

УДК 621.376.4

DOI: 10.22213/2413-1172-2022-2-51-63

Метод оценки и компенсации фазового дисбаланса квадратурных составляющих сигнала**А. Ю. Белоусов**, аспирант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия**В. В. Хворенков**, доктор технических наук, профессор, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

В настоящее время широко применяются методы непосредственной модуляции с использованием комплексных сигналов. Комплексный сигнал состоит из синфазной I (In-phase) и квадратурной Q (Quadrature) составляющих. При прохождении сигнала через канал связи и приемный тракт возникают рассогласования составляющих сигнала вследствие наложения помех. Рассогласование, в свою очередь, приводит к повышению частоты появления ошибочных битов (Bit Error Rate, BER) при демодуляции сигнала. Качество принимаемого сигнала выражается в частоте появления битовых ошибок. Рассмотрен дисбаланс фаз квадратурных составляющих комплексного сигнала. Дисбаланс фаз возникает в тракте приема и зависит от качества гетеродинов приемника, от рабочей температуры и разности времени распространения I и Q составляющих сигналов.

Предложен алгоритм оценки фазового дисбаланса квадратурных составляющих сигнала для цифровых методов модуляции. Рассмотрены примеры искажений сигнального созвездия при фазовом дисбалансе квадратурных составляющих сигнала. Оценка фазового дисбаланса основана на методе исследования модуляционного созвездия для измерения параметров сигнала. Приведены формулы расчета угла фазовой ошибки и величины квадратурной ошибки. Также приведены формулы для компенсации фазового дисбаланса с учетом рассчитанной квадратурной ошибки.

*Разработана математическая модель передатчика, канала связи и приемника для исследования метода оценки и компенсации фазового дисбаланса. Математическая модель построена в программной среде Matlab и представляет собой программную модель *m-script*.*

При помощи математической модели исследован метод оценки и компенсации фазового дисбаланса. В ходе исследования получены зависимости вероятности ошибки от рассогласования квадратурных составляющих сигнала. Сравниваются помехоустойчивость трактов приемника с компенсацией и без компенсации рассогласования фаз квадратурных составляющих сигнала. По результатам исследования получены графики зависимости вероятности ошибки от рассогласования фаз гетеродинов приемника. Исследование показывает, что рассогласование фаз гетеродинов приемника при фиксированном отношении сигнал/шум приводит к увеличению вероятности ошибок принятого бита. Но при применении метода компенсации дисбаланса фаз вероятность ошибок сохраняет фиксированное значение при увеличении рассогласования фаз гетеродинов приемника при фиксированном отношении сигнал/шум.

Ключевые слова: квадратурная ошибка, модуляционное созвездие, PSK, фазовый дисбаланс, помехоустойчивость.

Введение

Цифровые методы модуляции нашли широкое применение в современных системах связи и вещания [1–3]. В состав цифровых методов модуляции входят такие, как квадратурно-амплитудная модуляция (QAM), фазовая манипуляция PSK и частотная манипуляция FSK. В данной статье рассмотрен метод модуляции PSK и ее модуляционное сигнальное созвездие, так как модуляция PSK с манипуляцией фазы наиболее подвержена ошибкам де-

модуляции при дисбалансе фаз квадратурных составляющих.

Важной составляющей приведенных методов модуляции является формирование сигнального созвездия по квадратурным составляющим сигнала. Вследствие наложения помех в канале связи и приемном тракте возникают искажения сигнального созвездия, что приводит к ошибкам демодуляции сигнала [4–8]. Частным случаем помех является дисбаланс фаз, обусловленный качеством гетеродинов приемника [9]. Наложение

ние помех приводит к ухудшению помехоустойчивости приемника, что требует решения задачи оценки и компенсации искажений квадратурных составляющих сигнала [10–16]. В статье приведен алгоритм оценки фазового дисбаланса квадратурных составляющих сигнала, основанный на методе исследования модуляционного созвездия для измерения параметров сигнала [17, 18]. Рассчитываются углы поворота фаз и квадратурная ошибка. Предложен метод компенсации рассогласования по фазе с учетом рассчитанной квадратурной ошибки.

Цель исследования – увеличение помехоустойчивости приема цифровых сигналов за счет компенсации дисбаланса фаз квадратурных составляющих сигнала.

В статье решены следующие задачи:

- разработана математическая модель канала связи и приемного тракта с учетом дисбаланса фаз;
- предложен метод компенсации дисбаланса фаз;
- исследована зависимость вероятности ошибки приема бита от дисбаланса фаз квадратурных составляющих сигнала.

Математическая модель канала связи с учетом дисбаланса фаз

Модель узкополосного модулированного сигнала представляется следующим образом [19]:

$$s(t) = A(t)e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} = A_1(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + jA_2(t)\sin(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (1)$$

$$I(t) = A_1(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)),$$

$$Q(t) = A_2(t)\sin(\omega_0 t + \varphi(t)),$$

где $I(t)$ – синфазная составляющая сигнала, являющаяся отображением сигнала на реальную ось комплексной плоскости; $Q(t)$ – квадратурная составляющая сигнала, является отображением сигнала на мнимую ось комплексной плоскости.

Мгновенная амплитуда сигнала представляется в виде

$$U(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}.$$

Мгновенная фаза сигнала представляется в виде

$$\Phi(t) = \arctg \frac{Q(t)}{I(t)}.$$

В соответствии с методом модуляции на комплексной плоскости формируется модуляционное созвездие. На модуляционных созвездиях амплитуда отсчетов обозначается U_K , причем

- для QPSK $K = 1$ (рис. 1);
- для 16PSK $K = 4$ (рис. 2).

На рисунках 1 и 2 приведены возможные максимальные и минимальные изменения радиусов созвездий QPSK и 16PSK, а также показаны углы расположения отсчетов на созвездии [20].

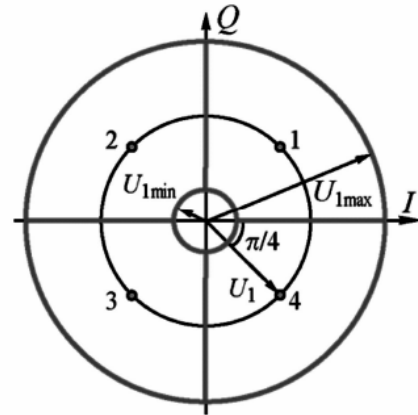


Рис. 1. Круговое созвездие QPSK

Fig. 1. Circular constellation QPSK

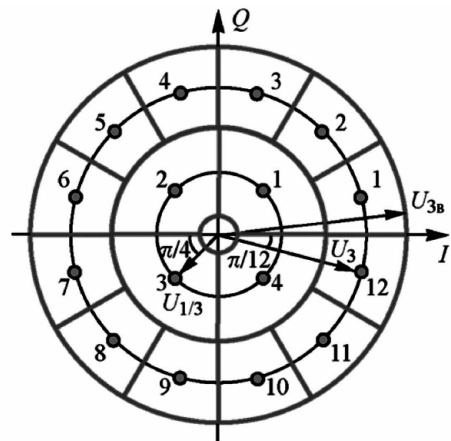


Рис. 2. Круговое созвездие 16PSK

Fig. 2. Circular constellation 16PSK

Вследствие наложения помех на сигнал и возникновения квадратурной ошибки (QE) происходит искажение созвездий вдоль осей I и Q . Эти ошибки рассчитываются в четыре этапа.

Этап 1. Производится расчет усредненных наклонных линий. Это линии, которые условно возникают при проведении прямой, соединяющей отсчеты на сигнальном созвездии по горизонтали и вертикали.

В статье приведены расчеты для 16PSK модуляции, $K = 4$. Пример наклонных линий представлен на рисунке 3. Усредненные наклонные линии по вертикали и горизонтали для диаграмм рассчитываются с использованием метода наименьших квадратов:

$$\begin{cases} \sum_{m=1}^{2K} [a_{V_K} Q_m - d_{I_m}]^2 \Rightarrow \min, \\ \sum_{m=1}^{2K} [a_{H_K} I_m - d_{Q_m}]^2 \Rightarrow \min, \end{cases} \quad (2)$$

где a_{V_K} – коэффициент усредненных наклонных линий по вертикали; a_{H_K} – коэффициент усредненных наклонных линий по горизонтали; Q_m и I_m – значения координат в соответствии с ячейками d_{I_m} и d_{Q_m} ; K – порядок модуляции.

Коэффициенты наклонных линий рассчитываются из соотношений

$$\begin{cases} a_{V_K} = \frac{\sum_{m=1}^{2K} Q_m (d_{3K+1-m} + d_{3K+m})}{2 \sum_{m=1}^{2K} Q_m^2}, \\ a_{H_K} = \frac{\sum_{m=1}^{2K} I_m (d_{2K+1-m} + d_{2K+m})}{2 \sum_{m=1}^{2K} I_m^2}. \end{cases} \quad (3)$$

Нахождение коэффициента осуществляется путем отношения отклоненных значений парно стоящих рядом отсчетов и удвоенным квадратом эталонного значения.

Этап 2. Расчет квадратурных искажений $d_{Q_{нкв}}$ и $d_{I_{нкв}}$ и построение усредненных наклонных линий по вертикали и горизонтали. Для расчета квадратурных искажений по осям I и Q сигнального созвездия используется выражение

$$\begin{cases} d_{Q_{нкв}} = U_K a_{V_K} \sin \frac{\pi}{4K} (2n-1), \\ d_{I_{нкв}} = U_K a_{H_K} \cos \frac{\pi}{4K} (2n-1), \end{cases} \quad (4)$$

$n = 1, \dots, 4K; K = 1, 2, 3, 4,$

где U_K – максимальная амплитуда отсчетов соответствующего порядка для заданной ячейки; K – порядок модуляции, для QPSK $K = 4$.

Из выражения (4) видно, что искаженные значения $d_{Q_{нкв}}$ и $d_{I_{нкв}}$ являются результатом умножения эталонного значения отсчета в заданной ячейке на коэффициент наклонной линии.

При известных значениях коэффициентов можно изобразить на созвездии усредненные наклонные линии по вертикали ($\bar{i}_k = a_{V_K} \bar{q}_k$) и горизонтали ($\bar{q}_k = a_{H_K} \bar{i}_k$) (рис. 3), проводя прямую по рассчитанным искаженным отсчетам $d_{Q_{нкв}}$ и $d_{I_{нкв}}$ из выражения (4).

На рисунке 3 виден результат отклонения искаженных отсчетов d_{I_m} и d_{Q_m} от эталонных значений Q_m и I_m вдоль осей I и Q при дисбалансе фаз квадратурных составляющих сигнала.

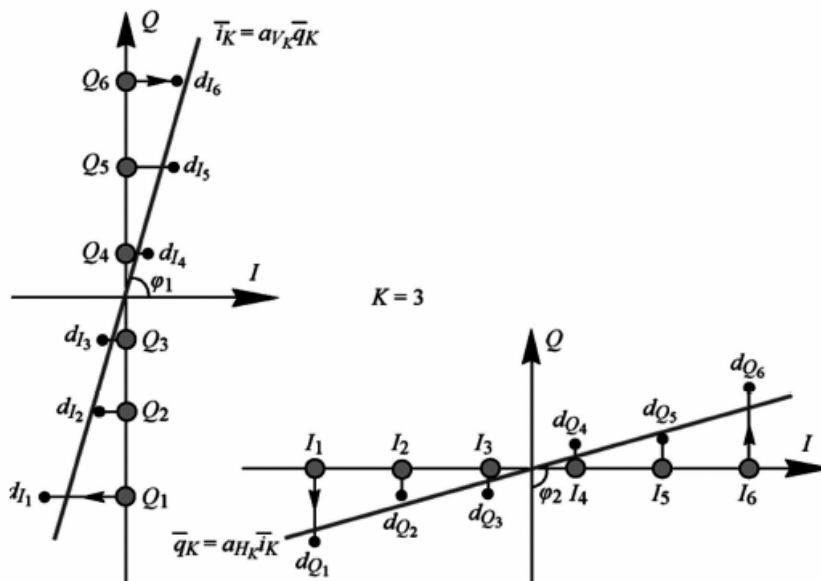


Рис. 3. Усредненные наклонные линии по вертикали и горизонтали

Fig. 3. Averaged inclined lines vertically and horizontally

Этап 3. После вычисления коэффициента усредненных наклонных линий можно рассчитать угол наклона линий относительно осей сигнального созвездия.

Угол наклона φ_1 усредненной линии по вертикали равен углу между осью I и наклонной линией:

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}(a_V), \quad (5)$$

а угол наклона φ_2 по горизонтали равен углу между осью Q и наклонной линией:

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}(a_H). \quad (6)$$

Этап 4. На последнем этапе вычисляется величина квадратурной ошибки по формуле

$$QE = \frac{180}{\pi} |\varphi_1 - \varphi_2| = \frac{180}{\pi} \left| \operatorname{arctg} \frac{a_H + a_V}{1 - a_H a_V} \right|. \quad (7)$$

Таким образом, полученная формула (7) позволяет вычислить величину квадратурной ошибки в градусах по рассчитанным значениям угла наклона усредненных наклонных линий.

Метод компенсации дисбаланса фаз

Для компенсации выявленного дисбаланса фаз необходимо произвести поворот фаз квадратурных составляющих. Математически этот процесс описывается следующей формулой:

$$\operatorname{Scor}(jt) = I(t) e^{j\varphi_{k1} \frac{\pi}{180}} + Q(t) e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{k2} \frac{\pi}{180}\right)}, \quad (8)$$

где $\varphi_{k1} = \frac{180}{\pi} \varphi_1 + QE$; $\varphi_{k2} = \frac{180}{\pi} \varphi_2 + QE$.

В случае, когда $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, а φ_1 и φ_2 противоположны по знаку, квадратурная ошибка равна нулю. При этом созвездие оказывается повернутым на угол φ . Тогда компенсация происходит по следующей формуле:

$$\begin{aligned} \operatorname{Scor}(jt) &= I(t) e^{j\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}} + Q(t) e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right)} = \\ &= I(t) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + jI(t) \sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + \\ &+ Q(t) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + jQ(t) \sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) = \\ &= I(t) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + Q(t) \sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + \\ &+ j\left(I(t) \sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + Q(t) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right)\right), \quad (9) \end{aligned}$$

где $\frac{\varphi}{2}$ – половина угла поворота квадратурных составляющих; $I(t)$ – синфазная составляющая сигнала, поворот осуществляется в положительную сторону на половину угла; $Q(t)$ – квадратурная составляющая сигнала, поворот осуществляется в отрицательную сторону на половину угла поворота.

Выделим реальную и мнимую части из выражения (9) и упростим, в результате получаем выражения

$$\begin{aligned} \operatorname{Icor}(jt) &= I(t) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + Q(t) \sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) = \\ &= \left(I(t) + Q(t) \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right)}{\cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right)} \right) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) = \\ &= \left(I(t) + Q(t) \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) \right) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right); \\ \operatorname{Qcor}(jt) &= I(t) \sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) + Q(t) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) = \\ &= \left(Q(t) + I(t) \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right)}{\cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right)} \right) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) = \\ &= \left(Q(t) + I(t) \operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right) \right) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{180}\right). \quad (10) \end{aligned}$$

В выражении осуществляется поворот на угол $\varphi/2$.

$\operatorname{Scor}(jt)$ – аналитический сигнал с компенсацией дисбаланса фаз.

$\operatorname{Icor}(t)$ и $\operatorname{Qcor}(t)$ – сигналы синфазной и квадратурной составляющих с компенсацией дисбаланса фаз.

Таким образом, метод компенсации фаз сводится к следующим действиям:

- 1) расчет и построение усредненных наклонных линий;
- 2) вычисление угла наклона усредненных линий относительно осей сигнального созвездия;
- 3) вычисление квадратурной ошибки;
- 4) осуществление поворота фаз квадратурных составляющих сигнала с учетом выявленного дисбаланса фаз.

Моделирование процесса компенсации дисбаланса фаз

Для проверки функционирования предложенного способа компенсации фаз проведено имитационное моделирование в программной среде Matlab, фрагмент текста программы m-script приведен на рисунке 4. Структурная схема модели для исследования помехоустойчивости обработки сигналов в условиях дисбаланса представлена на рисунке 5.

Имитационное моделирование проводится с QPSK-модуляцией.

Модель работает следующим образом.

В блоке источника информации (ИСТ) формируется цифровая последовательность двоичных символов. К началу сообщения добавляется обучающая последовательность, которая

состоит из комбинации отсчетов для всего модуляционного созвездия. Для модуляции QPSK обучающая последовательность состоит из символов [11 10 01 00]. Далее следует информационное сообщение, формируемое генератором двоичной псевдослучайной последовательности.

С выхода источника информации сигнал поступает на QPSK-модулятор, где из комбинации двух бит на входе формируется синфазная и квадратурная составляющая сигнала в соответствии с модуляционным созвездием (см. рис. 1).

Перед перенесением модулированного сигнала на рабочую частоту в блоке Инт (интерполятор) происходит процесс интерполяции. В ходе интерполяции увеличивается частота дискретизации модулированного сигнала.

```

+5  iqidistortion.m  interpolation_decimation.m  test.m  gen_log_table_for_out_data_cic_inte
63  %перенос на несущую частоту
64  I = real(c).*cos(2*pi*f0*t) ;
65  Q = imag(c).*sin(2*pi*f0*t) ;
66  sChannal = I+Q;
67
68  sAWGN = awgn(sChannal, snrdB, 'measured');%добавление шума
69
70  %ввод имбаланса составляющих
71  imbphasei = 10;
72  imbphaseq = -20;
73  %перенос на нулевую частоту
74  rxSigI = (sAWGN).*cos(2*pi*f0*t+imbphasei*pi/180) ;
75  rxSigQ = (sAWGN).*sin(2*pi*f0*t+imbphaseq*pi/180) ;
76
77  %фильтрация составляющей на удвоенной частоте несущей
78  ds = open('coefqam.mat');
79  Num = ds.Num;
80  sFilterI = filter(Num,1,rxSigI);
81  sFilterQ = filter(Num,1,rxSigQ);
82
83  %дещимация
84  matI = reshape(sFilterI,m,lengqam);
85  rxDecI=(matI(1,:));
86  matQ = reshape(sFilterQ,m,lengqam);
87  rxDecQ=(matQ(1,:));
88
89  %формирование комплексного сигнала
90  sComplex = complex(rxDecI,rxDecQ);
91  sComplex(1:end-1) = sComplex(2:end);
92  % создание опорных значений для сигнального созвездия
93  M = qamNumber^2;
94  refC = constellation(qamMapper);
95  |
96  %создание сигнального созвездия
97  constDiagram = comm.ConstellationDiagram(...
98  'SymbolsToDisplaySource','Property', ...
99  'SymbolsToDisplay',length(sComplex), ...
100  'XLimits',[-2 2],'YLimits',[-2 2], ...
101  'ReferenceConstellation',refC);
102

```

Рис. 4. Фрагмент текста программы m-script

Fig. 4. Fragment of the text of the m-script program

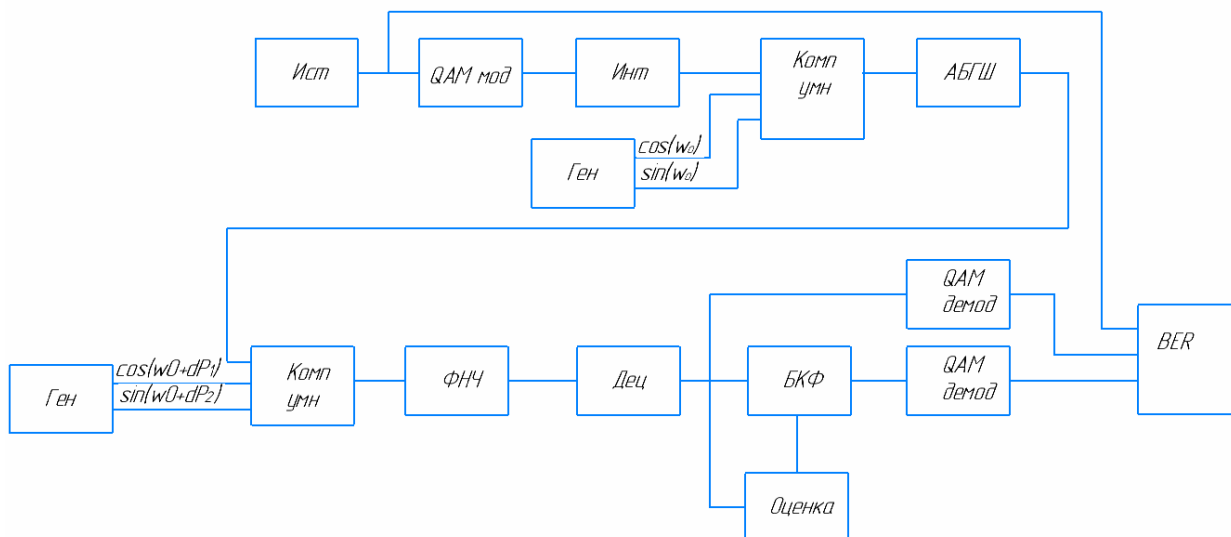


Рис. 5. Структурная схема имитационной модели

Fig. 5. Block diagram of the mathematical model

После интерполяции спектр сигнала переносится на рабочую частоту ω_0 . Перенос спектра сигнала происходит при помощи генератора гармонических сигналов (Ген) и комплексного множителя (Комп умн). Затем сигнал передается через канал связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ).

В приемнике сигнал переносится на нулевую частоту при помощи генератора гармонических колебаний и комплексного множителя. В генераторе введен дисбаланс фаз: $\cos(\omega_0 t + dP_1)$ и $\sin(\omega_0 t + dP_2)$.

При переносе сигнала на нулевую частоту получаем следующее выражение:

$$\begin{cases} x(t) = A \cos(\omega_0 t + s(t)) \cos(\omega_0 t) = \\ = \frac{A}{2} \cos(2\omega_0 t + s(t)) + \frac{A}{2} \cos(s(t)); \\ y(t) = -A \cos(\omega_0 t + s(t)) \sin(\omega_0 t) = \\ = -\frac{A}{2} \sin(2\omega_0 t + s(t)) - \frac{A}{2} \sin(s(t)), \end{cases} \quad (11)$$

где $A \cos(\omega_0 t + s(t))$ – сигнал на рабочей частоте; $\frac{A}{2} \cos(s(t))$ и $-\frac{A}{2} \sin(s(t))$ – сигнал на нулевой частоте.

Из выражения (11) видно, что в спектре сигнала появляются частоты на удвоенной частоте несущей $2\omega_0 t + s(t)$. Для подавления высокочастотных составляющих в спектре необходимо применить фильтр низких частот (ФНЧ).

Для приведения сигнала к частоте дискретизации изначальной информационной последовательности используется дециматор (Дец) сигнала. В дециматоре происходит уменьшение частоты дискретизации сигнала.

В схеме присутствуют две ветки: с оценкой (Оценка) и компенсацией дисбаланса фаз (БКФ), а также без компенсации дисбаланса.

В двух ветках присутствует QPSK-демодулятор, где происходит восстановление изначальной информационной последовательности.

В блоке BER (Bit Error Rate) вычисляется и сравнивается вероятность ошибки принятого бита.

На рисунке 6 представлен пример отображения отсчетов сигнала на входе QPSK-демодулятора двух веток.

На рисунке 6 крестом изображены эталонные значения для отсчетов сигнала на сигнальном созвездии. На рисунке 6, а видно влияние рассогласования фаз гетеродинов приемника и распределение отсчетов сигнала на сигнальном созвездии, при этом отсчеты отклонены от эталонных значений. На рисунке 6, б в ветке с компенсацией дисбаланса фаз видно, что отсчеты сосредоточены у эталонного значения, а их отклонение зависит от отношения сигнал/шум канала связи.

В ходе исследования получены зависимости вероятности ошибок принятого бита $P_{\text{ош}}$ (%) от рассогласования фаз гетеродинов приемника dP_1 и dP_2 (гр). Результаты исследования сведены в таблицы 1 и 2.

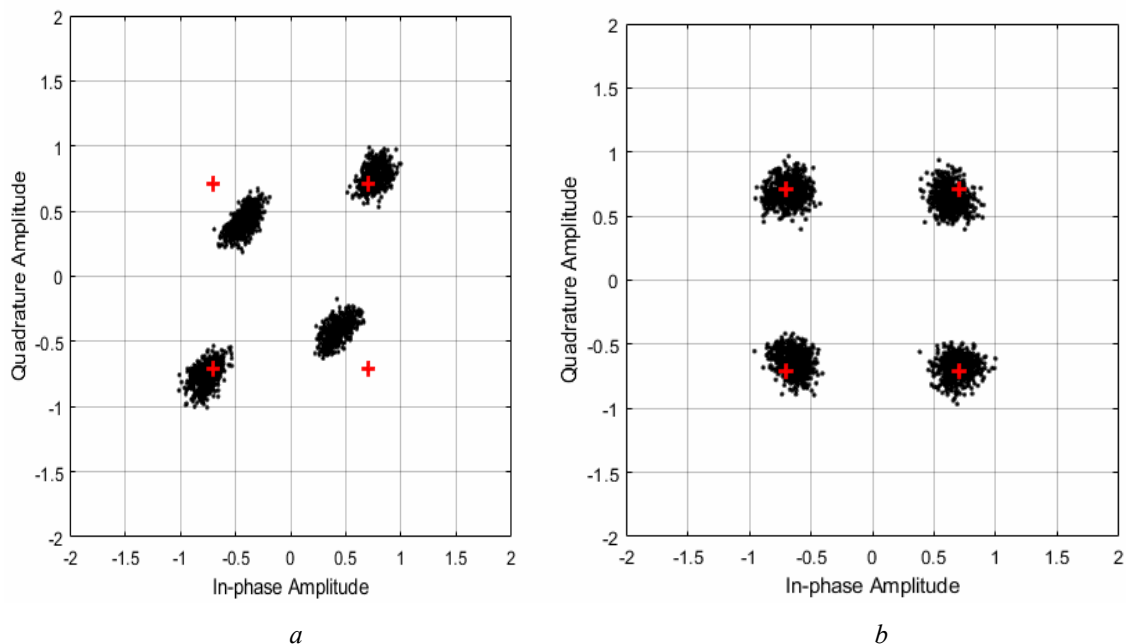


Рис. 6. Отображения принятых сигналов: *a* – без компенсации дисбаланса фаз; *b* – с компенсацией дисбаланса фаз

Fig. 6. Displays of received signals: *a* - without phase imbalance compensation; *b* - with phase imbalance compensation

Таблица 1. Зависимость вероятности ошибки принятого бита от рассогласования фаз без компенсации дисбаланса при отношении сигнал/шум 0 дБ

Table 1. Received bit error probability as a function of phase mismatch without unbalance compensation at a signal-to-noise ratio of 0 dB

$\frac{dP1}{dP2}$	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5
-40	0,1801	0,1485	0,1248	0,1091	0,1013	0,0941	0,0912	0,0924
-35	0,1491	0,1170	0,0955	0,0802	0,0696	0,0640	0,0619	0,0588
-30	0,1258	0,0955	0,0728	0,0553	0,0458	0,0409	0,0381	0,0364
-25	0,1101	0,0789	0,0557	0,0397	0,0293	0,0243	0,0218	0,0207
-20	0,1001	0,0702	0,0460	0,0308	0,0203	0,0146	0,0119	0,0113
-15	0,0942	0,0637	0,0401	0,0245	0,0146	0,0095	0,0063	0,0058
-10	0,0919	0,0608	0,0379	0,0203	0,0118	0,0066	0,0041	0,0030
-5	0,0906	0,0602	0,0370	0,0209	0,0109	0,0054	0,0031	0,0021
0	0,0930	0,0595	0,0361	0,0211	0,0110	0,0054	0,0030	0,0019
5	0,910	0,0607	0,0368	0,0207	0,0110	0,0057	0,0034	0,0021
10	0,0934	0,0619	0,0385	0,0221	0,0113	0,0067	0,0046	0,0030
15	0,0951	0,0647	0,0392	0,0252	0,0149	0,0094	0,0071	0,0061
20	0,996	0,0693	0,0453	0,0301	0,0199	0,0149	0,0116	0,0103
25	0,1107	0,0775	0,556	0,0375	0,0299	0,0249	0,0215	0,0208
30	0,1262	0,0959	0,0728	0,0555	0,0452	0,0407	0,0389	0,0365
35	0,1471	0,1195	0,0957	0,0789	0,0689	0,0655	0,0614	0,0618
40	0,1795	0,1499	0,1261	0,1089	0,1001	0,0935	0,0917	0,0908

Продолжение табл. 1

$\frac{dP1}{dP2}$	0	5	10	15	20	25	30	35	40
-40	0,0897	0,0907	0,0922	0,0960	0,0992	0,1090	0,1245	0,1486	0,1806
-35	0,0600	0,0594	0,0620	0,0636	0,0690	0,0797	0,0949	0,1181	0,1498
-30	0,0362	0,0367	0,0377	0,0409	0,0465	0,0556	0,0731	0,0945	0,1264
-25	0,0201	0,0208	0,0224	0,0247	0,0296	0,0386	0,0555	0,0791	0,1084
-20	0,0111	0,0109	0,0123	0,0148	0,0191	0,0291	0,0453	0,0698	0,1007
-15	0,0053	0,0061	0,0071	0,0094	0,0150	0,0231	0,0407	0,0642	0,0969

Окончание табл. 1

$\begin{matrix} dP1 \\ dP2 \end{matrix}$	0	5	10	15	20	25	30	35	40
-10	0,0030	0,0032	0,0045	0,0069	0,0120	0,0218	0,0379	0,0622	0,0918
-5	0,0016	0,0021	0,0035	0,0060	0,0109	0,0201	0,0370	0,0603	0,0903
0	0,0014	0,0017	0,0032	0,0055	0,0106	0,0202	0,0377	0,0611	0,0903
5	0,0018	0,0021	0,0032	0,0059	0,0114	0,0212	0,0373	0,0618	0,0915
10	0,0029	0,0031	0,0044	0,0068	0,0118	0,0227	0,0387	0,0615	0,0915
15	0,0056	0,0055	0,0068	0,0094	0,0154	0,0248	0,0405	0,0626	0,0942
20	0,0114	0,0114	0,0124	0,0153	0,0197	0,0299	0,0457	0,0705	0,1005
25	0,0205	0,0203	0,0218	0,0251	0,0295	0,0388	0,0540	0,0789	0,1100
30	0,0380	0,0379	0,0382	0,0407	0,0461	0,0549	0,0726	0,0939	0,1254
35	0,0608	0,0593	0,0612	0,0645	0,0715	0,0791	0,0965	0,1204	0,1502
40	0,0891	0,0901	0,0919	0,0956	0,1000	0,1102	0,1264	0,1490	0,1790

Таблица 2. Зависимость вероятности ошибки принятого бита от рассогласования фаз с компенсацией дисбаланса при отношении сигнал/шум 0 дБ

Table 2. Received bit error probability as a function of phase mismatch with imbalance compensation at a signal-to-noise ratio of 0 dB

$\begin{matrix} dP1 \\ dP2 \end{matrix}$	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5
-40	0,001410	0,001495	0,001393	0,001421	0,001355	0,001393	0,001343	0,001464
-35	0,001395	0,001417	0,001477	0,001503	0,001435	0,001343	0,001533	0,001407
-30	0,001385	0,001301	0,001490	0,001285	0,001429	0,001477	0,001477	0,001332
-25	0,001379	0,001440	0,001316	0,001370	0,001477	0,001440	0,001284	0,001423
-20	0,001303	0,001546	0,001423	0,001346	0,001449	0,001415	0,001254	0,001323
-15	0,001379	0,001521	0,001462	0,001338	0,001478	0,001384	0,001400	0,001379
-10	0,001424	0,001576	0,001387	0,001317	0,001332	0,001417	0,001294	0,001373
-5	0,001417	0,001415	0,001339	0,001436	0,001377	0,001359	0,001262	0,001329
0	0,001482	0,001295	0,001353	0,001403	0,001491	0,001408	0,001408	0,001454
5	0,001312	0,001435	0,001247	0,001328	0,001212	0,001564	0,001322	0,001260
10	0,001378	0,001423	0,001331	0,001499	0,001371	0,001369	0,001363	0,001277
15	0,001349	0,001385	0,001380	0,001342	0,001427	0,001544	0,001350	0,001439
20	0,001358	0,001460	0,001418	0,001329	0,001198	0,001351	0,001389	0,001472
25	0,001338	0,001227	0,001407	0,001482	0,001382	0,001432	0,001448	0,001453
30	0,001354	0,001422	0,001466	0,001343	0,001450	0,001412	0,001507	0,001300
35	0,001379	0,001327	0,001351	0,001502	0,001466	0,001346	0,0014468	0,001295
40	0,001360	0,001360	0,001467	0,001490	0,001452	0,001506	0,001477	0,001480

Продолжение табл. 2

$\begin{matrix} dP1 \\ dP2 \end{matrix}$	0	5	10	15	20	25	30	35	40
-40	0,001461	0,001502	0,001378	0,001505	0,001342	0,001367	0,001540	0,001316	0,001461
-35	0,001390	0,001401	0,001413	0,001366	0,001411	0,001426	0,001383	0,001331	0,001390
-30	0,001477	0,001458	0,001439	0,001409	0,001398	0,001360	0,001447	0,001414	0,001477
-25	0,001309	0,001380	0,001265	0,001471	0,001637	0,001442	0,001275	0,001496	0,001309
-20	0,001418	0,001428	0,001402	0,001360	0,001485	0,001440	0,001218	0,001219	0,001418
-15	0,001418	0,001452	0,001354	0,001414	0,001479	0,001492	0,001425	0,001524	0,001418
-10	0,001493	0,001425	0,001345	0,001378	0,001420	0,001364	0,001515	0,001189	0,001493
-5	0,001444	0,001386	0,001397	0,001390	0,001294	0,001369	0,001346	0,001440	0,001444
0	0,001501	0,001469	0,001470	0,001394	0,001288	0,001510	0,001320	0,001379	0,001501
5	0,001401	0,001452	0,001548	0,001446	0,001423	0,001522	0,001440	0,001384	0,001401
10	0,001367	0,001465	0,001503	0,001269	0,001362	0,001253	0,001267	0,001286	0,001367
15	0,001459	0,001396	0,001585	0,001272	0,001422	0,001359	0,001477	0,001475	0,001459
20	0,001550	0,001431	0,001384	0,001448	0,001461	0,001402	0,001511	0,001445	0,001550
25	0,001449	0,001410	0,001270	0,001463	0,001468	0,001231	0,001318	0,001426	0,001449
30	0,001351	0,001290	0,001394	0,001423	0,001530	0,001431	0,001383	0,001552	0,001351
35	0,001450	0,001547	0,001380	0,001368	0,001419	0,001311	0,001313	0,001340	0,001450
40	0,001356	0,0013753	0,001230	0,001376	0,001282	0,001445	0,001254	0,001414	0,001356

На рисунке 7 представлен график на основании таблицы 1, на рисунке 8 – на основании таблицы 2.

На рисунке 9 представлены совместные срезы поверхностей с рисунков 7 и 8.

Таким образом, добавление блока оценки и компенсации фазового дисбаланса квадратурных составляющих сигнала позволяет повысить помехоустойчивость приемника.

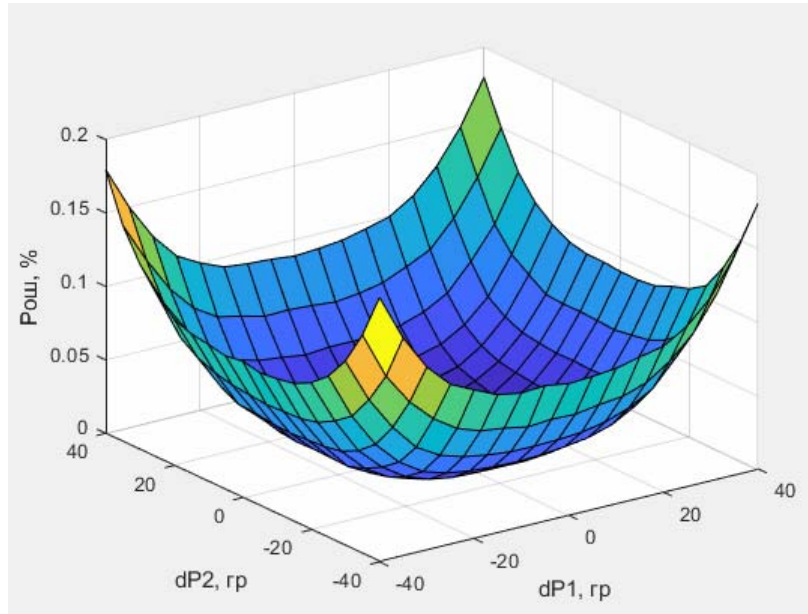


Рис. 7. График зависимости вероятности ошибки принятого бита от рассогласования фаз без компенсации дисбаланса при отношении сигнал/шум 0 дБ

Fig. 7. Graph of the dependence of the error probability of the received bit on the phase mismatch without imbalance compensation at a signal-to-noise ratio of 0 dB

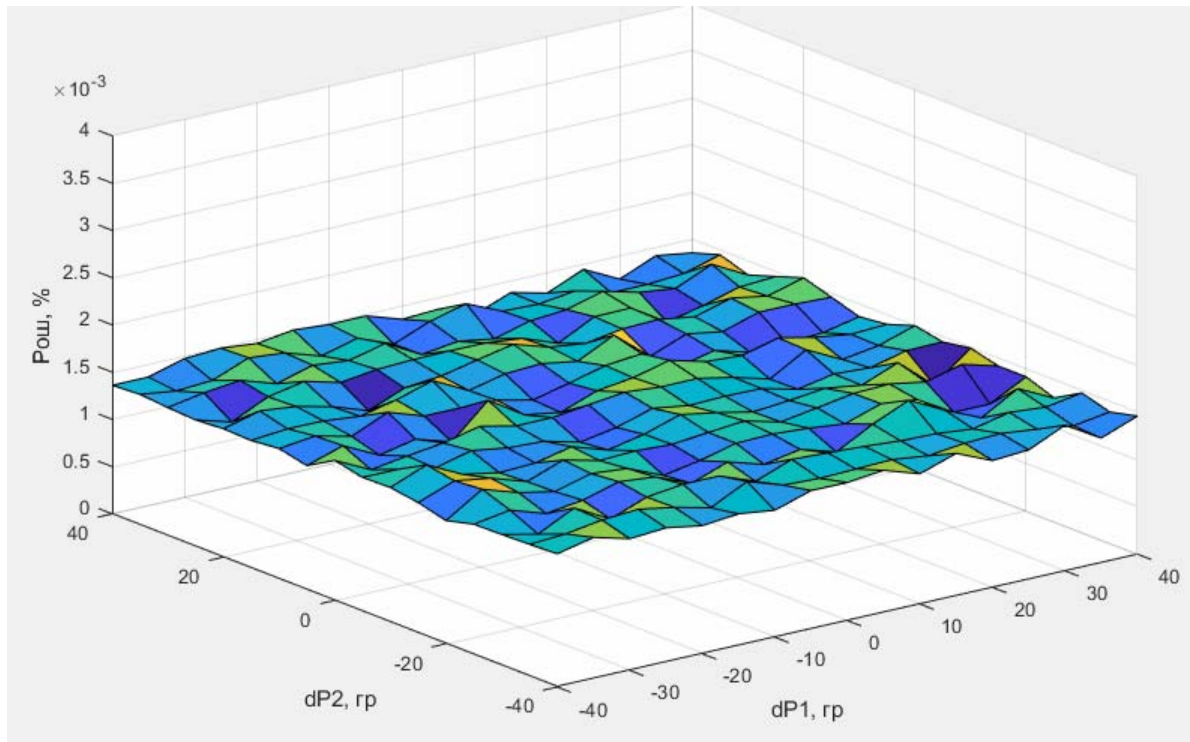


Рис. 8. График зависимости вероятности ошибки принятого бита от рассогласования фаз с компенсацией дисбаланса при отношении сигнал/шум 0 дБ

Fig. 8. Graph of the dependence of the error probability of the received bit on the phase mismatch with imbalance compensation at a signal-to-noise ratio of 0 dB

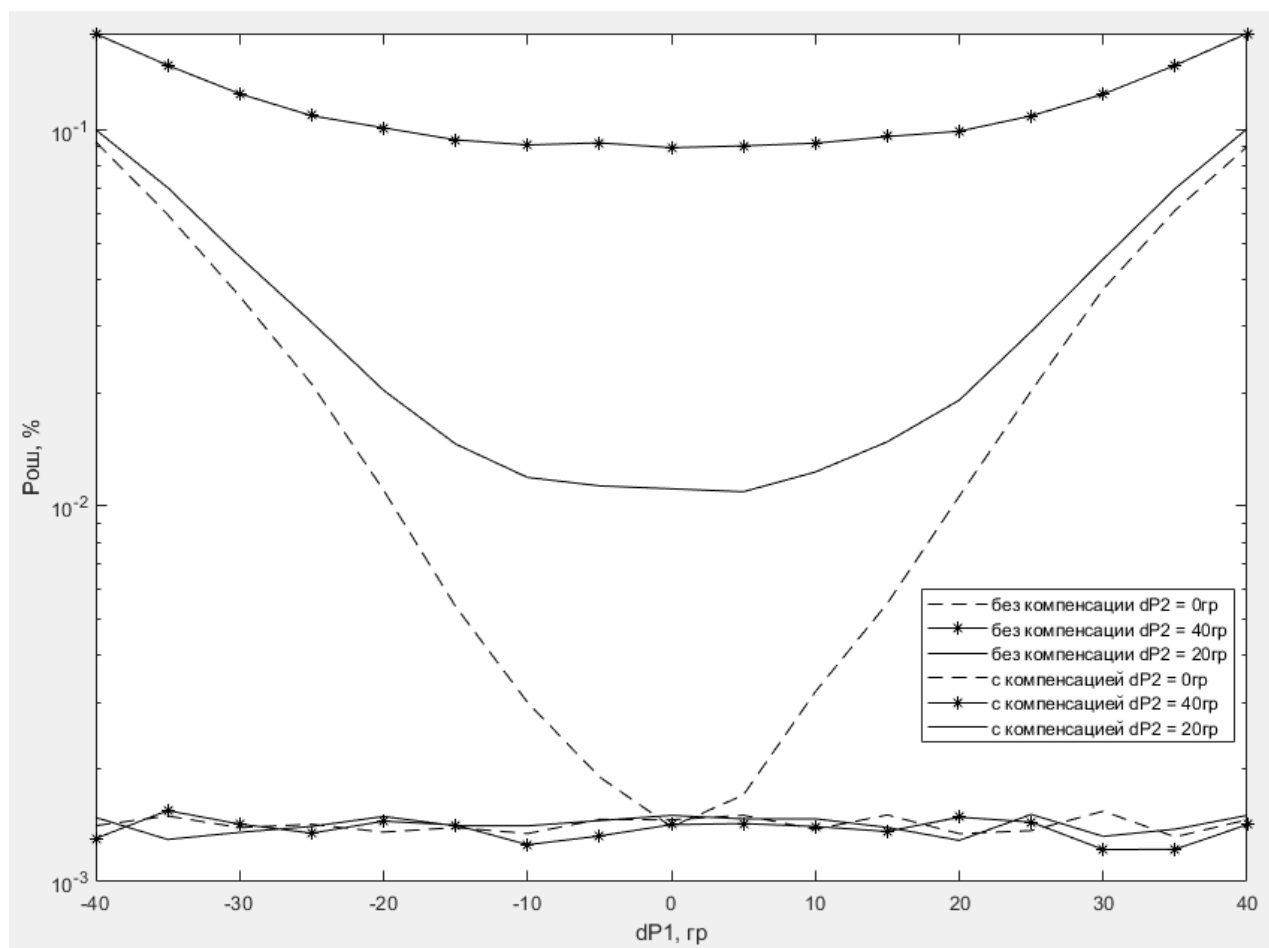


Рис. 9. Графики зависимостей вероятности ошибок от dP_1 при фиксированном значении dP_2

Fig. 9. Graphs of dependences of error probability on dP_1 at a fixed value of dP_2

Результаты исследования и выводы

Разработан метод оценки и компенсации дисбаланса фаз квадратурного сигнала. В результате моделирования с применением метода оценки и компенсации дисбаланса фаз получены графики зависимости вероятности ошибки принятого бита от дисбаланса фаз. При малом дисбалансе вероятность ошибки в схеме без применения метода оценки и компенсации дисбаланса сопоставима с вероятностью ошибки в схеме с применением метода компенсации. При увеличении дисбаланса фаз вероятность ошибки в схеме без компенсации увеличивается, в то время как в схеме с компенсацией вероятность ошибки находится на прежнем уровне.

Таким образом, при дисбалансе фаз $dP_1 = 20$ гр и $dP_2 = 0$ гр вероятность ошибки уменьшается на порядок, а при дисбалансе фаз $dP_1 = 20$ гр и $dP_2 = 40$ гр – на два порядка. При этом в приемнике с компенсацией дисбаланса фаз вероятность ошибки зависит только от отношения сигнал/шум.

Библиографические ссылки

1. *Поборчая Н. Е.* Комбинирование линейных и нелинейных алгоритмов оценивания искажений сигнала OFDM в тракте приемника прямого преобразования // *Электросвязь*. 2020. № 6. С. 28–33. DOI: 10.34832/ELSV.2020.7.6.005.
2. *Глазков Р. В.* Применение перспективных методов модуляции в современных системах мобильной связи // *Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: V Международная научно-техническая и научно-методическая конференция (Санкт-Петербург, 10–11 марта 2016 г.)*. С. 135–140. ISBN: 978-5-89160-143-7.
3. *Li Yupeng.* Investigation of CO-OFDM-6PolSK-QPSK Modulation. *Communication, signal processing and systems*, 2020, vol. 463, pp. 1490–1494. DOI: 10.1007/978-981-10-6571-2_180.
4. *Гришин И. В., Калинкина А. А.* Обзор методов многочастотной модуляции сигналов в современных сетях беспроводной связи // *Информационные технологии и телекоммуникации*. 2020. Т. 8, № 2. С. 55–66. DOI: 10.31854/2307-1303-2020-8-2-55-66.
5. *Баранина В. Е., Кологривов В. А.* Воздействие квадратурного дисбаланса на помехоустойчивость модема связи // *Наука. Технологии. Инновации* :

Всероссийская научная конференция молодых ученых (Новосибирск, 2–6 декабря 2019 г.). С. 60–63. ISBN: 978-5-7782-4012-4.

6. Михайлов А., Шестакова Т., Сорокин Г. Анализ помехоустойчивости методов модуляции в цифровых системах передачи данных // Современные технологии в науке и образовании : II Международный научно-технический форум (Рязань, 15 февраля 2019). С. 13–21. ISBN: 978-5-6043122-6-1.

7. Белоусов А. Ю., Хворенков В. В. Исследование влияния рассогласования квадратурных составляющих на помехоустойчивость сигналов OFDM и UFMC // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2021. Т. 24, № 1. С. 71–77. DOI: 10.22213/2413-1172-2021-1-71-77.

8. Овсянникова А. С., Завьялов С. В., Макаров С. В. Повышение помехоустойчивости приема оптимальных сигналов при квадратурной модуляции с увеличенным размером сигнального созвездия // 75-я научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А. С. Попова, посвященная Дню радио (Санкт-Петербург, 20–24 апреля 2020 г.). 2020. № 1. С. 133–136.

9. Довбня В. Г., Коптев Д. С. Влияние качества функционирования гетеродинов на помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 9. С. 40–48.

10. Звонарев В. В., Пименов В. Ф., Попов А. С. Методика расчета помехоустойчивости приема сигнала с четырехпозиционной квадратурной фазовой манипуляцией при воздействии гармонической когерентной помехи // Труды военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. 2020. № 673. С. 79–89.

11. Куликов Г. В., Лелюх А. А. Влияние амплитудного и фазового разбаланса квадратур на помехоустойчивость когерентного приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Российский технологический журнал. 2021. Т. 9, № 1. С. 29–37. DOI: 10.32362/2500-316X-2021-9-1-29-37.

12. Сенченко А. Р., Серов А. Н. Применение квадратурной демодуляции для измерения параметров сигнала // Южно-Сибирский научный вестник. 2019. № 3. С. 73–78. DOI: 10.25699/SSSB.2019.27.37222.

13. Дубов В. А., Приоров А. Л. Методика незатонной оценки отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки для сигналов с квадратурной модуляцией // Цифровая обработка сигналов. 2012. № 4. С. 37–43.

14. Герасименко Е. С., Сошнева Д. А., Волкова С. Н., Бабкин С. А. Исследование характеристик цифрового алгоритма когерентной демодуляции сигнала с квадратурной амплитудной манипуляцией // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Том 9. № 2. С. 44–40.

15. Звонарев В. В., Пименов В. Ф., Попов А. С. Методика расчета помехоустойчивости приема сигнала с четырехпозиционной квадратурной фазовой манипуляцией при воздействии гармонической когерентной помехи // Труды военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. 2020. № 673. С. 79–89.

16. Бахтиярова Е. А. Оценка отношения сигнал/шум дискретизации и восстановления речи // Актуальные научные исследования в современном мире. 2020. № 11-1 (67). С. 83–87.

17. Zain-Aalabdain Al.N. Rationing the main parameters of the quality of network service. T-Comm, 2020, vol. 14, no. 11, pp. 72-76. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-11-72-76.

18. Kim J., Jo Hs, Kim S. A low-complexity I/Q imbalance calibration method for quadrature modulator. IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems, 2019, vol. 24, no. 4, pp. 974-977. DOI: 10.1109/TVLSI.2018.2883758.

19. Волчков В. П., Уваров С. С. Аппроксимация узкополосных случайных процессов с помощью комплексных рекуррентной M-модели скользящего окна второго порядка // T-COMM: телекоммуникация и транспорт. 2015. Т. 9, № 3. С. 54–61.

20. Пропис Джон. Цифровая связь : пер. с англ. / под ред. Д. Д. Кловского. М. : Радио и связь, 2000. 800 с. ISBN 5-256-01434-X.

References

1. Poborchaya N.E. [Combining linear and non-linear algorithms for estimating OFDM signal distortions in the direct conversion receiver path]. *Jelektrosvjaz'*, 2020, no.6, pp. 28-33 (in Russ). DOI: 10.34832/ELSV.2020.7.6.005.

2. Glazkov R.V. *Primenenie perspektivnyh metodov moduljacji v sovremennyh sistemah mobil'noj svjazj* [Application of advanced modulation methods in modern mobile communication systems]. *V Mejdunarodnii nauchno-technicheskaja i nauchno-metodicheskaja konferencija "Aktualjnje problemi infotelekomunikacii v nauke i obrazovanii."* (St. Peterburg, 10-11 marta, 2016) [V International scientific-technical and scientific-methodical conference "Actual problems of infotelecommunications in science and education" (St. Petersburg, March 10-11, 2016)]. 2016, pp. 135-140 (in Russ). ISBN: 978-5-89160-143-7.

3. Li Yupeng. Investigation of CO-OFDM-6PolSK-QPSK Modulation. *Communication, signal processing and systems*, 2020, vol. 463, pp. 1490–1494. DOI 10.1007/978-981-10-6571-2_180.

4. Grishin I.V., Kalinkina A.A. [Review of methods of multifrequency signal modulation in modern wireless communication networks]. *Informacionnye tehnologii i telekommunikacii*, 2020, vol. 8. no. 2, pp. 55-66 (in Russ). DOI: 10.31854/2307-1303-2020-8-2-55-66.

5. Baranina V.E., Kologrivov V.A. *Vozdejstvie kvadraturnogo disbalansa na pomehoustojchivost' modema svjazj* [Influence of quadrature imbalance on the noise immunity of a communication modem]. *Vserossiiskaja nauchno-technicheskaja konferencija molodich uchenich "Nauka. Tehnologii. Innovacii"* (Novosibirsk, 2-6 Dekabrja, 2019) [All-Russian scientific conference of young scientists "Science. Technologies. Innovations." (Novosibirsk, December 2-6, 2019)]. 2019, pp. 60-63 (in Russ). ISBN: 978-5-7782-4012-4.

6. Mikhailov A., Shestakova T., Sorokin G. [An analysis of the noise immunity of modulation methods in

digital data transmission systems]. *II Mejdunarodnaja nauchno-tehnicheskij forum "Sovremennije tehnologii v nauke i obrazovanii."* (Ryazan, 15 fevralja, 2019) [II International Scientific and Technical Forum "Modern technologies in science and education." (Ryazan, February 15, 2019)]. 2019, pp. 13-21 (in Russ). ISBN: 978-5-6043122-6-1.

7. Belousov A.Yu., Khvorenkov V.V. [Investigation of the effect of mismatch of quadrature components on the noise immunity of OFDM and UPMC signals]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2021, vol. 24, no. 1, pp. 71-77 (in Russ). DOI: 10.22213/2413-1172-2021-1-71-77.

8. Ovsyannikova A.S., Zavyalov S.V., Makarov S.B. [Improving the noise immunity of receiving optimal signals with quadrature modulation with an increased size of the signal constellation]. *75-ja nauchno-tehnicheskaja konferencija Sankt-Peterburgskogo NTO RJeS im. A. S. Popova, posvjashhennaja Dnju radio (Sankt-Peterburg, 20–24 aprelja 2020 g.)* [Proceedings of the annual STC, 75th scientific and technical conference of the St. Petersburg NTO RES im. A.S. Popov, dedicated to the Day of Radio, April 20-24, 2020, Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI" named after V.I. Ulyanov (Lenin)]. 2020, no. 1, pp. 133-136 (in Russ).

9. Dovbnja V.G., Koptev D.S. [Influence of the quality of functioning of local oscillators on the noise immunity of receiving signals with quadrature amplitude modulation]. *Radiotekhnika*, 2020, vol. 84, no. 9, pp. 40-48 (in Russ).

10. Zvonarev V.V., Pimenov V.F., Popov A.S. [Method of calculating the noise immunity of signal reception with four-position quadrature phase shift keying under the influence of harmonic coherent interference]. *Trudy voenno-kosmicheskoy akademii im. A.F. Mozhajskogo*, 2020, no. 673, pp. 79-89 (in Russ). ISSN: 2218-5429.

11. Kulikov G.V., Lelyukh A.A. [Influence of amplitude and phase imbalance of quadratures on the noise immunity of coherent reception of signals with quadrature amplitude modulation]. *Rossijskij tehnologicheskij zhurnal*, 2021, vol. 9, n. 1, pp. 29-37 (in Russ). DOI: 10.32362/2500-316X-2021-9-1-29-37.

12. Senchenko A.R., Serov A.N. [The use of quadrature demodulation for measuring signal parameters]. *Juzhno-Sibirskij nauchnyj vestnik*, 2019, no. 3, pp. 73-78 (in Russ). DOI: 10.25699/SSSB.2019.27.37222.

13. Dubov V.A., Priorov A.L. [Method of non-reference estimation of the signal-to-noise ratio and bit error probability for signals with quadrature modulation]. *Cifrovaja obrabotka signalov*, 2012, no. 4, pp. 37-43 (in Russ). ISSN: 1684-2634.

14. Gerasimenko E.S., Soshneva D.A., Volkova S.N., Babkin S.A. [Investigation of the characteristics of a digital algorithm for coherent signal demodulation with quadrature amplitude keying]. *Sistemy sinhronizacii, formirovanija i obrabotki signalov*, 2018, vol. 9, no. 2, pp. 44-40 (in Russ).

15. Zvonarev V.V., Pimenov V.F., Popov A.S. [Method of calculating the noise immunity of signal reception with four-position quadrature phase shift keying under the influence of harmonic coherent interference]. *Trudy voenno-kosmicheskoy akademii im. A.F. Mozhajskogo*, 2020, no. 673, pp. 79-89 (in Russ). ISSN: 2218-5429.

16. Bakhtiyarova E.A. [Estimation of the signal-to-noise ratio of sampling and speech recovery]. *Aktual'nye nauchnye issledovanija v sovremennom mire*, 2020, no. 11-1, pp. 83-87 (in Russ). ISSN: 2524-0986.

17. Zain-Aalabdain A.I.N. Rationing the main parameters of the quality of network service. *T-Comm*, 2020, vol. 14, no. 11, pp. 72-76. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-11-72-76.

18. Kim J., Jo Hs, Kim S. A low-complexity I/Q imbalance calibration method for quadrature modulator. *IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems*. 2019, vol. 24, no. 4, pp. 974-977. DOI: 10.1109/TVLSI.2018.2883758.

19. Volchkov V.P., Uvarov S.S. [Approximation of narrow-band random processes using complex recurrent M-model of a second-order sliding window]. *T-COMM: telekommunikacija i transport*, 2015, vol. 9, no. 3, pp 54-61 (in Russ.).

20. Prokis John *Cifrovaja svjaz'* [Digital communication]. Moscow, Radio i svjaz' Publishing, 2000, 800 p. (in Russ). ISBN 5-256-01434-X.

Method for Estimating and Compensating the Phase Imbalance of Quadrature Signal Components

A.Yu. Belousov, Post-graduate, Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

V.V. Khvorenkov, DSc in Engineering, Professor, Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

Currently, methods of direct modulation using complex signals are widely used. A complex signal consists of in-phase I (In-phase) and quadrature Q (Quadrature) components. When a signal passes through a communication channel and a receiving path, mismatches of the signal components occur as a result of interference. The mismatch, in turn, leads to increase in bit error rate (BER) during signal demodulation. The quality of the received signal is expressed in terms of bit error rate. The article considers phase imbalance of the quadrature components of a complex signal. Phase imbalance occurs in the receive path and depends on the quality of the receiver's local oscillators, on the operating temperature and the difference in propagation time of the I and Q components.

The article shows an algorithm for estimating the phase imbalance of the quadrature signal components for digital modulation methods. Examples of signal constellation distortions in case of phase imbalance of quadrature signal components are considered. The phase imbalance estimation is based on the modulation constellation method for measuring signal parameters. Formulas for calculating the angle of phase error and the magnitude of quadrature

error are given. Formulas for compensating the phase imbalance are also given, taking into account the calculated quadrature error.

A mathematical model of the transmitter, communication channel and receiver has been developed to study the method for estimating and compensating for phase imbalance. The mathematical model is built in the Matlab software environment and is an m-script software model.

With the help of the mathematical model, method for estimating and compensating for phase imbalance has been studied. In the course of the study, relationships of error probability due to the mismatch of the quadrature components of the signal were obtained. The noise immunity of the receiver paths with and without compensation for the phase mismatch of the quadrature signal components is compared. Based on the results of the study, diagrams of the error probability and the phase mismatch of the receiver's local oscillators were obtained. The study shows that phase mismatch of the receiver local oscillators at a fixed signal-to-noise ratio leads to an increase in the probability of received bit errors. But when applying the phase imbalance compensation method, the error probability remains fixed as the phase mismatch of receiver local oscillators increases at a fixed signal-to-noise ratio.

Keywords: quadrature error, modulation constellation, PSK, phase imbalance, noise immunity.

Получено 11.05.2022

Образец цитирования

Белусов А. Ю., Хворенков В. В. Метод оценки и компенсации фазового дисбаланса квадратурных составляющих сигнала // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2022. Т. 25, № 2. С. 51–63. DOI: 10.22213/2413-1172-2022-2-51-63.

For Citation

Belousov A.Yu., Khvorenkov V.V. [Method for Estimating and Compensating the Phase Imbalance of Quadrature Signal Components]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2022, vol. 25, no. 2, pp. 51-63 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2022-2-51-63.