

УДК 621.396

А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин

Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве

Рассмотрен оригинальный способ определения параметров рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения в передающих устройствах, выполненных на основе схемы непосредственной модуляции на высоких частотах. Проведен анализ точности и скорости измерения. Приведены результаты экспериментального исследования.

Ключевые слова: квадратурный модулятор, калибровка, рассогласование амплитуды, рассогласование фазы, модуль вектора ошибки.

Желание получить высокую скорость передачи данных с одновременно низким уровнем ошибки в современных системах цифровой связи накладывает жесткие условия на качество модулированного сигнала. Не всегда доступная элементная база способна обеспечить заданные требования. В таких случаях используются сложные алгоритмы коррекции и калибровки. В статье рассматривается оригинальный способ калибровки дисбаланса квадратурных составляющих, обладающий высокими точностью и скоростью измерения, что особенно важно при коррекции в широком диапазоне частот.

Постановка задачи. Большинство современных передающих устройств выполняются путём непосредственной модуляции на высоких частотах (ВЧ) с использованием комплексных сигналов. В основе такого подхода лежит принцип представления узкополосного сигнала в виде линейной комбинации двух компонент:

$$S(t) = I(t)\sin(\omega t) + Q(t)\cos(\omega t), \quad (1)$$

где ω – центральная частота несущего сигнала; $I(t)$ – синфазная составляющая узкополосного сигнала; $Q(t)$ – квадратурная составляющая узкополосного сигнала.

Синфазная и квадратурная составляющие формируются в цифровой форме с последующим преобразованием в аналоговые сигналы с использованием цифроаналогового преобразователя [1]. Перенос сигнала на ВЧ в соответствии с формулой (1) выполняет аналоговый квадратурный модулятор (КМ), функциональная схема которого приведена на рис. 1, а. Такая схема подвержена линейным искажениям, ухудшающим модуль вектора ошибки (EVM) и, как следствие, вероятности правильной передачи информации или скорости передачи данных. Основные виды возникающих линейных искажений: рассогласование амплитуды, рассогласование фазы и постоянное смещение. В работе [2] проведён подробный анализ причин возникновения линейных искажений и аппаратных методов их минимизации, а в работе [1] приведена структурная схема передающего устройства с цифровой коррекцией, позволяющей уменьшить величину искажений. В стремлении оценить величину отличия реальных и идеальных характеристик КМ используется математическая модель (рис. 1, б).

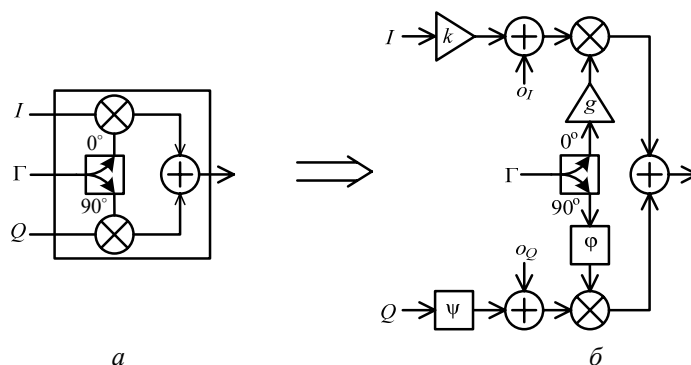


Рис. 1. Функциональная схема квадратурного модулятора (а) и его математическая модель с учетом линейных искажений (б)

Модель включает в себя характеристики не только квадратурного модулятора, но и аналогового тракта распространения модулирующих сигналов. Рассогласование амплитуды описывается произведением коэффициентов k и g ; коэффициент k является функцией частоты модулирующего сигнала и определяется отношением АЧХ-трактов распространения синфазной и квадратурной составляющих узкополосного сигнала; коэффициент g зависит от частоты несущего сигнала гетеродина (Γ). Рассогласование фазы описывается суммой коэффициентов ψ и φ ; коэффициент ψ является функцией частоты модулирующего сигнала и определяется разностью ФЧХ-трактов распространения компонент узкополосного сигнала; фаза φ зависит от частоты несущего сигнала и определяется характеристиками квадратурного делителя в КМ. Постоянное смещение определяется отдельно для синфазной o_I и квадратурной o_Q составляющих узкополосного сигнала и влияет на остаточный уровень несущей. Наличие рассогласования амплитуды и фазы, постоянного смещения оказывают непосредственное влияние на качество цифрового сигнала, искажая диаграмму созвездия [3] и уменьшая EVM. Характеристики серийно выпускаемых квадратурных модуляторов не позволяют получить низкое значение EVM (измеренное значение может составлять более 1% в зависимости от частоты несущего сигнала), что требует применения калибровки, заключающейся в извлечении параметров математической модели КМ с последующей коррекцией путём внесения предварительных цифровых искажений.

Метод извлечения параметров модели. Частоты модулирующего и модулируемого сигналов во время измерений постоянны, поэтому рассогласование амплитуды и рассогласование фазы можно считать константами k и φ соответственно. Существующие методы векторной калибровки во многом сложны либо требуют наличия специализированных средств. В работе [4] рассматривается метод калибровки, заключающийся в определении максимума подавления нежелательной боковой составляющей при формировании сигнала с одной боковой полосой (ОБП сигнала). Максимум подавления достигается за счет последовательной подстройки рассогласования амплитуды и фазы, позволяя одновременно определять параметры модели. Относительность измерений дает возможность получать высокую точность: менее $0,1^\circ$ для рассогласования фазы и менее 0,01 дБ для рассогласования амплитуды. С другой стороны, любой итерационный алгоритм требует значительных временных ресурсов – в среднем порядка нескольких сотен измерений. Известный метод измерений по постоянному току [5] не позволяет измерить рассогласование амплитуды и фазы для отличной от нуля частоты модулирующего сигнала. Для калибровки передатчиков разрабатываются специализированные системы, к примеру, компанией Agilent Technologies [6], основанные на математическом анализе широкополосного сигнала, использовании диодного детектора и высокоскоростной АЦП. В передатчиках может использоваться обратная связь, которая позволяет проводить коррекцию в масштабе реального времени, но чаще она используется для коррекции нелинейных искажений. Наконец, можно использовать векторный анализатор сигналов, позволяющий определить величину рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения, но только для модулированных сигналов и с обычно низкой точностью.

Рассмотрим более простой метод, содержащий высокие точность и скорость калибровки. Как и в [4], для формирования ОБП сигнала будем подавать ортогональные сигналы для синфазной $\sin(\omega_m t)$ и квадратурной $\cos(\omega_m t)$ составляющих (ω_m – частота модулирующего сигнала). Сформируем два утверждения.

Первое утверждение: достаточно измерять уровень нежелательной боковой составляющей, а не уровень её подавления. Приведённое утверждение вытекает из анализа сигнала на выходе КМ при условии формирования ОБП сигнала и позволяет уменьшить число необходимых измерений в два раза. Мощность нежелательной боковой составляющей описывается формулой

$$P(c, k, \varphi) = c(1 - 2k \cos \varphi + k^2), \quad (2)$$

где c – неизвестная константа, постоянная в процессе измерения; k – величина рассогласования амплитуды (в раз); φ – величина рассогласования фазы (в град).

Второе утверждение: уровень нежелательной боковой составляющей может быть достоверно аппроксимирован параболой. Измеренное значение уровня нежелательной боковой составляющей для текущей величины рассогласования амплитуды и фазы определяется формулой

$$f(x_i) = ax_i + bx_i + c, \quad (3)$$

где i – номер измерения; x_i – величина рассогласования фазы или амплитуды.

Тогда минимум функции может быть определен по трём измерениям в соответствии с формулой нахождения минимума функции, описывающей параболу:

$$x = x_2 - \frac{(x_2 - x_1)^2(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2(f_2 - f_1)}{2(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)}. \quad (4)$$

Определив минимум этой функции, можно найти величину рассогласования амплитуды и фазы. При этом необходимо провести шесть измерений: три для определения рассогласования амплитуды при фиксированной величине рассогласования фазы и три для определения рассогласования фазы при фиксированной величине рассогласования амплитуды. Ещё шесть измерений потребуется для определения постоянного смещения.

Оценка точности определения минимума нежелательной боковой составляющей. Предположим, что уровень мощности можно измерить с абсолютной погрешностью Δf . Тогда абсолютную погрешность измерения величины рассогласования можно найти по формуле

$$\Delta x = \sqrt{\frac{dx^2}{df_1} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_2} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_3} \Delta f^2}, \quad (5)$$

$$\frac{dx}{df_1} = \frac{\ln(10)}{10} f_1 \left[\frac{2(x_2 - x_3)A}{B^2} - \frac{(x_2 - x_3)^2}{B} \right], \quad (6)$$

$$\frac{dx}{df_2} = \frac{\ln(10)}{10} f_2 \left[\frac{2(x_3 - x_1)A}{B^2} + \frac{(x_2 - x_3)^2 - (x_1 - x_2)^2}{B} \right], \quad (7)$$

$$\frac{dx}{df_3} = \frac{\ln(10)}{10} f_3 \left[\frac{2(x_1 - x_2)A}{B^2} + \frac{(x_1 - x_2)^2}{B} \right], \quad (8)$$

$$A = (x_2 - x_1)^2(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2(f_2 - f_1), \quad (9)$$

$$B = 2[(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)]. \quad (10)$$

В формулах (6)–(8) множитель $\frac{\ln(10)}{10} f_i$ появляется с учётом того, что $f_i = 10^{f_i'/10}$, где f_i' – измеренное значение мощности в дБм.

Для измерения рассогласования амплитуды определим $x_2 = 0$, $x_3 = -x_1 = \Delta k$ и проанализируем влияние выбора Δk на точность измерения при абсолютной погрешности $\Delta f = 0,1$ дБ (рис. 2), а также влияние абсолютной погрешности Δf на точность измерения при выборе $\Delta k = 1,5$ дБ (рис. 3).

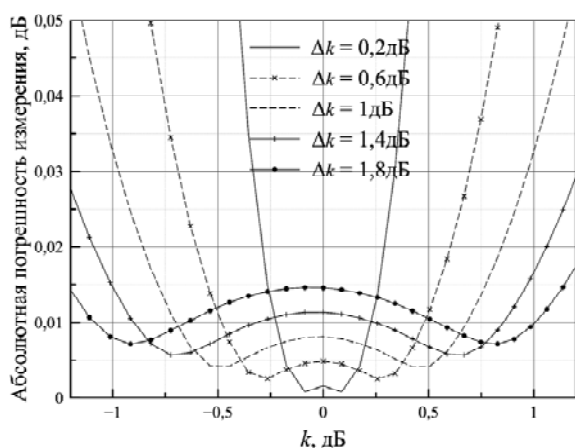


Рис. 2. Зависимость абсолютной погрешности измерения от величины рассогласования амплитуды (k) и выбора Δk

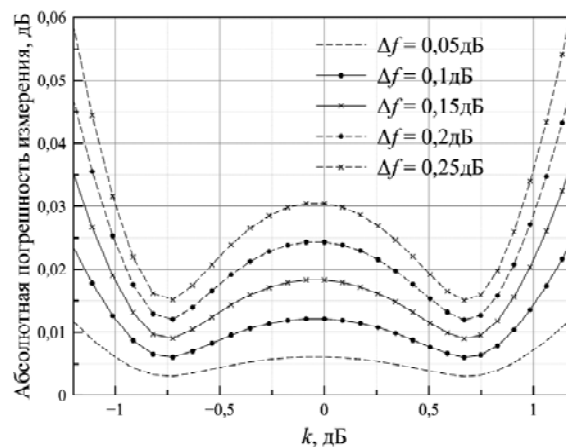


Рис. 3. Зависимость абсолютной погрешности измерения от величины рассогласования амплитуды (k) и абсолютной погрешности Δf

На основе анализа зависимости (см. рис. 2) можно сделать вывод: чем больше величина рассогласования амплитуды, тем больше должен быть шаг Δk для достижения той же точности измерения. Отметим, что увеличение Δk приводит к уменьшению точности измерения рассогласования ам-

плитуды. Например, при величине рассогласования амплитуды ± 1 дБ необходимость обеспечить ошибку измерения рассогласования амплитуды менее 0,0125 дБ, что потребует два измерения с различными Δk . В большинстве серийно выпускаемых устройств допускается ошибка порядка 0,05 дБ. Даже при высокой абсолютной погрешности такая точность может быть обеспечена одним измерением (см. рис. 3).

Так как на уровень нежелательной боковой составляющей помимо рассогласования амплитуды оказывает влияние и рассогласование фазы, то необходимо учитывать её влияние на результаты измерений. Например, при малой величине рассогласования амплитуды (менее $\pm 0,1$ дБ) и высокой величине рассогласования фазы (более $\pm 1^\circ$) ошибка измерения амплитуды значительно увеличивается. Выводы и общие зависимости, приведенные на рис. 2 и 3, будут выполняться как для рассогласования амплитуды, так и для измерения величины рассогласования фазы и постоянного дифференциального смещения. Поэтому необходимо чередовать измерения величины рассогласования амплитуды и фазы с применением результатов перед каждым следующим измерением для обеспечения высокой точности.

Результаты экспериментальных исследований. Для проверки предлагаемого метода проведена калибровка платы с квадратурным модулятором фирмы Texas Instruments TRF370417. В качестве генератора модулирующих сигналов использовался универсальный генератор модулирующих сигналов (УГМС), схема которого описана в статье [1]. Для измерения мощности нежелательной боковой составляющей использовался анализатор спектра фирмы Agilent Technologies, погрешность которого (Δf) во время измерения принималась равной 0,1 дБ. Учитывая абсолютные погрешности используемого анализатора спектра и ожидаемой величины рассогласования амплитуды и фазы, был выбран следующий алгоритм калибровки:

1. Определение величины рассогласования амплитуды с $\Delta k = 1$ дБ (три измерения).
2. Определение величины рассогласования фазы с $\Delta \varphi = 5$ град (три измерения).
3. Определение величины рассогласования амплитуды с $\Delta k = 0,05$ дБ (три измерения).
4. Определение величины рассогласования фазы с $\Delta \varphi = 0,3$ град (три измерения).

Такая же процедура применялась для измерения постоянного смещения. На рис. 4 приведён спектр ОБП сигнала до и после коррекции. Очевидно, что уровень просачивания несущей на частоте 1,9 ГГц заметно уменьшился, как и уровень подавления нежелательной боковой составляющей на частоте 1,901 МГц. Используя приведённый алгоритм, выполним коррекцию в диапазоне от 300 МГц до 4 ГГц (рис. 5).

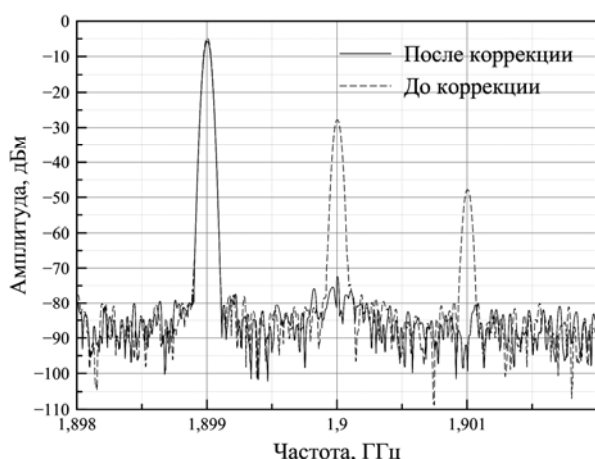


Рис. 4. Спектр ОБП сигнала на частоте 1,9 ГГц

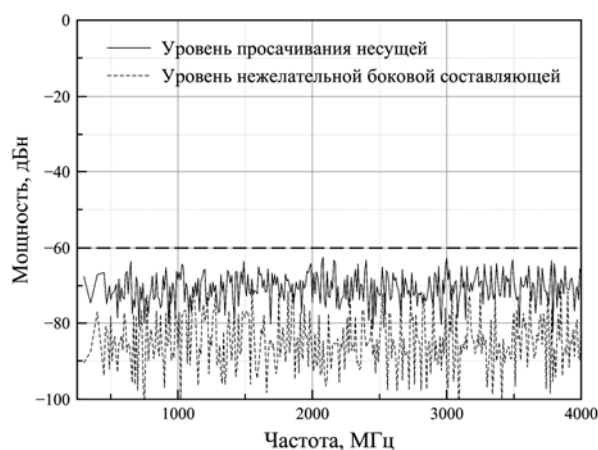


Рис. 5. Уровень просачивания несущей и нежелательной боковой составляющей

Величина EVM, вызванная линейными искажениями в КМ, составляет менее -60 дБ, или 0,1%, и обеспечивается во всем диапазоне измеренных частот. Найденные значения рассогласования амплитуды и фазы с рассчитанными возможными максимальными отклонениями приведены на рис. 6 и 7, соответственно.

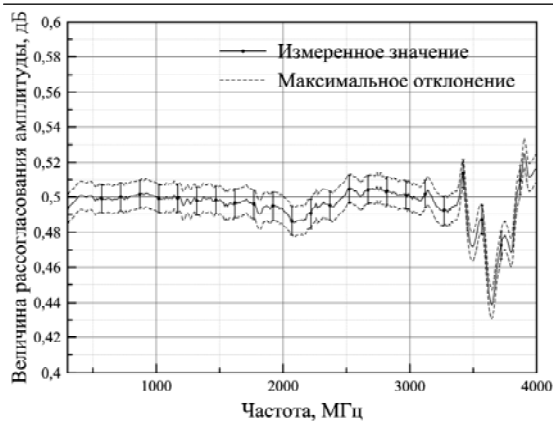


Рис. 6. Величина рассогласования амплитуды



Рис. 7. Величина рассогласования фазы

Заключение. Метод калибровки разрабатывался для компенсации рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения в генераторах прецизионного класса производства ЗАО «НПФ Микран», но может быть использован для любого передающего устройства, построенного по принципу непосредственной модуляции на ВЧ с использованием комплексных сигналов. Отличительные особенности метода: высокая скорость калибровки за счет минимизации необходимого числа измерений, высокая точность определения величин рассогласования. Для измерения рассогласования амплитуды и фазы на одной частоте достаточно двенадцати измерений с использованием скалярного анализатора спектра, при этом величина EVM составляет менее 0,1%; ещё двенадцать измерений потребуется для коррекции постоянного смещения. В статье показана калибровка для фиксированной частоты модулирующего сигнала, но не исключается возможность измерения АЧХ и ФЧХ, а также временной задержки между каналами. Для этого достаточно измерить рассогласование амплитуды и фазы на двух и более модулирующих частотах. Таким образом, предложенный метод может использоваться для комплексного анализа и калибровки передающих устройств, в составе которых используется квадратурный модулятор.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Абраменко А.Ю. Структура универсального генератора сигналов / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 5–9.
2. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках // Беспроводные технологии. – 2011. – № 1. – С. 58–62.
3. Волков К.В. Алгоритм тестирования цифрового радиочастотного оборудования / К.В. Волков, С.В. Мелихов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 85–88.
4. Application Note AN-1039. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/importedfiles/application_notes/AN-1039.pdf, свободный (дата обращения: 1.08.2014).
5. Faulkner M. Automatic adjustment of quadrature modulators / M. Faulkner, T. Mattson, W. Yates // Electronics Letters. – 1991. – Vol. 27. – P. 214–216.
6. Patent 8224269 B2 US. Vector modulator calibration system / R.L. Jungerman, G. Hoperaft, Z. Azary; assignee Agilent Technologies, Inc. – 11/587876; filed 16.10.2006; date of patent 17.07.2012.

Абраменко Александр Юрьевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа, мл. науч. сотрудник НИИ СЭС ТУСУРа

Тел.: 8-960-979-13-42

Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-18

Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Abramenko A.Yu., Goshin G.G.

Method of IQ imbalance compensation for RF transceivers

The paper describes a technique for measuring gain and phase imbalance, DC offset in RF quadrature modulators. The method uses a signal source analyzer for correction carrier leakage and power of undesired sideband. The experimental data is obtained, measurement speed and accuracy are analyzed.

Keywords: quadrature modulator, calibration, gain imbalance, phase imbalance, EVM.
