C	20	1F	CF	34	FE	32	73	D0	AB		
					00132	1E	ED	7C	24	96	EC	5E	6C	4C	48	C1	E2		

Date: 7.AUG.2003 11:47:35

Рис. 6. Результаты измерения сигнального созвездия

что соответствует истине для большинства схем цифровой модуляции. На основании результата измерения среднеквадратической мощности интегрированный усилитель ошибки формирует управляющий сигнал, подаваемый на вход управления усилением квадратурного демодулятора. Замокнутый контур регулировки адаптивно подстраивает усиление преобразования демодулятора для поддержания постоянного среднеквадратического уровня мощности модулирующего сигнала независимо от его формы. Выходной уровень задается подачей соответствующего напряжения контрольной точки на вывод VSET. Для нахождения оптимальной контрольной точки в схеме ALC и определения подходящего фильтра для цифровой модуляции 256-QAM со скоростью 1 Мсимвол/с использовался метод анализа вектора ошибки.

Несимметричные сигналы с выхода демодулятора подаются на фильтр нижних частот. Для минимизации широкополосного шума и подавления мешающих смежных каналов приема в обоих каналах, I и Q, использовались фильтры Бесселя четвертого порядка. Выбор в пользу фильтра Бесселя обусловлен его малой групповой задержкой, что является необходимым требованием для минимизации межсимвольных помех. На этапе тестирования сначала использовались фильтры Баттерворта и Чебышева, но из-за большей групповой задержки в полосе пропускания значения EVM в системе были хуже. С помощью анализатора сигналов можно очень быстро измерить показатели системы, что позволяет подобрать оптимальную схему фильтра за короткий промежуток времени.

Для измерения EVM в полосе модулирующих частот использовался векторный анализатор

сигналов FSQ8 производства Rohde&Schwarz. Оптимальное значение напряжения контрольной точки было найдено путем изменения этого напряжения и наблюдения соответствующего значения EVM. Как показано на рис. 5, при правильном выборе контрольной точки EVM составляет не более 2% в диапазоне входных уровней, превышающем 40 дБ. На рис. 6 показано экспериментально полученное сигнальное созвездие для модуляции 256-QAM. Переменное усиление преобразования демодулятора позволяет создавать схемы, обладающие оптимальными характеристиками BER в более широком динамическом диапазоне, чем при использовании модуляторов с фиксированным коэффициентом усиления.

Рис. 7 иллюстрирует показатели EVM для модуляции QAM меньших порядков при той же ширине полосы сигнала. Для достижения адекватных значений BER при использовании схем модуляции более низкого порядка требуется меньшее ОСШ. Поэтому неудивительно, что для таких схем модуляции показатели EVM еще лучше, а динамический диапазон — немного больше.

Значение EVM можно оценить по напряжению RSSI (Received Signal Strength Indication, индикация уровня принимаемого сигнала) микросхемы AD8362. На рис. 8 показаны результаты измерений напряжения RSSI для нескольких схем модуляции. Зная напряжение RSSI, можно определить уровень мощности сигнала на входе демодулятора с приемлемой погрешностью, который затем может быть использован для предсказания значения EVM при этом уровне входной мощности.

## Заключение

Измерение EVM и связанных с ним величин позволяет оценить качество цифрового радиоприемника. Кроме того, при правильном применении методы анализа EVM позволяют идентифицировать вид искажений сигнала и, следовательно, конкретное место возникновения ошибок. Таким образом, анализ EVM представляет собой удобный инструмент для оптимизации сигнального тракта и предсказания динамических характеристик системы. Б

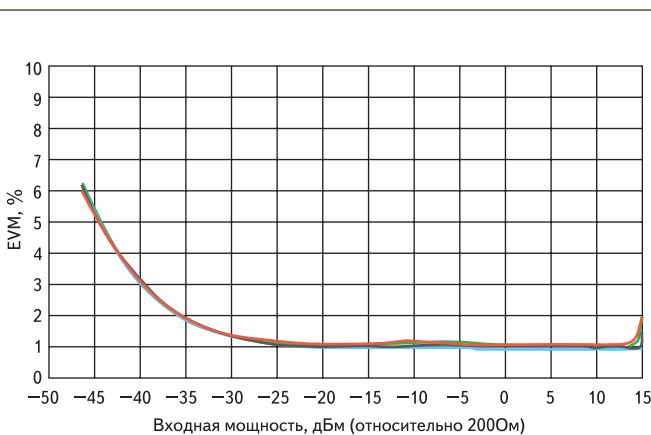


Рис. 7. Сравнение зависимостей EVM от входной мощности для типов модуляции QAM-16, QAM-64 и QAM-256

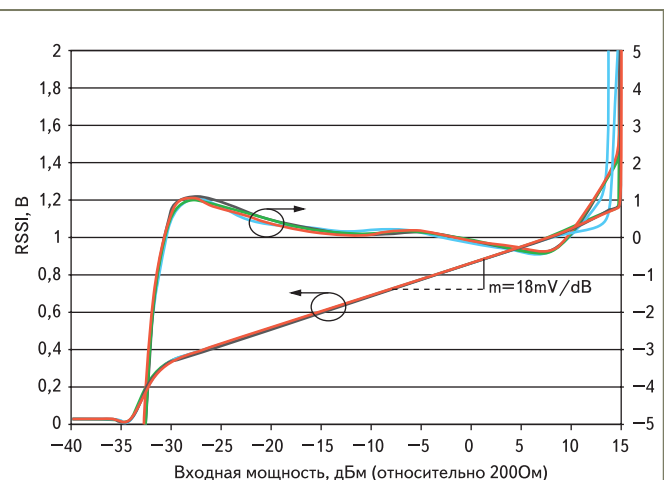


Рис. 8. Зависимости напряжения RSSI и его ошибки от уровня входной мощности