

УДК 621.396.7

АНАЛИЗ МЕТОДОВ КОМПЕНСАЦИИ НЕИДЕАЛЬНОЙ РАБОТЫ КВАДРАТУРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ РАДИОПРИЕМНИКОВ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.В. Пестряков, декан РИТ МТУСИ, д.т.н.

Е.Р. Хасьянова, младший научный сотрудник МТУСИ; ehasyanova@gmail.com

Ключевые слова: квадратурные преобразователи частоты, помехоподавление, слепое разделение источников, дрейф постоянной составляющей.

Введение. До недавнего времени в подавляющем большинстве радиоприемников применялись супергетеродинные схемы с одним или несколькими преобразованиями частот (рис. 1). К достоинствам такого схемотехнического решения можно отнести защиту от смещения постоянной составляющей (DC offset) и утечки сигнала гетеродина (LO leakage), характерные для простейших схем приема с прямым преобразованием частот, а также надежную защиту от помех зеркального канала с применением дополнительного фильтра подавления зеркальной помехи (Image Reject Filter).

Однако при использовании супергетеродинной архитектуры первая промежуточная частота (ПЧ) в некоторых случаях выбирается более 100 МГц. При относительно узкой полосе пропускания селективность и линейная фильтрация невыполнимы по технологии «системы на кристалле» (on-chip). Непригодность для реализации в схемах с высоким уровнем интеграции обусловлена и большим количеством паразитных дискретных компонент в спектре сигнала и высоким уровнем потребления мощности.

В последние годы популярным стало применение приемников с низкой промежуточной частотой (Low-IF) и самой распространенной схемы приемника прямого преобразования (Direct Conversion Receiver) с квадратурным понижающим преобразованием (рис. 2). Последнюю архитектуру в зарубежной литературе часто называют схемой с «нулевой ПЧ» (Zero-IF).

Теоретически, с применением квадратурных демодуляторов возможно не только достаточное подавление помехи зеркального канала, но и исключение использования громоздких и дорогих аналоговых фильтров. Однако на практике квадратурные понижающие преобразователи способны обеспечить подавление помех лишь на 30–40 дБ [1]. Кроме того, вносимый ими разбаланс, согласно спецификации современной элементной базы ведущих мировых произ-

водителей, составляет 1–2 % и 1–2° (по амплитуде и фазе, соответственно). Таким образом, даже при современной технологии производства интегральных схем не все погрешности преобразования удается свести к приемлемому уровню. Это особенно заметно при использовании видов модуляции, применяемых для передачи высокоскоростных потоков информации. С учетом тенденции уменьшения массогабаритных размеров и применения более дешевой электроники, наиболее приемлемым способом устранения погрешностей квадратурного приема является цифровая обработка сигналов (ЦОС).

Общая модель I/Q-разбаланса. Любое радиоприемное устройство должно обеспечивать перенос частоты из радиочастотного диапазона в основную полосу частот обработки сигнала (baseband). Влияние разбаланса I/Q составляющих и тип сигнала помехи зеркального канала принципиально различаются для приемников с низкой ПЧ и приемников прямого преобразования по следующим причинам.

1. В архитектуре приемника прямого преобразования «самосмешение» (self-mixing) составляющих f_c и $-f_c$ соответствует линейному преобразованию созвездия принимаемого сигнала. Компенсация разбаланса здесь обязательна для высоких порядков модуляции (например, 16/64-КАМ) [2]. Но при учете утечки сигнала гетеродина и дрейфа постоянной составляющей применение соответствующих компенсационных алгоритмов необходимо при любом законе модуляции.

2. В схеме радиоприемника с низкой ПЧ зеркальная интерференция появляется на частоте $2f_{ПЧ}$. В данном случае помеха может иметь уровень значительно выше полезного сигнала: на 20–40 дБ – при узкополосном понижающем преобразовании и на 50 – 100 дБ – при широкополосном. Очевидно, что компенсация разбаланса необходима.

Для понимания рассматриваемых методов компенсации I/Q-разбаланса введем упрощенную математическую модель разбаланса (рис. 3).

Сигнал положительной частоты в общем виде:

$$z(t) = e^{j2\pi f_0 t} = \cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t). \tag{1}$$

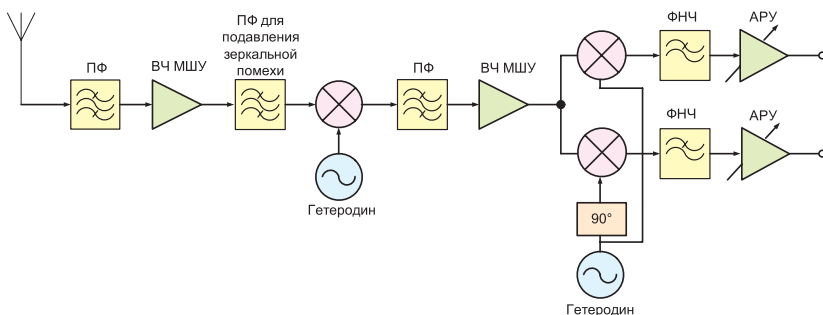


Рис. 1. Принципиальная схема супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты

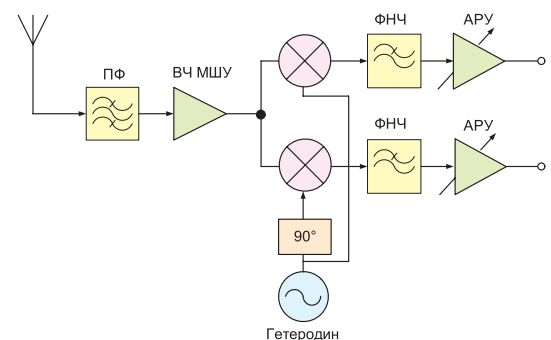


Рис. 2. Принципиальная схема приемника с нулевой промежуточной частотой

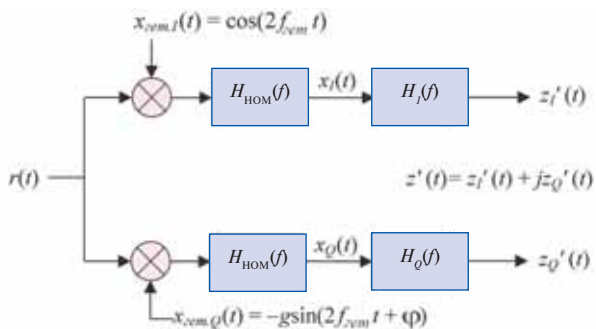


Рис. 3. Схема принципа формирования сигнала разбаланса

После некоторых преобразований, учитывая разложение сигнала на квадратуры, амплитудный и фазовый разбаланс множителями g и φ , получим выражение принимаемого сигнала для рис. 3:

$$x_{\text{пр}}(t) = \cos(2\pi f_{\text{пр}}t) - j \sin(2\pi f_{\text{пр}}t + \varphi) = K_1 e^{-j2\pi f_{\text{пр}}t} + K_2 e^{-j2\pi f_{\text{пр}}t} \tag{2}$$

где

$$K_1 = \left(\frac{1 + g e^{j\varphi}}{2} \right) \text{ и } K_2 = \left(\frac{1 + g e^{-j\varphi}}{2} \right); \tag{3}$$

$$IRR_{\text{дб}} = 20 \log \left(\frac{|K_1|}{|K_2|} \right). \tag{4}$$

Соотношения между подавлением сигнала помехи и уровнем разбаланса нелинейны: для достижения подавления 50 дБ, амплитудный и фазовый разбаланс должны быть равны 0,05 дБ и 0,02° соответственно [3].

В матричном виде выражение после квадратурного понижающего разбаланса с учетом I/Q-разбаланса можно записать в виде:

$$\begin{bmatrix} Z_I'(t) \\ Z_Q'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \tan(\varphi) & (g \cos(\varphi))^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_I(t) \\ Z_Q(t) \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Зная уровень подавления зеркальной составляющей (т.е. уровень разбаланса квадратурных составляющих аналогового входного каскада), можно определить необходимость применения того или иного метода.

Классификация методов компенсации неидеальной работы аналогового входного каскада (analog front-end). Сегодня для решения задачи компенсации разбаланса квадратурных составляющих принимаемого сигнала, сдвига несущей частоты, дрейфа постоянной составляющей существует много методов. На выбор или составление того или иного метода оказывают влияние следующие критерии: архитектура приемника, вид модуляции, амплитудный и фазовый разбаланс I/Q составляющих.

На рис. 4 приведена иерархия этих методов. Однако методы [4, 5 и др.] не показаны, поскольку они не совместимы с работой в реальном времени и с применением таких методов ЦОС. Компенсация амплитудного и фазового разбаланса, зависящего от частоты и времени одновременно, не представляется возможной. Тем не менее не стоит забывать, что в наиболее современных методах зачастую также используются идеи, опубликованные в [2, 5, 8 и др.].

Сравнительный анализ методов компенсации погрешностей квадратурных демодуляторов. Методы «слепого» разделения источников (Blind Source Separation) [2, 6, 7 и др.]. Методы называются «слепыми», поскольку коэффициенты сепаративной матрицы $\mathbf{W}(n)$ априорно неизвестны. Единственной информацией будет предположение о взаимной независимости $\mathbf{s}(n)$ и \mathbf{A} , где \mathbf{A} – матрица, определяющая значение коэффициентов смещения размерностью $m \times 1$ (рис. 5). На выходе получаем значение сигнала ошибки $y(n)$.

В общем виде для MIMO модели:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}\mathbf{s}(n). \tag{6}$$

В матричной форме сигнал аналогичен формуле (5). Следует отметить, что вследствие разбаланса появляется зависимость между I и Q составляющими. Но для успешного применения этого алгоритма нужна статистическая независимость сигналов, для чего и вводится сепаративная матрица. Далее компенсация разбаланса осуществляется одним из адаптивных алгоритмов, например равновариантным адаптивным разделением по независимости (EASI):

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{W}(n)\mathbf{x}(n) = \mathbf{W}(n)\mathbf{A}\mathbf{s}(n) = \mathbf{C}(n)\mathbf{s}(n), \tag{7}$$

где $\mathbf{W}(n)$ – сепаративная матрица, подбираемая по алгоритму EASI. Возможно также применение градиентного подхода [6]. Еще одним методом из этой группы является так называемый

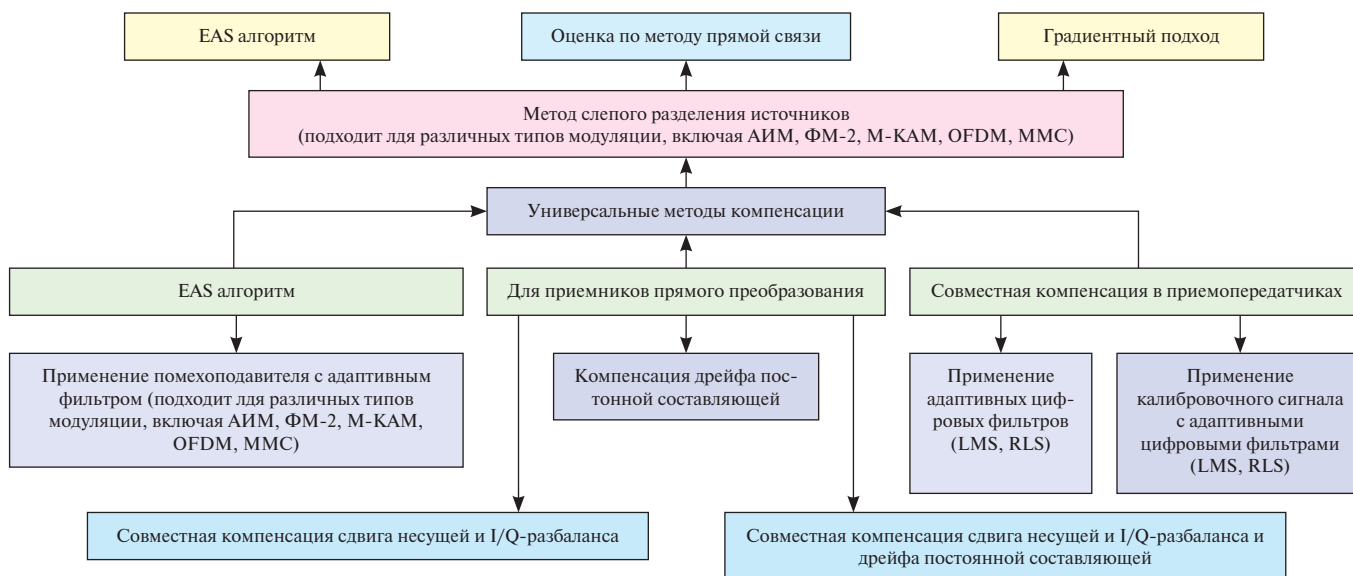


Рис. 4. Обобщенная классификация методов компенсации неидеальной работы аналогового входного каскада

ваемый адаптивный метод компенсации (рис. 6) с прямой связью (Adaptive feed-forward blind compensation) [7]. Модель разбаланса в этом методе соответствует формулам (2) и (5).

В (5) присутствует разбаланс, который необходимо оценить перед компенсацией. Оценка проводится путем вычисления оценочных коэффициентов [7]. Алгоритм имеет относительно невысокую вычислительную сложность. Степень подавления сигнала помехи после компенсации достигает 50 дБ, необходимости в высоком уровне потребления мощности нет.

Рассмотренная группа универсальных алгоритмов обеспечивает достаточно хорошую точность. Вычисления проводятся в матричной форме. Платой за универсальность и точность данных алгоритмов компенсации станет необходимость хранения довольно большого количества информации в ПЗУ. Исключением является метод компенсации с прямой связью, но его показатели несколько хуже, чем у алгоритма EASI и градиентного подхода.

Методы на основе помехоподавления (Interference Canceller) [2, 8 и др.]. Как и в предыдущем методе, нужно получить дискретизированные сигналы I и Q ветвей по аналогии с теми же сигналами временной области (2). Пусть $s(n)$ и $i(n)$ – полезный сигнал и сигнал зеркальной помехи, соответственно. Тогда $d(n)$ можно получить при переносе комплексного сигнала $s_{ПЧ}$ в “бэйсбенд” (рис. 7):

$$d(n) = K_1 s(n) + K_2 i^*(n); \tag{8a}$$

$$v(n) = K_2^* s(n) + K_1^* i^*(n). \tag{8б}$$

Общая идея метода с применением помехоподавителя (рис. 7, б) заключается в вычитании оцененного сигнала помехи из наблюдения $d(n)$.

Для оценки помехи, содержащейся в (8а), используется адаптивный фильтр $w_k(n)$, на вход которого подается опорный сигнал $v_{REF}(n)$. Здесь могут применяться различные алгоритмы адаптации фильтров: метод наименьших квадратов (LMS) или рекурсивный алгоритм наименьших квадратов (RLS). Зная величину $y(n)$, можно удалить последствия I/Q-разбаланса. Вычисляют $y(n) = (n)$ по формуле [9]:

$$\hat{S}(n) = d(n) - \sum_{k=0}^{N_{IC}} w_k(n) v(n-k). \tag{9}$$

Достоинство метода – адаптивность и нечувствительность к аддитивному шуму и ошибкам символьной синхронизации. Но количество коэффициентов фильтра, необходимое для правильных вычислений, может быть от 60 до 100 [8], следовательно, возможно увеличение времени сходимости и вычислительной сложности. Кроме того, требуется установка решающего устройства, поскольку алгоритм применим, только если помеха значительно превосходит полезный сигнал.

Адаптивные методы компенсации I/Q-разбаланса, динамического смещения постоянной составляющей и сдвига несущей для приемников прямого преобразования. В [10] предлагается алгоритм оценки и компенсации I/Q-разбаланса для OFDM-системы при наличии динамического смещения постоянной составляющей и частотного сдвига. Идея метода состоит в использовании пилот-сигнала для оценки разбаланса (рис. 8).

В первую очередь проводится «грубая оценка» частотно-го сдвига при наличии динамического сдвига DC-offset и I/Q-разбаланса на основании STSP (преамбула с короткой обучающей последовательностью). Уже после этого в LTSP (преамбула с длинной обучающей последовательностью)

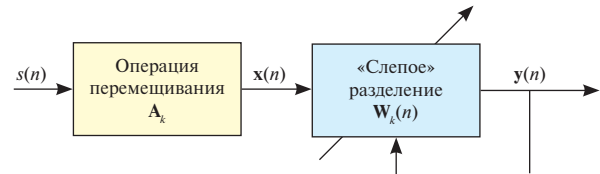


Рис. 5. Структура метода «слепого» разделения источников

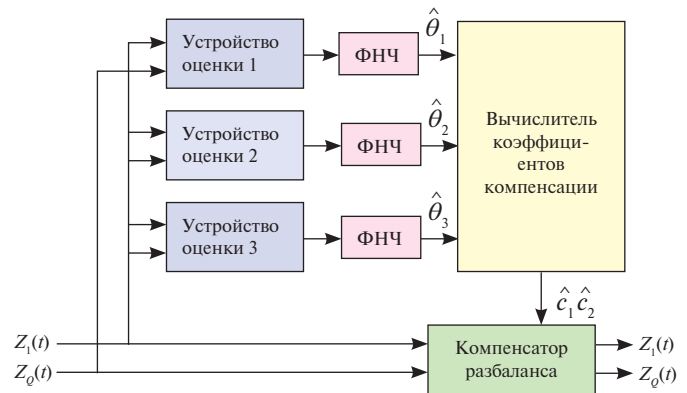


Рис. 6. Структурная схема компенсатора I/Q-разбаланса: $c_1 = g \sin(\varphi)$, $c_2 = g \cos(\varphi)$

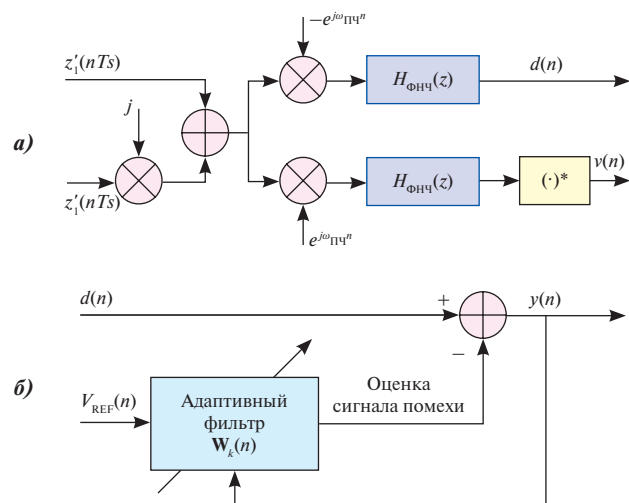


Рис. 7. Схема получения двух наблюдений комплексного сигнала в цифровой форме (а); схема оценки сигнала помехи с помощью адаптивного фильтра (б)

проводятся оценки частотного сдвига для каждой поднесущей. Далее для устранения DC-offset применяется дифференциальный цифровой фильтр, эффективность применения которого доказана [11]. Также в приемную структуру добавляется ФВЧ для устранения статического смещения постоянной составляющей без последствий для принимаемого сигнала.

Достоинствами этого метода в дополнении к учету частотного сдвига и смещения постоянной составляющей будут довольно низкое потребление мощности и меньшая вычислительная сложность, по сравнению с BSS. Кроме того, учет при оценке разбаланса квадратурных составляющих динамического смещения постоянной составляющей уменьшает нормированное значение среднеквадратической ошибки при фазовом разбалансе в 3° на величину до 4-х порядков (10^{-1} вместо 10^{-3}). Выявлено при сравнении результатов [10] и [12].

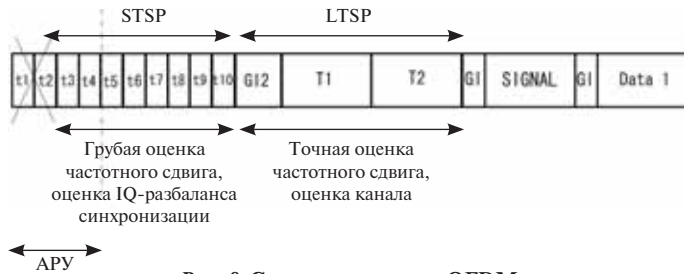


Рис. 8. Структура посылки OFDM

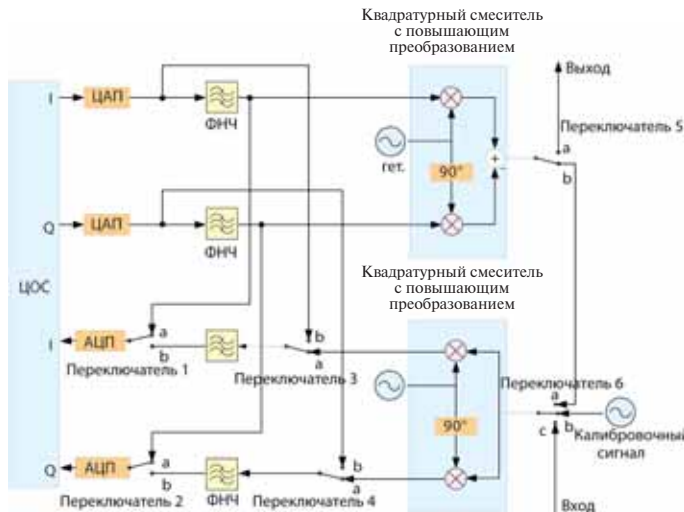


Рис. 9. Структурная схема программно-управляемого приемопередатчика

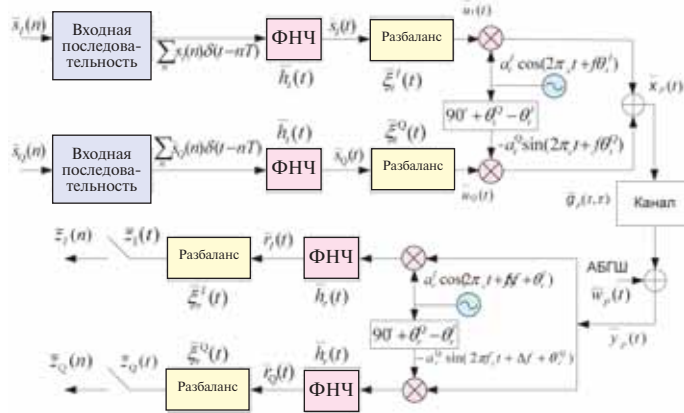


Рис. 10. Упрощенная структурная схема модели приемопередатчика

Совместная компенсация I/Q-разбаланса в приемопередатчиках систем OFDM. В связи с повышением уровня производства интегрированных приемопередатчиков и тенденцией перехода к программно-управляемым радиоустройствам (Soft Define Radio – SDR), возрос интерес к компенсации I/Q-разбаланса на передающей и приемной стороне для систем с OFDM.

1. Применение калибровочного сигнала и цифровых фильтров. В [13] представлен приемопередатчик, управляемый ЦОС (рис. 9). В этой схеме сначала компенсируется частотно-зависимый разбаланс (с применением цифровых фильтров, АЧХ которых одинаковы во всей полосе пропускания), а затем частотно-независимый разбаланс (оценивается с помощью калибровочного сигнала). Причем на первом этапе проводится оценка в демодуляторе, на втором – в модуляторе с применением скорректированного сигнала демодулятора, и в послед-

ную очередь – дрейф постоянной составляющей.

Для практической проверки результатов использовались: генератор/векторный модулятор Rohde & Schwarz (R&S) SMIQ4, $f_{\text{ген}}=225,0016$ МГц; понижающий квадратурный преобразователь RF2713 от RFMD, $f_{\text{ген}}=225$ МГц; калибровочный сигнал генерируется на частоте со сдвигом в 10 кГц от центральной. Разрешение АЦП/ЦАП – 14/12 бит.

По результатам эксперимента для канала в 20 кГц такой метод компенсации улучшает ослабление сигнала помехи зеркального канала на 31,4 дБ – для модулятора и на 41,3 дБ – для демодулятора. Компенсация постоянной составляющей улучшает на 50,5 дБ – для модулятора и на 61,8 дБ – для демодулятора. Этот метод оценки и компенсации может применяться при включении устройства для определения и самокалибровки системы. При использовании такой структуры для оценки разбаланса может использоваться алгоритм, предложенный в [14].

2. Применение цифровых фильтров. В [15] предложен алгоритм одновременной оценки и компенсации интерференции между поднесущими с учетом подвижности устройства и их неортогональности (I/Q-разбаланса), что полезно для применения в 3GPP LTE, DVB-H и т.п. Это связано с тем, что I/Q-разбаланс или доплеровский сдвиг вследствие высокой подвижности устройства могут стать причиной интерференции между поднесущими. В работах [16 и др.] эти недостатки учитывались по отдельности.

Упрощенная структурная схема модели приемопередатчика с обозначениями основных этапов передачи и приема представлена на рис. 10, где $\xi_r^I, \xi_r^Q, \xi_t^I, \xi_t^Q$ – фильтры, представляющие разбаланс на передающей и приемной сторонах, соответственно; $a_r^I, a_r^Q, \theta_r^I, \theta_r^Q; a_t^I, a_t^Q, \theta_t^I, \theta_t^Q$ – амплитудный и фазовый разбаланс I и Q ветвей смесителей на передающей и приемной сторонах, соответственно; $x_p(t)$ – комплексный сигнал после смесителя на передающей стороне с учетом разбаланса, аналогично формуле (10); $g_p(t)$ – импульсная характеристика канала; $w_p(t)$ – АБГШ; $\bar{y}_p(t)$ – РЧ сигнал на входе приемника (аналогичен $r(t)$ предыдущих методов).

Подробные матричные вычисления не приводятся ввиду их громоздкости. Вычислительная сложность алгоритма в зависимости от количества коэффициентов фильтра имеет порядок от 10^6 до 10^9 flops. При моделировании для WiMAX отношение сигнал/шум снизилось всего на 2–4 дБ по сравнению с идеальной моделью канала.

Заключение. В статье классифицированы и рассмотрены основные типы существующих методов компенсации неидеальной работы аналогового входного каскада. Наиболее эффективны универсальные методы. Однако платой за универсальность служит большая вычислительная сложность и увеличение времени сходимости алгоритмов. Заметна тенденция перехода к совместной компенсации I/Q-разбаланса и сдвига постоянной составляющей сигнала в приемопередатчиках (Soft-Define Radio).

Стоит отметить, что представленные методы в основном оцениваются в канале с АБГШ, что часто не эффективно для беспроводных коммуникационных систем. Для более строгой оценки эффективности работы предложенных методов необходимо сравнительное моделирование в каналах, приближенных к реальным. Но это уже тема будущей работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Razavi B. Design considerations for direct-conversion receivers // IEEE Trans. on Circuits and Syst. II. – 1997. – Vol. 44, №6. – P. 428–435.

2. **Valkama M.** Adaptive DSP Techniques for I/Q Imbalance Compensation in Communication Receivers // Tutorial files. – P. 8–11. URL: <http://www.see.ed.ac.uk/~s0571365/Files/Articles/ISCAS06/docs/Tutorials/M06.pdf>.
3. **Fredlund B.** Techniques for Low-Cost Spectrum Analysis on Quadrature Demodulation Architectures / Thesis for the Degree of Master of Science. – May 2010.
4. **Glas J. P.F.** Digital I/Q imbalance compensation in a Low-IF receiver // Proc. IEEE Global Telecommunication Conference, Sydney, Australia. – 1998. – P.1461–1466.
5. **Yu L., Snelgrove W.M.** A novel adaptive mismatch cancellation system for quadrature IF radio receivers // IEEE Trans. Circuits Syst. II. – 1999. – Vol. 46, №6. – P. 789–801.
6. **Amari S., Douglas S. C., Cichocki A., Yang H.H.** Multichannel Blind Deconvolution and Equalization using the Natural Gradient // 1st IEEE Proceeding on Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Paris. – 1997. – P. 101–104.
7. **Moseley N.A.** A Low-complexity Feed-forward I/Q Imbalance Compensation Algorithm // 17th Annual Workshop on Circuits. – 2006. – P.158–164.
8. **Koivunen Y., Valkama M. Renfors M.** Advanced Methods for I/Q Imbalance compensation in communication receivers // IEEE Trans. on Signal Processing. – 2001. – Vol. 49, №10. – P. 2335–2344.
9. **Valkama M.** Advanced I/Q Signal Processing for Wideband Receivers: Models and Algorithms // Thesis for the Degree of Doctor of Technology. – TTKK – PAINO. – 2001.
10. **Inamori M.** IQ Imbalance Compensation Scheme in the Presence of Frequency Offset and Dynamic DC Offset for a Direct Conversion Receiver // IEEE VTC. – 2009. – P. 1–5.
11. **Inamori M., Bostamam A. M., Sanada Y., Minami H.** Frequency Offset Estimation Scheme in the Presence of Time-varying DC Offset for OFDM Direct Conversion Receivers // IEICE Trans. on Commun. – 2007. – Vol. E90-B, №10. – P.2884–2890.
12. **Tubbax J. et al.** Joint Compensation of I/Q Imbalance and Frequency Offset in OFDM Systems // Proc. of GLOBECOM'03. – 2003. – Vol.3. – P.2365–2369.
13. **Witt J.J., Rooyen G.-V.** A self-Calibrating Quadrature Mixing Front-End for SDR // IEEE Radio and Wireless Symposium. – Jan. 2008. – P.117–120.
14. **Händel P., Zetterberg P.** Measuring Demodulator Imbalance in Radio Frequency Receivers by Tone Test // XIX IMEKO World Congress Fund. and Applied Metrology. – Lisbon 2009. – P. 586–589.
15. **Narasimhan B.** Digital Compensation of Frequency-Dependent Joint Tx/Rx I/Q Imbalance in OFDM Systems under High Mobility // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2009. – Vol.3. – P.405–417.
16. **Simoens S. et al.** New I/Q Imbalance modeling and compensation in OFDM systems with frequency offset // IEEE PIMRC. – 2002. – Vol. 2. – P.561–566.

Получено 09.01.13