

А.Г. Воронцов, А.А Абраменко
 Донецкий национальный технический университет, г. Донецк
 Кафедра автоматики и телекоммуникаций
 E-mail: alexelaus@gmail.com

ОЦЕНКА I/Q-ДИСБАЛАНСА В РАДИОТРАКТЕ SDR-ПРИЕМНИКА

Аннотация

А.Г. Воронцов, А.А Абраменко *Оценка I/Q-дисбаланса в радиотракте SDR-приемника. Усовершенствован метод оценки I/Q-дисбаланса. Получены соотношения для оценивания дисбаланса по параметрам I/Q составляющих. Проведено имитационное моделирование и оценена погрешность метода, зависящая от ширины полосы пропускания фильтров аналоговой части SDR.*

Ключевые слова: SDR-приемник, I/Q-дисбаланс, зеркальный канал, имитационное моделирование, квадратурный гетеродин

В настоящее время все большую популярность стали завоевывать беспроводные телекоммуникационные системы, вычислительным ядром которых является SDR (Software Defined Radio)

SDR представляет собой программный вычислительный комплекс, который позволяет осуществлять программируемую обработку сигналов в реальном времени, включая модуляцию, демодуляцию, кодирование, декодирование и другие операции, что значительно упрощает реализацию, внедрение и сопровождение новых стандартов связи для телекоммуникаций, использующих радиоканал. Необходимым элементом в цепи последовательных преобразований сигнала SDR приемника является аналого-цифровое преобразование (АЦП), обеспечивающее стыковку непрерывного радиоканала и технических средств программной обработки, реализуемых, как правило, на микропроцессорах. АЦП предшествует переносу спектра принимаемого сигнала в область низких частот с формированием I/Q составляющих аналитического сигнала, что позволяет снизить требования к производительности собственно АЦП и средств последующей цифровой обработки (см. рис.1).

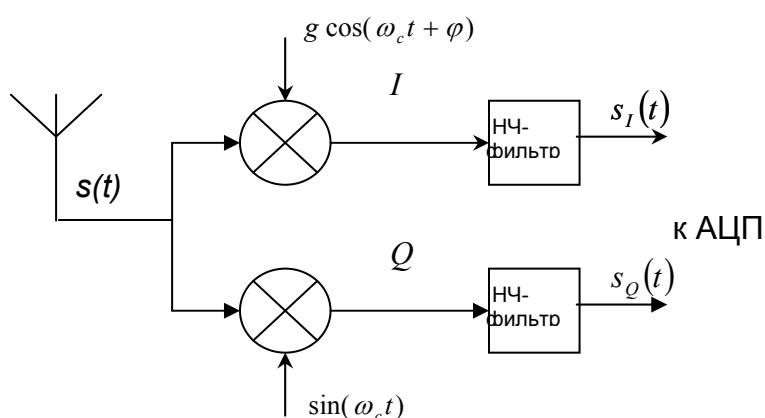


Рис.1. – Модель формирования I/Q – составляющих в SDR приемнике

Такой перенос осуществляется балансным смесителем с применением квадратурного гетеродина и фильтров низких частот в I и Q каналах. Сформированные таким образом I/Q составляющие поступают на входы синхронно работающих АЦП и далее на обра-

ботку программными средствами. При равенстве частот сигнала гетеродина и несущего колебания принимаемого сигнала, спектр последнего переносится в область нулевых частот. При наличии дисбаланса между I/Q составляющими по амплитуде ($g \neq 1$) и (или) по фазе ($\varphi \neq 0$) возникает зеркальный канал, попадающий в полосу приема основного сигнала. Это приводит к тому, что наблюдается взаимное проникновение сигналов верхней и нижней боковых полос приема. В такой ситуации одна из боковых полос является помехой по отношению к другой, относительно которой ведется прием, а это в свою очередь приводит к уменьшению соотношения сигнал/шум и увеличению коэффициента битовых ошибок BER.

К настоящему времени предложено несколько методов борьбы с этим негативным явлением. Среди них – статическая балансировка на одной частоте, на нескольких опорных частотах в пределах диапазона принимаемых частот, динамическая балансировка для частот принимаемого диапазона, в предположении, что небаланс для них одинаков [1,2,4]. Однако, во многих случаях эти методы не обеспечивают желаемого результата ввиду сложности их реализации, невозможности оценить фактический дисбаланс, подлежащий компенсации или недостаточной степени подавления дисбаланса. Перечисленное определяет актуальность данного исследования и его цель.

Целью данной работы является повышения качества приема сообщений SDR приемником, за счет использования усовершенствованных методов оценки и последующей компенсации амплитудно-фазовых сдвигов, возникающих в тракте его аналоговой части. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) Построить математическую модель I/Q дисбаланса.
- 2) Обосновать и разработать метод оценки I/Q дисбаланса.
- 3) Выполнить анализ погрешности оценивания амплитудно-фазового дисбаланса.

Решение задач и результаты исследований.

Рассмотрим сигнал на входе квадратурного смесителя как полигармонический, состоящий из бесконечного числа гармонических компонент со случайными начальными фазами и амплитудами. Частоту i -й компоненты, размещенной на оси частот выше частоты гетеродина ω_c обозначим ω_i , а ее амплитуду и фазу соответственно a_i и φ_i . Частоту соответствующей компоненты, размещенной на оси частот ниже частоты гетеродина ω_c и зеркально симметрично ω_i по отношению к ω_c , обозначим ω_{-i} , а ее амплитуду и начальную фазу соответственно b_i и φ_{-i} .

С учетом принятых обозначений сигнал $s(t)$ на входе квадратурного смесителя может быть представлен следующим образом:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) + \sum_{i=1}^{\infty} b_i \sin(\omega_{-i} t + \varphi_{-i}). \quad (1)$$

Этот сигнал $s(t)$ поступает в ветки квадратурного смесителя, куда со стороны квадратурного гетеродина приходят сигналы с частотой ω_c , сдвинутые по фазе на 90 градусов, причем сигналы квадратурного гетеродина имеют некоторый дисбаланс амплитуд g и дисбаланс фаз φ . Данная математическая модель представлена на рис.1 и подразумевает, что все амплитудные и фазовые сдвиги, которые возникают далее в тракте аналоговой части приемника учтены в параметрах g и φ .

В результате перемножения и последующей низкочастотной фильтрации на выходах квадратурного смесителя выделяются I/Q составляющие, содержащие компоненты только разностных частот $\omega_{нчi} = \omega_i - \omega_c$:

$$s_I(t) = \frac{g}{2} \sum_{i=1}^n [a_i \sin(\omega_{нчi} t + \varphi_i - \varphi) - b_i \sin(\omega_{нчi} t - \varphi_{-i} + \varphi)], \quad (2)$$

$$s_Q(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n [a_i \cos(\omega_{нчi}t + \varphi_i) + b_i \cos(\omega_{нчi}t - \varphi_{-i})], \quad (3)$$

где n - номер частотной компоненты с наибольшей частотой, определяемой частотой среза фильтра низких частот.

Для дальнейших исследований нам потребуется усредненная по времени величина

$$\begin{aligned} \overline{s_I^2} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s_I^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{g}{2} \right)^2 \left(\sum_{i=1}^n [a_i \sin(\omega_{нчi}t + \varphi_i - \varphi) - b_i \sin(\omega_{нчi}t - \varphi_{-i} + \varphi)] \right)^2 dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \frac{g}{2} \sum_{i=1}^n [a_i \sin(\omega_{нчi}t + \varphi_i - \varphi)] - \frac{g}{2} \sum_{i=1}^n [b_i \sin(\omega_{нчi}t - \varphi_{-i} + \varphi)] \right\} \times \\ &\times \left\{ \frac{g}{2} \sum_{j=1}^n [a_j \sin(\omega_{нчj}t + \varphi_j - \varphi)] - \frac{g}{2} \sum_{j=1}^n [b_j \sin(\omega_{нчj}t - \varphi_{-j} + \varphi)] \right\} dt. \quad (4) \end{aligned}$$

Подынтегральное выражение формулы (4) может быть приведено к сумме слагаемых вида $A \sin \omega_{нчi}t \sin \omega_{нчj}t$ и $B \cos \omega_i t$ - зависящих от частоты и группе слагаемы, которые от частоты не зависят. Усреднение на бесконечном временном интервале гармонических функций и произведения ортогональных функций ($i \neq j$) дает 0. Оставшиеся, не зависящие от частоты слагаемые, дают следующий результат

$$\overline{s_I^2} = \frac{g^2}{8} \left[\sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2) - 2 \sum_{i=1}^n a_i b_i \cos(\varphi_i + \varphi_{-i} - 2\varphi) \right] \quad (5)$$

Аналогичным образом может быть получено выражение для усредненной по времени Q-составляющей

$$\overline{s_Q^2} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2) + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^n a_i b_i \cos(\varphi_i + \varphi_{-i}) \quad (6)$$

Оценим относительную значимость слагаемых объединенных знаками сумм в выражении (5) при значительном числе слагаемых под знаками этих сумм. Для этого выполним предельный переход при $n \rightarrow \infty$ и найдем оценки математических ожиданий этих сумм

$$\begin{aligned} M[\overline{s_I^2}] &= \frac{g^2}{8} \left[\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2) - 2 \cdot \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n a_i b_i \cos(\varphi_i + \varphi_{-i} - 2\varphi) \right] = \\ &= \frac{g^2}{8} \left\{ M_1[a_i^2 + b_i^2] - 2 \cdot M_2[a_i b_i \cos(\varphi_i + \varphi_{-i} - 2\varphi)] \right\}. \quad (7) \end{aligned}$$

Будем считать, что φ_i и φ_{-i} - случайные величины с равномерным распределением в диапазоне $(-\pi, \pi)$. Величина фазового дисбаланса $\varphi \ll \pi$ и существенно на искомую оценку не повлияет.

Так как $a_i^2, b_i^2 > 0$, то при достаточно больших амплитудах сигналов первое слагаемое выражения (7) можно оценить как

$$M_1[a_i^2 + b_i^2] \gg 0$$

Для получения оценки второго слагаемого выражения (7) заменим произведение $a_i b_i$ постоянным, но конечным значением $C \gg a_i b_i$. Композиция равномерных законов распределения случайных величин φ_i и φ_{-i} дает закон распределения Симпсона для случайной величины $\phi = \varphi_i + \varphi_{-i}$, определенной в диапазоне $(-2\pi, 2\pi)$ [3]. С учетом вышеизложенного для второго слагаемого выражения (7) можно записать

$$M_2[a_i b_i \cos(\varphi_i + \varphi_{-i} - 2\varphi)] \leq M[C \cos \phi] \quad (8)$$

С другой стороны, предельный переход при $n \rightarrow \infty$ в выражении (7) позволяет рассматривать величину $\phi = \varphi_i + \varphi_{-i}$ как непрерывную с бесконечно малыми приращениями и нахождение математического ожидания через бесконечную сумму заменить определением его через интеграл по области определения D случайной величины ϕ

$$M[C \cos \phi] = C \int_D f_\phi(\phi) \cos \phi d\phi, \quad (9)$$

где $f_\phi(\phi)$ - плотность распределения вероятности случайной величины ϕ .

Ввиду четности косинуса и $f_\phi(\phi)$ для определения интеграла (9) достаточно описание последней на половине области ее определения

$$f_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi} - \frac{1}{4\pi^2} \phi \quad \text{при } 0 \leq \phi \leq 2\pi.$$

Тогда

$$M[C \cos \phi] = 2C \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{4\pi^2} \phi \right) \cos \phi d\phi = \left[\frac{C}{\pi} \sin \phi \right]_0^{2\pi} - \left[\frac{C}{2\pi^2} (\cos \phi + \phi \sin \phi) \right]_0^{2\pi} = 0 \quad (10)$$

Из выражений (8) и (10) следует, что $M_2[a_i b_i \cos(\varphi_i + \varphi_{-i} - 2\varphi)] \leq 0$, а это позволяет в выражении (5) пренебречь вторым слагаемым в сравнении с первым при достаточно больших n . Таким образом выражение (5) можно переписать в виде

$$\overline{s_I^2} = \frac{g^2}{8} \left[\sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2) \right] \text{ при } n \rightarrow \infty. \quad (11)$$

Доказательства, аналогичные вышеприведенным, можно привести к выражению (6) и обосновать, что

$$\overline{s_Q^2} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2) \text{ при } n \rightarrow \infty. \quad (12)$$

Из отношения выражений (11) и (12) можно легко найти оценку дисбаланса по амплитуде

$$\sqrt{\frac{\frac{g^2}{8} \sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2)}{\frac{1}{8} \sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2)}} = \tilde{g} = \sqrt{\frac{\overline{s_I^2}}{\overline{s_Q^2}}} \text{ при } n \rightarrow \infty. \quad (13)$$

При практическом использовании формулы (13) будет иметь место погрешность $\Delta g = g - \tilde{g}$, вызванная наличием принятых ранее допущений и ограниченности n , также требующая своего оценивания.

Для дальнейших исследований нам также потребуется усредненная по времени величина произведения I/Q составляющих

$$\begin{aligned} \overline{s_I s_Q} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s_I(t) s_Q(t) dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \frac{g}{2} \sum_{i=1}^n [a_i \sin(\omega_{nvi} t + \varphi_i - \varphi)] - \frac{g}{2} \sum_{i=1}^n [b_i \sin(\omega_{nvi} t - \varphi_{-i} + \varphi)] \right\} \times \\ &\quad \times \left\{ \frac{g}{2} \sum_{j=1}^n [a_j \cos(\omega_{nvj} t + \varphi_j)] + \frac{g}{2} \sum_{j=1}^n [b_j \cos(\omega_{nvj} t - \varphi_{-j})] \right\} dt . \end{aligned} \quad (14)$$

Структура выражения (14) практически повторяет структуру выражения (4) и к нему могут быть применены приведенные выше преобразования. В результате по аналогии с (11) получено

$$\overline{s_I s_Q} = -\frac{g \sin \varphi}{8} \sum_{i=1}^n (a_i^2 + b_i^2) \quad \text{при } n \rightarrow \infty \quad (15)$$

Из отношения выражений (15) и (12) следует

$$\sin \varphi = -\frac{\overline{s_I s_Q}}{s_Q^2 g} \quad \text{при } n \rightarrow \infty \quad (16)$$

Тогда заменив дисбаланс амплитуд g ранее вычисленной оценкой \tilde{g} может быть получена оценка дисбаланса фаз

$$\tilde{\varphi} = -\arcsin \left[\frac{\overline{s_I s_Q}}{s_Q^2 \tilde{g}} \right] \quad (17)$$

На практике величина фазового дисбаланса не превышает единиц градусов ($\varphi \ll \pi$), поэтому возможен расчет последнего по упрощенной формуле

$$\tilde{\varphi} = -\frac{\overline{s_I s_Q}}{s_Q^2 \tilde{g}} \quad (18)$$

При практическом использовании формулы (18) будет иметь место погрешность $\Delta \varphi = \varphi - \tilde{\varphi}$, вызванная наличием принятых ранее допущений и ограниченности n , и также требующая своего оценивания.

В качестве примера использования разработанной теории выполнено компьютерное моделирование в среде инженерного исследовательского пакета аналоговой части приемника (см. рис.1), генерирующего составляющие I/Q сигнала и вычислителя, реализующего формулы (13) и (18). В ветвь I внесен дисбаланс, который характеризуется параметрами $g=1.05$, $\varphi=2$ град. В качестве входного сигнала приемника использован Гауссов белый шум. В модели приемника использованы НЧ-фильтры Баттерворта 5-го порядка с частотой среза 100 кГц. На рис. 2 и рис.3 приведены результаты моделирования.

В результате моделирования, получено установившееся значение оценки дисбаланса 1.046, что немногим меньше заданного в модели значения 1.05. Полученное оце-

точное значение дисбаланса фазы составило 1.95 градуса при существующем дисбалансе 2 градуса.

Получены значения погрешности результатов моделирования. Для дисбаланса $g=1.05$ и $\varphi=2$ при частоте среза НЧ-фильтров, равной 100 кГц, в среднем, погрешность оценки фазы составила 6 %, а погрешность оценки амплитуды – 5 %. Уменьшение частоты среза приводило к увеличению погрешности оценок.

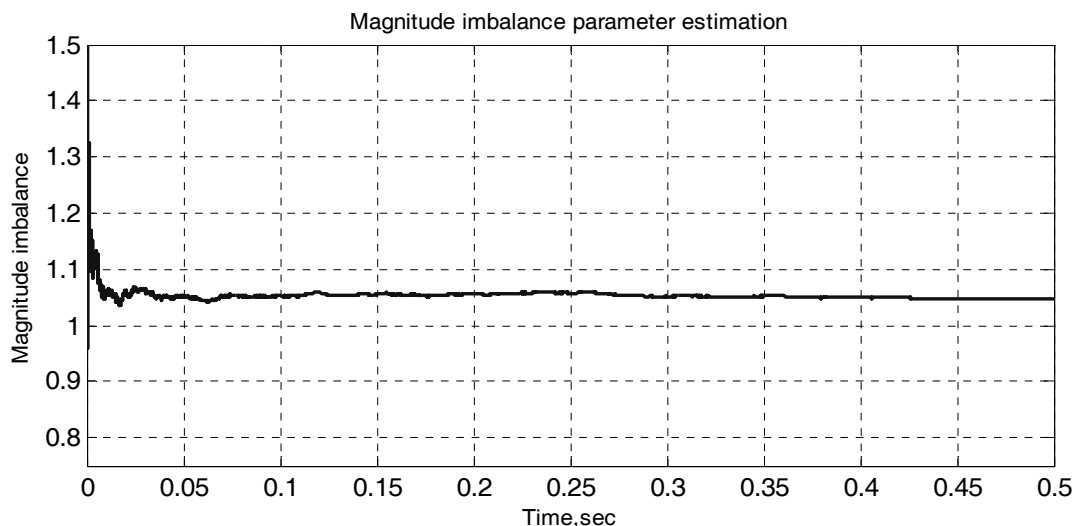


Рисунок 3. – Процесс формирования оценки дисбаланса амплитуды

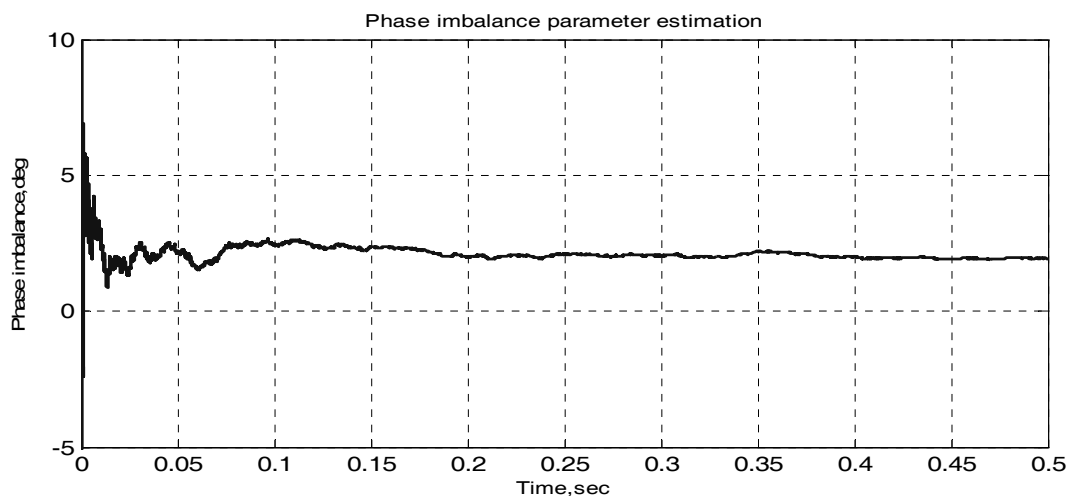


Рисунок 4. – Процесс формирования оценки дисбаланса фазы

Выводы

Усовершенствован метод оценки I/Q дисбаланса аналоговой части SDR-приемника, позволяющий получать текущие значения дисбаланса амплитуд и фаз в процессе его функционирования.

Получены соотношения для вычисления дисбаланса по результатам обработки текущих значений составляющих I/Q сигналов аналоговой части приемника. Низкая вычислительная сложность реализации этих соотношений дает некоторые основания считать возможным использования их в современных высокопроизводительных каналах связи в реальном масштабе времени.

Погрешности оценивания дисбаланса для заданных близким к реальным параметрам приемника составляют единицы процентов. Использование получаемых оценок для компенсации дисбаланса позволит уменьшить результирующий дисбаланс примерно на порядок.

Литература

1. M.Windisch Estimation and Compensation of I/Q Imbalance in Broadband Communications Receivers / M.Windisch – Jörg Vogt Verlag, 2007. – 198 p.
2. M. Windisch, G. Fettweis Blind I/Q-imbalance parameter estimation and compensation in low-IF receivers [Электронный ресурс] / M. Windisch , G. Fettweis – Свободный доступ из сети Internet. –
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.69.663&rep=rep1&type=pdf> - (01.03.2012)
3. А.М. Заездный Основы расчетов по статистической радиотехнике. /- М. «Связь».- 1969.- 448с.
4. S.W. Ellingson Correcting I-Q Imbalance in Direct Conversion Receivers [Электронный ресурс] /S.W. Ellingson – Свободный доступ из сети Internet. –
http://argus.naapo.org/~rchilders/swe_argus_pubs/iqbal.pdf. – (01.03.2012)

Анотація

А.Г. Воронцов, А.А. Абраменко Оцінка I/Q-дисбалансу в радіотракті SDR-приймача. Удосконалено метод оцінки I/Q-дисбалансу. Одержані формули для розрахунків поточних значень оцінок. Проведено комп'ютерне моделювання і оцінена похибка методу, яка залежить від ширини смуги пропускання фільтрів аналогової частини SDR, зроблені висновки про можливість його використання у складі сучасних телекомунікаційних систем.

Ключевые слова: SDR-приймач, I/Q-дисбаланс, дзеркальний канал, імітаційне моделювання, квадратурний гетеродин.

Abstract

Vorontsov A, Abamenko A. Estimation of I/Q-imbalance in radio-path of SDR-receiver. Method of I/Q imbalance parameter estimation was improvement. The obtained formulas for calculating the current value assessments. Simulation of proposed method have been made with estimation of error coputation, which depending on lowpass filters cutoff frequency in SDR analog path, the conclusion about ability to use in modern telecommunication systems have been made.

Keywords: SDR-receiver, I/Q-imbalance, image channel, simulation, quadrature oscillator.

Здано в редакцію:

Рекомендовано до друку: