

Как измерение модуля вектора ошибки помогает оптимизировать общие характеристики системы

Э. Акар¹

УДК 621.3.087.9 | ВАК 05.27.01

Модуль вектора ошибки (Error Vector Magnitude, EVM) – широко применяемый показатель системного уровня, который регламентируется различными стандартами в области связи для испытаний на соответствие в таких приложениях, как беспроводные локальные сети (WLAN 802.11), мобильная связь (4G LTE, 5G) и многие другие. Кроме того, это чрезвычайно важная системная характеристика, позволяющая количественно оценить совокупное влияние всех возможных проблем в системе с помощью одного, простого для понимания параметра. В статье проанализировано, как характеристики более низкого уровня влияют на EVM, рассмотрен ряд практических примеров использования EVM для оптимизации характеристик устройства на уровне системы, показано, как добиться снижения EVM на 15 дБ по сравнению с требованиями большинства стандартов связи.

Большинство инженеров, работающих в области радиочастотных систем, оперируют такими характеристиками, как коэффициент шума, точка пересечения третьего порядка и отношение сигнал – шум. Понимание совокупного влияния этих параметров на общие рабочие характеристики системы может быть сложной задачей. Модуль вектора ошибки позволяет быстро получить представление о работе системы в целом, вместо того, чтобы оценивать несколько разных показателей.

ЧТО ТАКОЕ МОДУЛЬ ВЕКТОРА ОШИБКИ?

EVM – это простой показатель для количественной оценки комбинации всех искажений сигнала в системе. Он часто определяется для устройств, использующих цифровую модуляцию, которая может быть представлена в виде графика синфазных (I) и квадратурных (Q) векторов, известного также как «диаграмма созвездия» (constellation diagram) (рис. 1а). Как правило, EVM вычисляется путем нахождения идеального местоположения созвездия для каждого принятого символа, как показано на рис. 1б. Среднеквадратичное значение всех модулей вектора ошибки между местоположениями принятых символов и их ближайшими идеальными местоположениями в созвездии определяет величину EVM устройства [1].

В стандарте IEEE 802.11 приведена формула для вычисления EVM [2]:

$$EVM_{frame} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{L_p} \sum_{i=1}^{N_c} (R_{i,j} - S_{i,j})^2}{N_c L_p P_o}}, \quad (1)$$

где: L_p – количество кадров, N_c – количество несущих, $R_{i,j}$ – принятый символ, а $S_{i,j}$ – идеальное местоположение символа.

EVM тесно связан с частотой битовых ошибок (BER) данной системы. Когда принятые символы располагаются далеко от целевой точки созвездия, вероятность их попадания в границу принятия решения другой точки созвездия увеличивается. Это приводит к увеличению BER. Важное различие между BER и EVM состоит в том, что BER для переданного сигнала вычисляется на основе переданной битовой комбинации, в то время как EVM вычисляется на основе расстояния от ближайшей точки созвездия символов до местоположения символа. В некоторых случаях символы могут пересекать границу принятия решения, и им присваивается неправильная битовая комбинация. Если символ попадает ближе к другому идеальному местоположению символа, это может улучшить EVM для этого символа. Таким образом, хотя EVM и BER тесно связаны, эта связь может быть нарушена при очень высоких уровнях искажения сигнала.

¹ Analog Devices, специалист по измерениям радиочастотных систем, erkan.acar@analog.com.

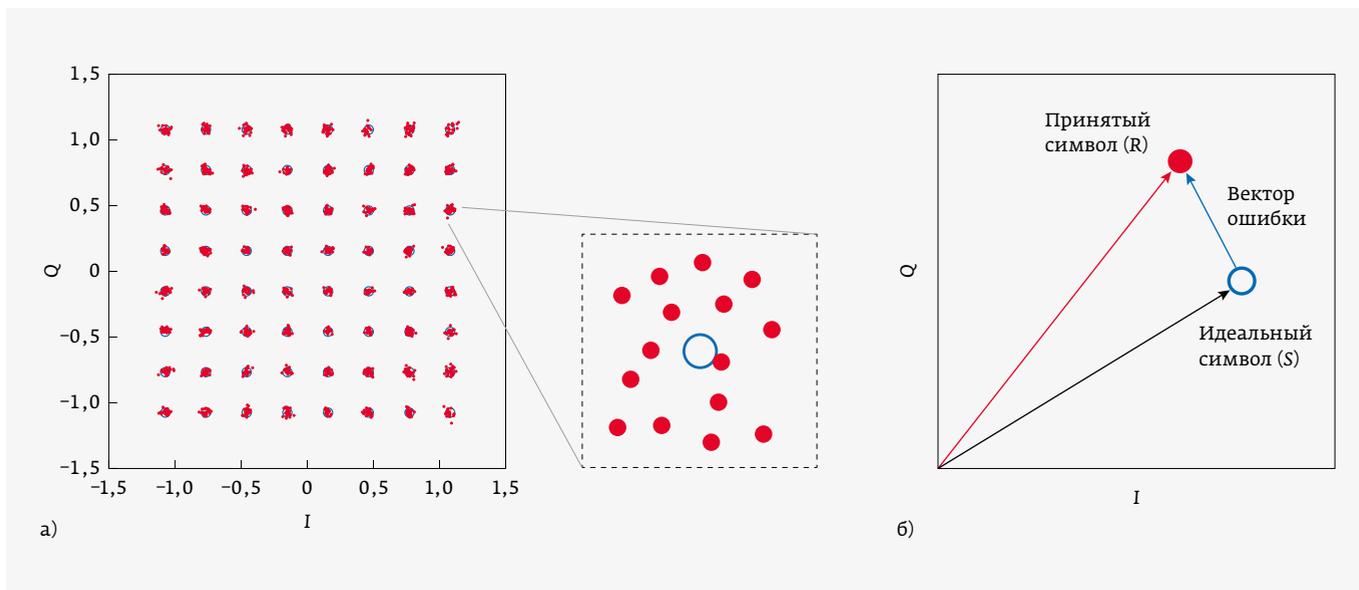


Рис. 1. а – диаграмма созвездия и граница принятия решения; б – вектор ошибки между принятым символом и идеальным местоположением символа

Современные стандарты в области связи устанавливают минимально допустимый уровень *EVM* на основе характеристик передаваемого или принятого сигнала, таких как скорость передачи данных и полоса пропускания. Устройства, которые достигают целевого уровня *EVM*, соответствуют стандарту, в то время как устройства, которые не достигают целевого уровня *EVM*, не соответствуют его требованиям. Испытательное и измерительное оборудование, предназначенное для проверки на соответствие стандартам, обычно ориентировано на более строгие целевые значения *EVM*, которые могут быть на порядок ниже требуемых в стандарте. Это позволяет оборудованию определять *EVM* тестируемого устройства без значительных искажений сигнала.

ЧТО ВЛИЯЕТ НА EVM?

Как показатель ошибки, *EVM* тесно связан со всеми источниками искажений в системе. Мы можем количественно оценить влияние всех отклонений в системе на *EVM*, вычислив, как они искажают принимаемые и передаваемые сигналы. Проанализируем влияние нескольких ключевых видов помех, таких как тепловой шум, фазовый шум и нелинейности, на *EVM*.

Белый шум

Белый шум присутствует во всех радиочастотных системах. Когда шум является единственным искажением в системе, результирующий *EVM* можно рассчитать по следующей формуле:

$$EVM_{WN} = -SNR + PAPR + 3, \tag{2}$$

где *SNR* – отношение «сигнал – шум» системы в дБ, а *PAPR* – отношение пиковой мощности к средней мощности данного сигнала в дБ.

Обратите внимание, что *SNR* обычно определяется для однотонального сигнала. Для модулированного сигнала необходимо учитывать *PAPR* сигнала. Поскольку *PAPR* однотонального сигнала составляет 3 дБ, это число необходимо вычесть из значения *SNR* для сигнала с произвольным значением *PAPR*.

Для высокоскоростных АЦП и ЦАП, уравнение 2 может быть выражено через спектральную плотность шума (*NSD*):

$$EVM_{WN} = NSD + 10 \log BW + PAPR + P_{backoff} + 3, \tag{3}$$

где *NSD* – спектральная плотность шума в дБ ПШ/Гц, *BW* – ширина полосы сигнала в Гц, *PAPR* – отношение пиковой мощности к средней, а $P_{backoff}$ – разница между пиковой мощностью сигнала и полным диапазоном измерений преобразователя.

Эта формула может быть очень удобна для прямого расчета ожидаемого значения *EVM* устройства с использованием значения *NSD*, которое обычно указывается для современных высокоскоростных преобразователей. Обратите внимание, что для высокоскоростных преобразователей необходимо учитывать также шум квантования. Величина *NSD* большинства высокоскоростных преобразователей также включает шум квантования. Следовательно, для этих устройств уравнение (3) отражает не только тепловой шум, но также шум квантования.

Как показывают эти два уравнения, *EVM* сигнала напрямую зависит от общей полосы пропускания сигнала, отношения пиковой мощности к средней и теплового шума системы.

Как фазовый шум влияет на *EVM*

Другим видом шума, который влияет на *EVM* системы, является фазовый шум, который представляет собой случайные флуктуации фазы и частоты сигнала [3]. Все нелинейные элементы схемы вносят фазовый шум. Основные источники фазового шума в данной системе могут быть прослежены вплоть до генераторов. Генератор частоты дискретизации преобразователя данных, используемый для преобразования частоты гетеродин и генератор опорной частоты – все эти устройства могут вносить вклад в общий фазовый шум системы.

Ухудшение характеристик из-за фазового шума зависит от частоты. Для типичного генератора большая часть энергии несущей приходится на его основную частоту генерации, которая называется центральной частотой. Часть энергии сигнала будет распределяться около этой центральной частоты. Отношение амплитуды сигнала в полосе частот 1 Гц при определенном сдвиге частоты к его амплитуде на центральной частоте определяется как фазовый шум при этом конкретном частотном сдвиге, как показано на рис. 2.

Фазовый шум системы напрямую влияет на ее *EVM*. *EVM* из-за фазового шума системы можно рассчитать путем интегрирования фазового шума в полосе пропускания. Для большинства современных стандартов связи, в которых используется ортогональная частотная модуляция (OFDM), фазовый шум должен быть интегрирован в диапазоне от примерно 10% разнесения поднесущих до полной ширины полосы сигнала:

$$EVM_{PhN} = \int_{0,1f_{sc}}^{BW} Ldf + 3, \quad (4)$$

где *L* – плотность фазового шума в одиночной боковой полосе, *f_{sc}* – разнесение поднесущих, *BW* – ширина полосы сигнала.

Большинство устройств, генерирующих частоту, имеют низкий фазовый шум на частотах <2 ГГц с типичными уровнями интегрированного джиттера на несколько порядков ниже предельных значений *EVM*, устанавливаемых в стандартах. Однако для более высокочастотных и более широкополосных сигналов интегрированные уровни фазового шума могут быть значительно выше, что может привести к гораздо более высоким значениям *EVM*. Обычно это относится к устройствам миллиметрового диапазона, которые работают на частотах выше 20 ГГц. Как мы подробнее обсудим в разделе, посвященном описанию примеров проектов, фазовый шум следует

рассчитывать для всей системы, чтобы достичь наименьшего общего *EVM*.

Расчет влияния нелинейностей на *EVM*

Нелинейности системного уровня приводят к появлению интермодуляционных составляющих, которые могут попадать в полосу пропускания сигнала. Эти помехи могут перекрываться с поднесущими, воздействуя на их амплитуду и фазу. Можно вычислить вектор ошибки, возникающий из-за интермодуляционных помех. Выведем простую формулу для расчета *EVM* системы из-за интермодуляционных составляющих третьего порядка.

Как показано на рис. 3а, двухтональный сигнал создает две интермодуляционные составляющие. Мощность интермодуляционных составляющих можно рассчитать следующим образом:

$$OIP_3 = P_{tone} + \frac{|P_e|}{2}, \quad (5)$$

$$P_e = 2P_{tone} - 2OIP_3, \quad (6)$$

где *P_{tone}* – мощность тестового сигнала, *OIP₃* – точка пересечения третьего порядка на выходе, *P_e* – сигнал ошибки, представляющий собой разность мощностей основной частоты и интермодуляционной составляющей.

Для OFDM-сигнала с *N* тонами, как показано на рис. 3б, уравнение (6) принимает следующий вид:

$$P_{e,i} = 2P_{tone} - 20 \log N - 2OIP_3, \quad (7)$$

где *P_{e,i}* – ошибка для каждой пары тонов.

Поскольку в каждом местоположении поднесущей имеется *N*/2 интермодуляционных составляющих, которые перекрываются, уравнение можно переписать как:

$$E_{sc,j} = \sum_{i=1}^{N/2} P_{e,i} = P_e + 10 \log \frac{N}{2}. \quad (8)$$

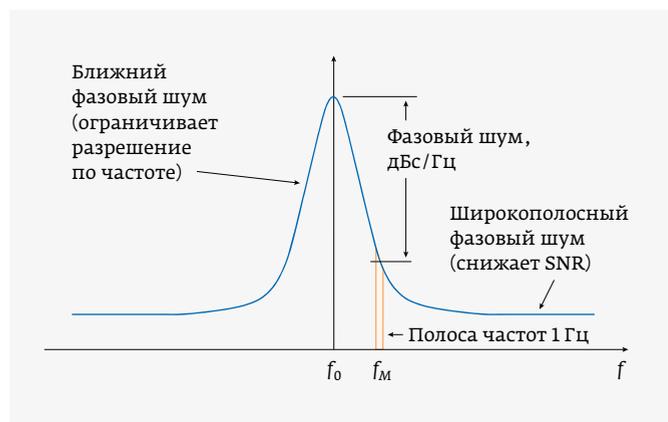


Рис. 2. Фазовый шум

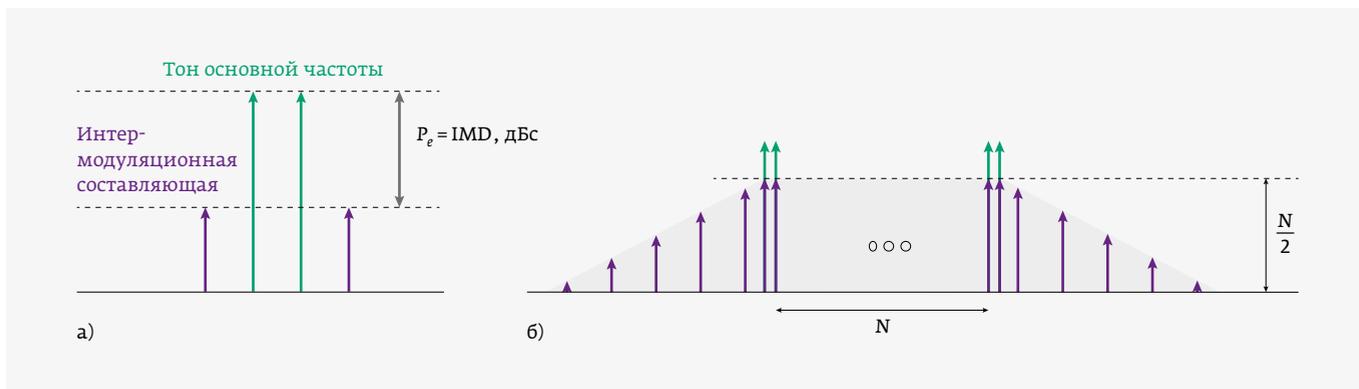


Рис. 3. Интермодуляционные составляющие OFDM-сигнала

Общая ошибка, включая все местоположения поднесущих, становится равной:

$$E_{total} = \sum_{j=1}^N E_{sc,j} = P_e + 10 \log \frac{N}{2} + 10 \log N. \quad (9)$$

Подставляя уравнение (6) в уравнение (8), EVM можно выразить следующим образом:

$$E_{total} = 2P_{RMS} - 20 \log N - 2OIP_3 + 10 \log \frac{N}{2} + 10 \log N, \quad (10)$$

$$EVM_{linearity} = 2P_{RMS} - 2OIP_3 + C, \quad (11)$$

где P_{RMS} – среднеквадратичное значение сигнала, C – константа, которая находится в диапазоне от 0 до 3 дБ в зависимости от схемы модуляции.

Как показывает уравнение (11), EVM уменьшается по мере увеличения OIP_3 системы. Это ожидаемо, поскольку более высокое значение OIP_3 обычно указывает на более линейную систему. Кроме того, когда среднеквадратичная мощность сигнала уменьшается, EVM уменьшается по мере уменьшения мощности нелинейных составляющих.

ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК С ПОМОЩЬЮ EVM

Обычно проектирование на уровне системы начинается с каскадного анализа, при котором низкоуровневые параметры функциональных блоков используются для определения общих характеристик системы, построенной на базе этих блоков. Существуют хорошо зарекомендовавшие себя аналитические формулы и инструменты, которые можно использовать для расчета этих параметров. Однако многие инженеры не знают, как правильно использовать инструменты каскадного анализа для проектирования полностью оптимизированных систем.

В качестве системной характеристики EVM предоставляет инженерам-разработчикам ценную информацию для оптимизации системы. Вместо того, чтобы рассматривать несколько параметров, разработчики получают

возможность выбрать оптимальное среднеквадратичное значение EVM и, тем самым, найти наилучшее проектное решение.

U-образная кривая EVM

Мы можем объединить все параметры системы в один график, учитывая вклад EVM каждого искажения в системе и уровень выходной мощности. На рис. 4 показана типичная U-образная кривая EVM для системы в зависимости от уровня рабочей мощности. При низких уровнях рабочей мощности EVM определяется шумовыми характеристиками системы. На высоких уровнях мощности на EVM влияют нелинейности в системе. Самый низкий уровень EVM для системы обычно определяется комбинацией всех источников ошибок, включая фазовый шум.

Мы можем найти суммарный EVM с помощью уравнения (12):

$$EVM^2 = EVM_{WN}^2 + EVM_{PhN}^2 + EVM_{linearity}^2, \quad (12)$$

где EVM_{WN} – вклад EVM, возникающий из-за белого шума, EVM_{PhN} – вклад фазового шума, $EVM_{linearity}$ – EVM,



Рис. 4. U-образная кривая зависимости EVM от рабочей мощности

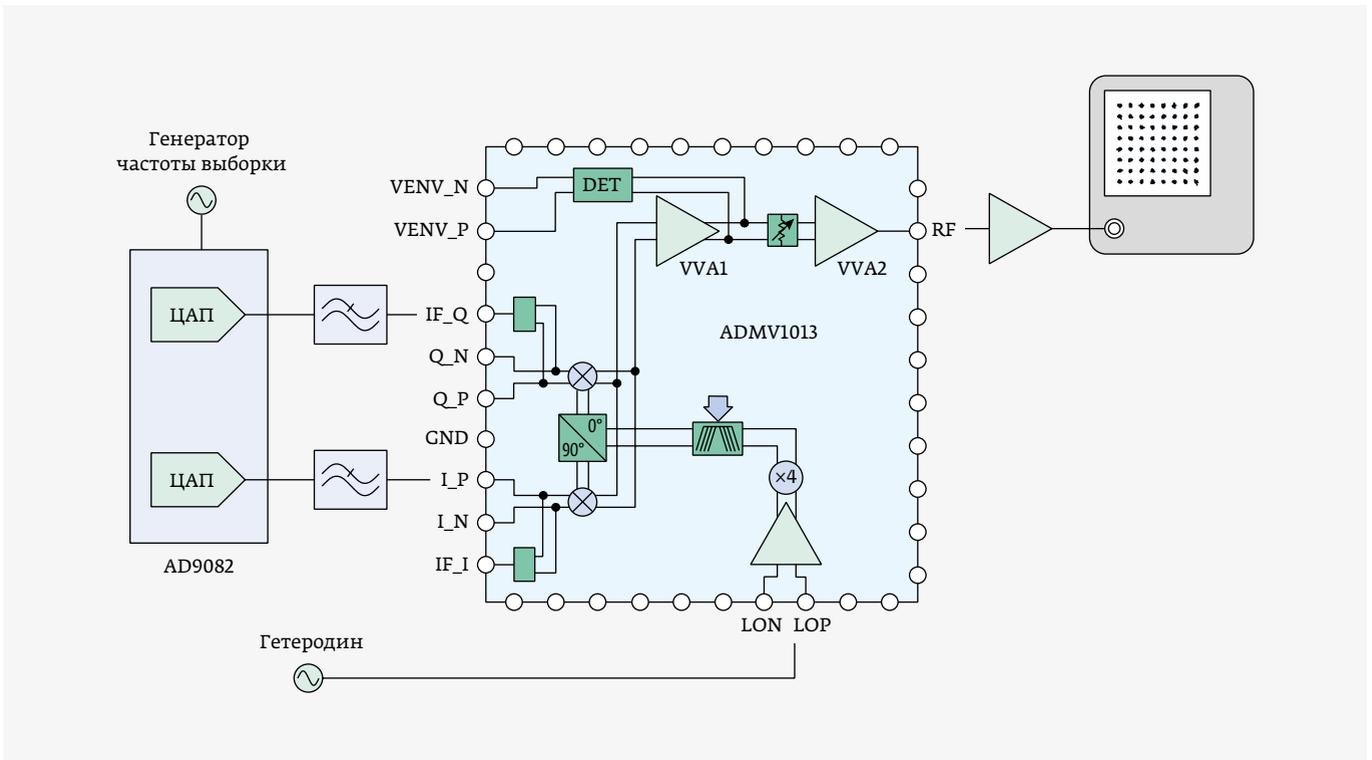


Рис. 5. Сигнальная цепь передатчика миллиметрового диапазона

возникающий из-за нелинейных искажений. Для заданного уровня мощности сумма мощностей всех этих ошибок определяет общий уровень *EVM* в системе.

Наряду с уравнением (12), U-образная кривая может быть очень полезной для системной оптимизации, когда можно визуализировать комбинацию всех ошибок данной системы.

Пример проекта

Рассмотрим пример проектирования сигнальной цепочки, используя *EVM* в качестве системного показателя. В этом примере мы спроектируем передатчик миллиметрового диапазона с использованием РЧ ЦАП с дискретизацией, модулятора и генераторов частоты миллиметрового диапазона, а также других устройств формирования сигнала (рис. 5).

В этой сигнальной цепи используется микросхема AD9082, которая содержит четыре ЦАП и два АЦП с частотой выборки 12 и 6 ГГц соответственно. Эти

преобразователи с прямым РЧ-преобразованием обеспечивают гибкость проектного решения для сигнальной цепи миллиметрового диапазона и непревзойденную

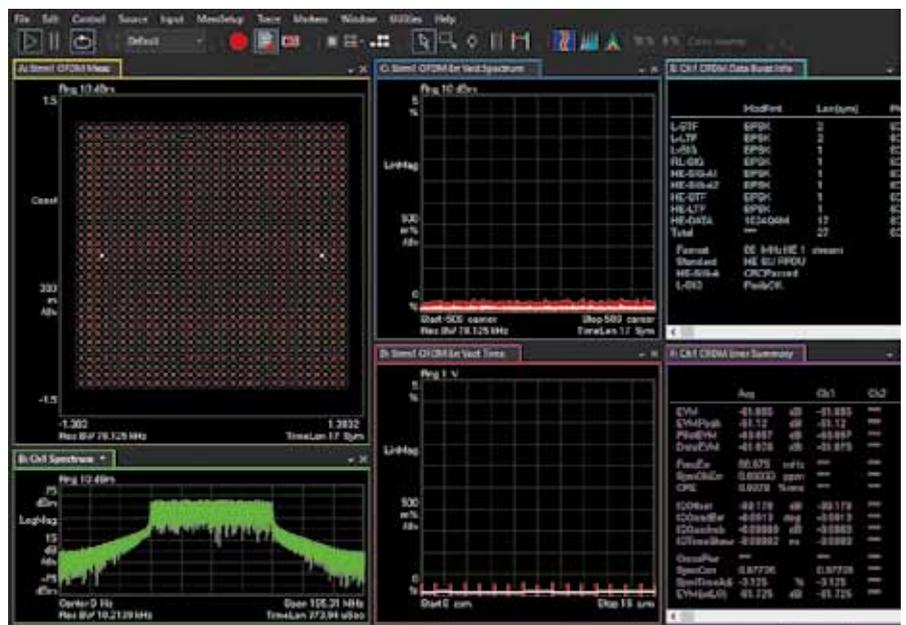


Рис. 6. Результаты измерения EVM для микросхемы AD9082 на промежуточной частоте 400 МГц для сигнала IEEE 802.11ax с полосой пропускания 80 МГц с модуляцией QAM-1024

производительность. На рис. 6 показаны результаты измерения значения *EVM* для типовой микросхемы AD9082 с помощью 12-рядного АЦП AD9213, который обеспечивает скорость выборки 10 Гвыб/с. Кольцевой тест для этой схемы показал уровень *EVM* всего –62 дБ, что на 27 дБ ниже предельной допустимой величины, определяемой стандартом.

В этой схеме также используется интегрированный миллиметровый модулятор ADMV1013, который содержит ряд традиционных блоков сигнальной цепи, таких как умножители частоты, квадратурные смесители и усилители. Чтобы упростить фильтрацию, в этом проекте используется довольно сложная топология цепи промежуточной частоты, в которой на квадратурные смесители модуляторов подаются сигналы с фазой 90°. Это устраняет одну из боковых полос сигнала, преобразованного с повышением частоты, тем самым уменьшается сложность фильтрации по сравнению с преобразованием сигнала с двумя боковыми полосами.

Чтобы оптимизировать эту сигнальную цепь для получения наименьшего значения *EVM*, сначала проанализируем фазовый шум на уровне системы, затем найдем оптимальное соотношение шума и линейности и, наконец, соберем все функциональные блоки в одну систему.

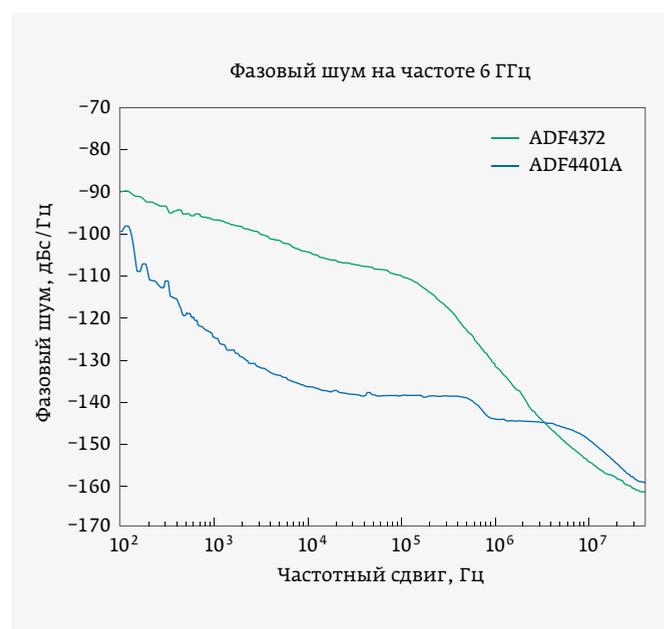


Рис. 7. Фазовый шум тактового сигнала и сигнала гетеродина для ADF4372 и ADF4401A

Таблица 1. Типовые результаты измерения фазового шума для двух моделей синтезаторов

Микросхема	Интегрированный фазовый шум, дБс/Гц		
	на частоте 6 ГГц	на частоте 2 ГГц	на частоте 30 ГГц
ADF4372	-54,6	-64,1	-40,6
ADF4401A	-73,1	-82,6	-59,1

Улучшение *EVM* путем оптимизации фазового шума

Как мы обсуждали ранее, фазовый шум всей системы может ограничивать возможность минимизации *EVM* на частотах миллиметрового диапазона. Проанализируем вклад фазового шума каждого каскада, чтобы убедиться, что выбраны наилучшие компоненты для данной сигнальной цепи.

Компоненты, формирующие частоты в этой сигнальной цепи, – это ЦАП, который синхронизируется с помощью синтезатора, и гетеродин. Общий фазовый шум можно выразить следующим образом:

$$L_{Tx} = 10 \log_{10}(I_{IF}^2 + I_{LO}^2), \tag{13}$$

где L_{Tx} – общий фазовый шум передатчика, I_{IF} – фазовый шум на выходе ЦАП, I_{LO} – фазовый шум сигнала гетеродина.

Используемый в этом примере ЦАП AD9082 имеет исключительно низкий аддитивный фазовый шум. Общий фазовый шум на выходе, который представляет собой сигнал ПЧ, можно рассчитать по простой формуле:

$$L_{IF} = L_{CLK} + 20 \log_{10} \left(\frac{f_{IF}}{f_{CLK}} \right), \tag{14}$$

где L_{CLK} – интегрированный фазовый шум тактового сигнала, f_{IF} – ПЧ-частота на выходе ЦАП, f_{CLK} – частота выборки для ЦАП.

Чтобы выбрать компоненты минимальной сложности и с наименьшим фазовым шумом, проанализируем характеристики двух микросхем, рассматриваемых в качестве кандидатов на роль генератора тактовой частоты и источника сигнала гетеродина.

На рис. 7 показана характеристика фазового шума сигнала с одной боковой полосой для двух микросхем, наилучшим образом подходящих для использования в качестве синтезаторов частоты для этой сигнальной цепи. Интегрированный фазовый шум для сигнала 5G NR может быть рассчитан путем интегрирования фазового шума источников сигнала в полосе от 6 кГц до 100 МГц (табл. 1).

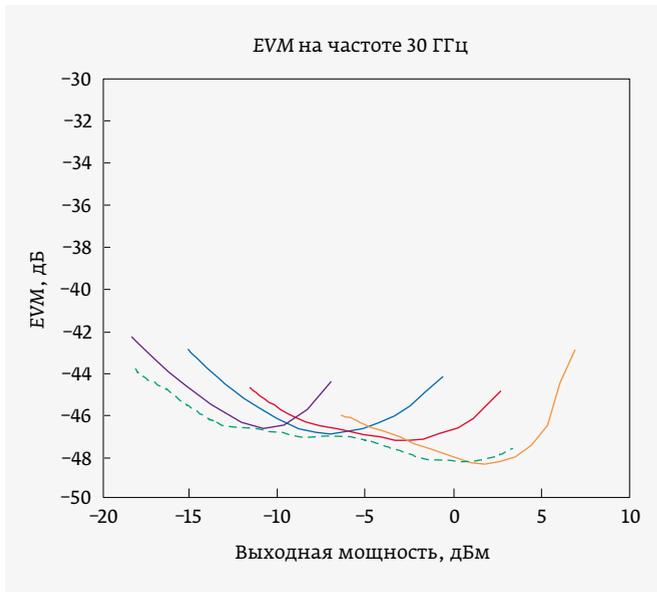


Рис. 8. Оптимизация соотношения шума и линейности системы

На типичных для этой сигнальной цепи промежуточных частотах как ADF4372, так и ADF4401A демонстрируют чрезвычайно низкие уровни интегрированного шума. Поскольку для ADF4372 требуется гораздо меньшая площадь печатной платы, это хороший выбор для формирования частоты выборки для ПЧ-преобразователя, который создает ПЧ-сигнал. Микросхема ADF4401A становится выбором для генератора сигнала гетеродина из-за присущего ей низкого начального фазового шума. На частоте 30 ГГц он примерно на 20 дБ ниже интегрированного шума для ADF4372. Такой низкий уровень шума гарантирует, что фазовый шум сигнала гетеродина не станет ограничивать общие показатели EVM для всей системы.

Используя уравнение (4), можно рассчитать общий EVM_{phN} из-за фазового шума:

$$EVM_{phN} = 10 \log_{10} \left(10^{\frac{-64,1}{10}} + 10^{\frac{-59,1}{10}} \right) + 3 \approx -55 \text{ дБ.} \quad (15)$$

Такой уровень модуля вектора ошибки из-за фазового шума более чем достаточен для измерения сигналов с EVM порядка -30 дБ, как определено стандартом для 5G NR.

Оптимизация соотношения шума и линейности

Одна из основных проблем при проектировании ПЧ-систем – поиск оптимального соотношения шума и линейности. Улучшение одного из этих двух параметров обычно приводит к неоптимальной величине другого. Анализ EVM на уровне системы может быть очень полезным инструментом для улучшения характеристик системы в целом.

Рис. 8 иллюстрирует поиск оптимального соотношения шума и линейности для созданной нами сигнальной цепи. Каждая из кривых получена путем регулирования управляющего напряжения интегрированного усилителя. Для каждой кривой изменялся уровень выходной мощности ЦАП. Заметим, что по мере увеличения уровня мощности EVM уменьшается из-за увеличения общего отношения «сигнал – шум» системы. После определенного уровня мощности нелинейности всего тракта прохождения сигнала начинают ухудшать показатель EVM. Результирующая U-образная кривая EVM для данной конфигурации усилителя очень узкая.

Регулируя управляющее напряжение усилителя, мы можем перейти к другой кривой, на которой система имеет более низкий EVM. Пунктирная линия на рис. 8 отражает оптимизацию на уровне системы, которая может быть достигнута с помощью интегрированных усилителей микросхемы ADMV1013. Результирующая U-образная кривая после этой оптимизации становится намного шире, что обеспечивает сверхнизкий EVM в широком диапазоне уровней выходной мощности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

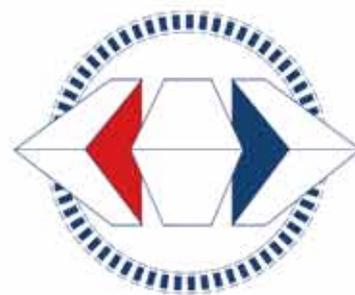
В статье мы рассмотрели EVM в качестве системного показателя и обсудили, как с помощью EVM можно оптимизировать характеристики системы. Как мы показали, EVM – хороший индикатор многих проблем системного уровня. Все источники ошибок приводят к возникновению поддающегося измерению EVM, который можно использовать для оптимизации общих показателей системы. Мы продемонстрировали также, что с помощью новейших высокоскоростных преобразователей и интегрированных модуляторов миллиметрового диапазона можно достичь характеристик системы приборного уровня и значений EVM на порядки величин более низких по сравнению с требованиями стандартов в области связи.

По вопросам поставки продукции Analog Devices обращайтесь в компанию ЭЛТЕХ по электронной почте analog@eltech.spb.ru.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Voelker K. M.** Apply Error Vector Measurements in Communication Design. – Microwaves & RF, December 1995.
2. IEEE 802.11a-1999. IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems. LAN / MAN Specific Requirements. Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band. – IEEE Standard Association, September 1999.
3. **Kester W.** MT-008 Tutorial: Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter. – Analog Devices, Inc., 2009.

10-12
НОЯБРЯ 2021



РОССИЙСКИЙ ПРОМЫШЛЕННИК

XXV МЕЖДУНАРОДНЫЙ ФОРУМ

PROMEXPO.EXPOFORUM.RU

РАЗДЕЛЫ:

- МАШИНОСТРОЕНИЕ
- АВТОМАТИЗАЦИЯ
- СОВРЕМЕННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
- МЕТАЛЛООБРАБОТКА
- ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
- РЕГИОНЫ РОССИИ

КОНГРЕССНО-ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР
ЭКСПОФОРУМ
САНКТ-ПЕТЕРБУРГ, ПЕТЕРБУРГСКОЕ ШОССЕ, 64/1

ОРГАНИЗАТОР

EXPOFORUM

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ
МЕДИАПАРТНЕР

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
СПИДКАНАЛ

12+