

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛЬНОГО СОЗВЕЗДИЯ ФМН-2 НА ОСНОВЕ ВЕКТОРА ОШИБОК

Кисельников А.Е., аспирант кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: a.kiselnikov@uniyar.ac.ru;

Дубов М.А., к.т.н., ассистент кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: michaeldubov@gmail.com;

Приоров А.Л., д.т.н., доцент кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: andcat@yandex.ru.

DISTORTION DETECTION ALGORITHM DEVELOPMENT FOR BPSK SIGNAL CONSTELLATION

Kiselnikov A.E., Dubov M.A., Priorov A.L.

The scope of this work is a distortion identification of BPSK signal constellation. An algorithm for the received BPSK signal quality assessing is developed. It allows to distinguish the signal constellation distortion effects and AWGN acting on the signal. The main feature of the algorithm is the use of a received signal quality mixed metric, which includes the elements of the standard metrics (BER) and the non-reference metrics (EVM).

Key words: EVM, BPSK, noise immunity, signal constellation, distortion compensation, quadrature receiver, non-reference metric.

Ключевые слова: вектор ошибок, ФМН-2, помехоустойчивость, сигнальное созвездие, компенсация искажений, квадратурный прием, неэталонная метрика.

Введение

В последние годы подавляющее большинство радиоэлектронных устройств в нашей стране выполнялось преимущественно на зарубежной элементной базе. В настоящее время по ряду причин произошло резкое подорожание импортных электронных компонентов. Многие разработчики для того чтобы не потерять свою долю на рынке пошли по пути использования электронных компонентов более низкого класса, соответственно с более высоким допуском на номинальные характеристики и диапазон их изменения под влиянием внешних факторов и времени, что может приводить к различным искажениям сигнала.

С точки зрения обнаружения и идентификации при демодуляции фазоманипулированных (ФМН) сигналов наиболее сложным является поворот сигнального созвездия, поскольку его воздействие ухудшает помехоустойчивость системы, в то время как отношение сигнал-шум (ОСШ) в полосе фильтра основной селекции (ФОС) остается неизменным. Искажения данного типа могут проявляться при прохождении радиосигнала с цифровой модуляцией через плотную городскую застройку, а также могут быть вызваны некорректной работой аналогового тракта радиоприемного устройства [1].

Рассмотрим этот случай более подробно. Структурная схема цифрового приемника представлена на рис. 1. Первый блок после антенны состоит из малошумящего усилителя (МШУ), преселектора и системы пе-

Работа посвящена анализу влияния на сигнал с ФМН-2 искажений в канале радиосвязи и радиочастотном тракте трансиверов. Предложен алгоритм оценки качества принимаемого сигнала с модуляцией ФМН-2, позволяющий различить влияние на сигнал искажения сигнального созвездия от воздействия АБГШ, а также компенсировать их. Основной особенностью данного алгоритма является использование смешанной метрики оценки качества принимаемого сигнала, включающей в себя как элементы эталонной метрики (BER), так и неэталонной (EVM).

реноса несущего колебания на промежуточную частоту (ПЧ). Далее следует фильтр основной селекции. После фильтрации сигнал переносится на нулевую частоту при помощи квадратурного демодулятора, затем при помощи фильтра нижних частот (ФНЧ) подавляется суммарная составляющая и происходит преобразование сигнала в цифровую форму с использованием аналого-цифрового преобразователя (АЦП). На следующем этапе сигнал передается на цифровой сигнальный процессор (ЦСП) для дальнейшей обработки [2, 3].

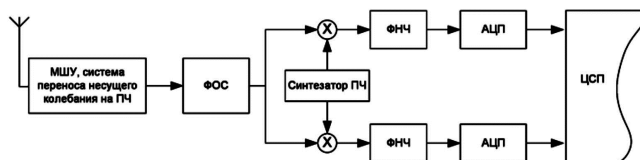
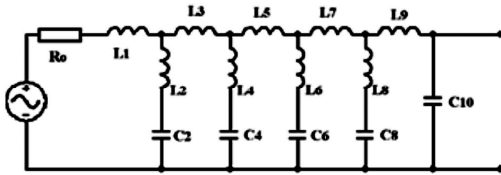


Рис. 1. Структурная схема квадратурного приемника

В данной схеме в тракте каждой из квадратур применяется система фильтрации для устранения суммарной составляющей перемножения частот, а также обеспечения необходимых чувствительности и избирательности приемника. Для достижения высоких характеристик радиоприемного устройства необходимо, чтобы система

фильтрации обладала следующими характеристиками: высоким уровнем подавления в полосе задержания, минимальной неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, малой шириной переходной полосы. Перечисленные характеристики свойственны аналоговым фильтрам высоких порядков [4] (рис. 2).

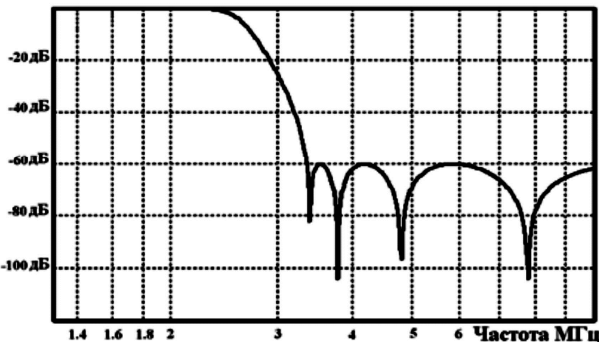
Схема принципиальная электрическая



Фильтр Чебышева второго рода 10-го порядка

а)

Амплитудно-частотная характеристика



б)

Рис. 2. Пример расчета аналогового фильтра высокого порядка в среде Filter Solutions:

а) принципиальная электрическая схема; б) амплитудно-частотная характеристика

Высокий порядок аналогового фильтра влечет за собой использование большого количества радиоэлектронных компонентов, номинальные характеристики которых имеют определенные допуски, а также подвержены влиянию времени, что приводит к снижению идентичности радиочастотных трактов каждой из квадратур и проявляется в виде искажения сигнального созвездия. Например, на промежуточной частоте, равной 1 МГц, различие постоянных времени $\Delta\tau = 0,25 \text{ мкс}$ приведет к разбалансу, равному $\frac{\pi}{4} \text{ рад}$ и повороту сигнального созвездия на $\frac{\pi}{8} \text{ рад}$.

Целью работы является создание алгоритма, базирующегося на методе анализа вектора ошибок (EVM), который позволит идентифицировать появление искажений в условиях воздействия на канал передачи аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) при демодуляции сигнала с бинарной фазовой манипуляцией (ФМН-2) и компенсировать влияние искажений сигнального созвездия на помехоустойчивость приема.

Целью работы является создание алгоритма, базирующегося на методе анализа вектора ошибок (EVM), который позволит идентифицировать появление искажений в условиях воздействия на канал передачи аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) при демодуляции сигнала с бинарной фазовой манипуляцией (ФМН-2) и компенсировать влияние искажений сигнального созвездия на помехоустойчивость приема.

Анализ помехоустойчивости приема при искажении сигнального созвездия

Рассмотрим помехоустойчивость сигналов с модуляцией ФМН-2. Пусть на сигнал в тракте передачи воз-

действует АБГШ с нулевым математическим ожиданием, а соотношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума в канале передачи $\frac{E_b}{N_0}$ является заданной величиной [5].

Рассмотрим сигнальное созвездие ФМН-2 в квадратурной плоскости. В данном случае имеются две точки, расположенные на расстоянии $\sqrt{E_s}$ от начала координат [6, 7], причем квадратурная составляющая равна нулю. Используя выражение, определяющее вероятность появления битовой ошибки (BER) при когерентной демодуляции сигнала [8]

$$BER = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf}(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})],$$

где $\operatorname{erf}(x)$ – функция ошибок Лапласа, можно определить BER для случая искажения, влияние которого проявляется в виде поворота сигнального созвездия вокруг начала координат. Тогда выражение, определяющее BER, будет модифицировано следующим образом:

$$BER_{dist} = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf}(\cos(\varphi) \sqrt{\frac{E_b}{N_0}})].$$

На рис. 3 показано влияние искажения на сигнальное созвездие, в результате чего уменьшается помехозащищенность приемника [9], здесь \hat{S} – принятый символ в квадратурной плоскости, а μ и σ – соответственно дисперсия и матожидание воздействующего на систему АБГШ.

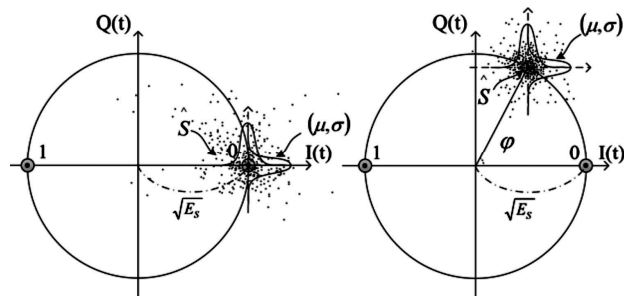


Рис. 3. Воздействие искажений квадратур

на сигнальное созвездие: а) воздействие АБГШ;

б) одновременное воздействие АБГШ и искажения созвездия

Разработка алгоритма идентификации искажения и его компенсации

Рассмотрим алгоритм обнаружения и устранения влияния поворота сигнального созвездия, основанный на применении двух метрик: эталонной метрики оценки шумового воздействия по пилот-сигналу и неэталонной метрики анализа вектора ошибок (EVM). Блок-схема указанного алгоритма приведена на рис. 4.

После приема кадра производится оценка пилот-сигнала. Если он принят удовлетворительно, то алгоритм передает информацию для дальнейшей обработки [10], при этом производится вычисление вектора ошибки, а показатели сохраняются в буфере. В противном случае, аналогично случаю успешного приема кадра, производится вычисление вектора ошибок и сохранение

показателей в буфере, но основным отличием здесь является запуск алгоритма анализа поведения величины вектора ошибок как на интервале принятого кадра, так и на более длительном интервале за счет накопленной в буфере статистики.

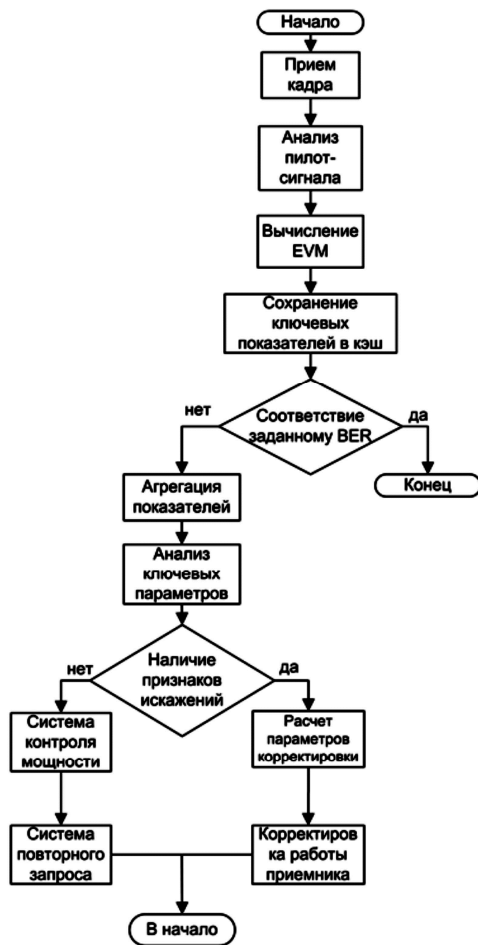


Рис. 4. Блок-схема алгоритма определения воздействия искажений и активации системы компенсации

Данная мера объясняется спецификой влияния различных искажений на помехоустойчивость приема, а так же различной методикой их обнаружения и компенсации. В случае многократного последовательного получения пакета с показателями EVM , свидетельствующими о воздействии АБГШ, принимается решение о задействовании петли контроля мощности, в случае ее наличия в системе связи, с целью повышения $ОСШ$ в канале передачи информации. В противном случае, если принимаются пакеты с отсутствием признаков в поведении вектора ошибок, сигнализирующих о необходимости увеличения $ОСШ$ в канале, но BER продолжает превышать допустимый порог, проводится анализ информации, накопленной в буфере. На следующем этапе делается вывод о наличии или отсутствии разбаланса квадратур или искажения созвездия в системе передачи информации.

Особенности работы алгоритма компенсации

Рассмотрим более подробно особенности работы данного алгоритма. После посимвольного приема дискретного сообщения на выходе демодулятора имеются значения I и Q компонент принятого символа \hat{S}_i , кото-

рые сохраняются в буфере в виде следующих структур:

$$\hat{S}_i = \{I_i; Q_i\}.$$

На следующем этапе производится накопление элементов S_i , которые могут быть получены как из одного кадра, так и агрегированы из нескольких. После накопления кадра необходимой длины происходит нормировка вектора ошибок на среднюю мощность принятого сигнала и вычисление усредненного вектора ошибки. Коэффициент нормировки может быть записан следующим образом:

$$A = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^k \frac{P(\hat{S}_i)}{M} \right)^{-1}},$$

где M – порядок модуляции, $P(\hat{S}_i)$ – энергия принятого символа, k – размер кадра [11-13]. Поскольку все символы сигнала ФМН-2 имеют одинаковую энергию, разбаланс квадратур по фазе приведет к повороту сигнального созвездия относительно начала координат на величину, равную половине фазового разбаланса, без каких-либо дополнительных искажений. Следовательно, зная величину вектора ошибки и коэффициент нормировки, можно компенсировать искажение созвездия:

$$\bar{\varphi}(k) = \arccos\left(\frac{1}{2} A \overline{EVM}(k) - \sqrt{\bar{E}_s}\right),$$

где k – размер кадра, на котором вычислен вектор

ошибок, \bar{E}_s – усредненная энергия символа, \overline{EVM} – усредненное значение вектора ошибок, вычисленное при приеме кадра длиной 1024 бита. Взаимосвязь данных величин дополнительно проиллюстрирована на рис. 5.

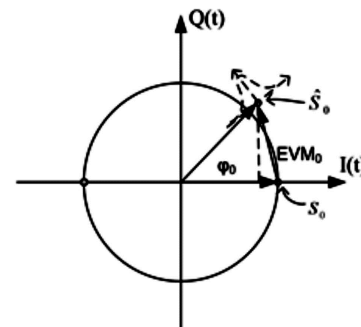


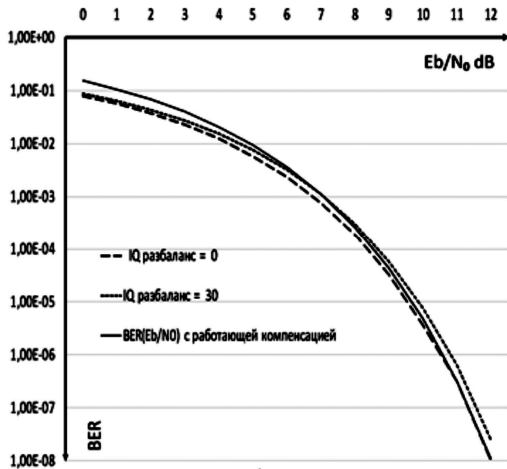
Рис. 5. Определение величины угла поворота

На рис. 6 приведены результаты работы алгоритма для величин угла поворота $\frac{\pi}{6} \text{ рад}$ и $\frac{\pi}{3} \text{ рад}$, при величине кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равной 1024 бита. Здесь пунктирной линией с крупным штрихом изображена зависимость вероятности появления битовой ошибки от соотношения $\frac{E_b}{N_0}$, мелким пунк-

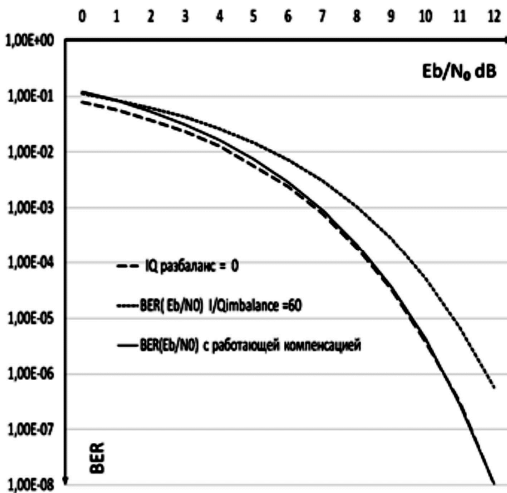
тиром – при воздействии искажения, сплошной линией – при работе алгоритма компенсации.

Исходя из представленных графиков, можно сделать вывод, что при низких $ОСШ$ в канале передачи алгоритм компенсации работает некорректно, т.к. вектор ошибки вычисляется неэталонно, следовательно, в том случае,

когда символ принят ошибочно, в вычисление *EVM* будет внесена погрешность вне зависимости от размера кадра, на котором нормируется и вычисляется вектор ошибки [14].



а)



б)

Рис. 6. Работа алгоритма компенсации для заданного угла поворота сигнального созвездия:

$$а) \frac{\pi}{6} \text{ рад} ; б) \frac{\pi}{3} \text{ рад}$$

Определим порог отношения $\frac{E_b}{N_0}$ в канале переда-

чи, при котором алгоритм компенсации начинает давать выигрыш, для различных величин угла поворота созвездия. График соответствующей зависимости представлен на рис. 7.

Чтобы обеспечить максимально эффективную работу алгоритма компенсации, не ухудшая текущие параметры системы передачи, необходимо разработать метод анализа принимаемого сигнала, позволяющий активировать алгоритм компенсации в области его эффективной работы. Стоит отметить, что анализ пилот-сигнала не позволяет дифференцировать влияние поворота созвездия [15–17]. На рис. 8 приведены два созвездия, одно из которых искажено, при *ОСИ* в канале передачи 9,2 дБ, второе без искажений, но *ОСИ* в канале передачи равно 7,6 дБ. В обоих случаях вероятность появления битовой ошибки одинакова и равна $1,9 \cdot 10^{-4}$.

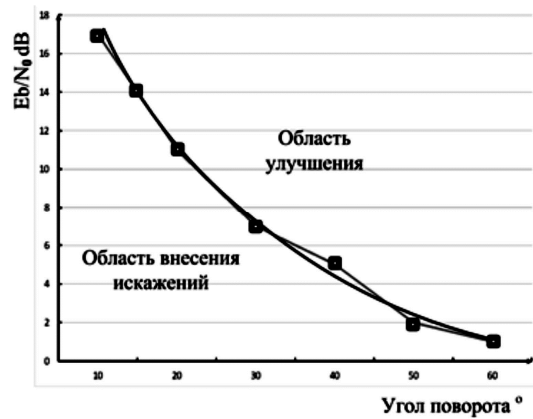
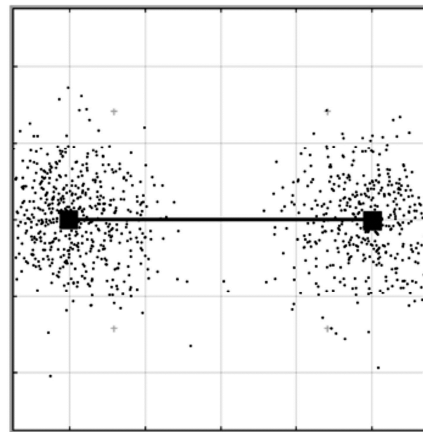
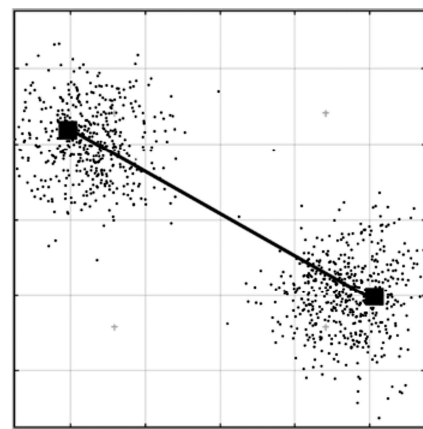


Рис. 7. Диаграмма работы системы компенсации



а)

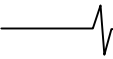


б)

Рис. 8. Сигнальные созвездия с одинаковой BER: а) без смещения; б) при наличии смещения

Для того чтобы решить задачу различения влияния *АБГШ* и поворота сигнального созвездия, рассмотрим поведение величины вектора ошибки *EVM*. На блок-схеме, приведенной на рис. 4, в случае несоответствия *BER* заданным требованиям, производится вычисление *EVM* и сохранение показателей в буфере. При помощи правила Стерджеса [18] имеющиеся в буфере данные разбиваются на интервалы, величина которых определяется следующим выражением:

$$l = \frac{\overline{EVM}_{\max} - \overline{EVM}_{\min}}{1 + \log_2(k)}$$



где \overline{EVM}_{\max} и \overline{EVM}_{\min} – максимальная и минимальная величина усредненного вектора ошибки, вычисленного при обработке кадра, длина которого равна 1024 бита, k – размер кадра. На следующем этапе происходит подсчет количества попаданий значений в буфере в каждый из интервалов L_i , абсолютные значения границ которого определяются следующим выражением:

$$L_i = \{\overline{EVM}_{\min} + li; \overline{EVM}_{\min} + l(i+1)\}.$$

Графическая интерпретация данного процесса представлена на рис. 9, где слева изображено сигнальное созвездие, при приеме которого произведена агрегация показателей, а справа – гистограмма значений

\overline{EVM} по интервалам L_i . Данные интервалы выражены в процентах, где по оси абсцисс за 100 % принята величина, равная $\sqrt{E_s}$, а по оси ординат – количество отсчетов, попавших в интервал.

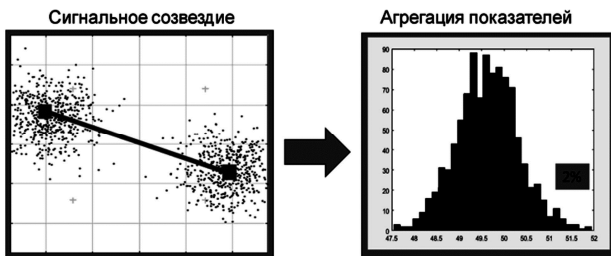


Рис. 9. Агрегация показателей
(размер кадра 1024 бита, 1000 кадров)

В том случае, если сигнальное созвездие подвергается искажению при незначительном воздействии АБГШ, медиана распределения, представленного на гистограмме, будет смещена пропорционально величине искажения, в то время как разброс относительно нее будет незначительным. В противном случае будет наблюдаться обратная картина – значительный разброс по заданному порогу при минимальном смещении, т.к. по условиям моделирования математическое ожидание воздействующего на сигнал шума равно нулю [5, 19].

Пример работы системы компенсации

Рассмотрим работу системы компенсации, рассчитанной на решение следующей задачи: минимизация влияния поворота сигнального созвездия, начиная с

$\frac{\pi}{6}$ рад и соотношения $\frac{E_b}{N_0}$, равного 6 дБ. В результа-

те серии экспериментов выбран следующий критерий активации: алгоритм компенсации задействуется в случае превышения 2 % разброса по частоте попадания отсчетов в интервал, равный 20. На рис. 10 представлена диаграмма работы алгоритма анализа состояния канала и компенсации искажения сигнального созвездия для следующих исходных данных: порог BER равен 10^{-5} [20], длина кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равна 1024 бита, количество кадров, по которым ведется агрегация статистических данных, равно 1000.

Рассмотрим представленную диаграмму более подробно, в соответствии с блок-схемой работы алгорит-

ма, изображенной на рис. 4. Если при анализе пилот-сигнала достигается заданный уровень BER, то производится прием и обработка сообщения без каких-либо дополнительных манипуляций. Кривая порогового значения BER в зависимости от степени искажения созвездия и отношения $\frac{E_b}{N_0}$ представлена верхней пунктирной

линией. Сплошной линией разделены область эффективной работы системы компенсации (справа) и область внесения незначительных искажений (слева). Нижней пунктирной линией представлено выполнение условия активации системы компенсации. В результате можно выделить три основные области работы алгоритма: область улучшения показателей работы системы связи, область внесения искажений и область потенциального улучшения, в которой возможно улучшение характеристик работы системы передачи информации без активации алгоритма компенсации.



Рис. 10. Диаграмма работы алгоритма
детектирования искажения и его компенсации

Основным направлением развития и совершенствования предложенного алгоритма является разработка более совершенного критерия активации алгоритма компенсации и методики агрегации статистических данных с целью охвата области потенциального улучшения характеристик системы и минимизации области внесения искажений. Следует также выделить пути развития работ в данной области в целом – это разработка алгоритмов для более сложных видов манипуляций (КАМ-16, КАМ-64 и др.), которые могут быть подвержены влиянию более сложных, комплексных видов искажений в отличие от ФМН сигналов. В данном случае основной задачей будет являться определение типа искажения, воздействующего на систему передачи информации, например, разбаланса квадратур от компрессионного искажения в условиях воздействия на систему АБГШ.

Заключение

Разработан алгоритм, действующий на основе комплексной оценки качества канала связи и позволяющий детектировать наличие искажений в сигнальном созвездии, влияние которых не проявляется как снижение мощности принимаемого сигнала, но серьезно ухудшает характеристики цифровой системы передачи. Данный алгоритм позволяет не только различать влияние АБГШ и искажения созвездия, но и компенсировать их при по-

мощи анализа вектора ошибок. Также важной особенностью данного алгоритма является его способность компенсировать искажения, вносимые аналоговым радиочастотным трактом, что в настоящее время является актуальной задачей в виду снижения качества электронных компонентов на отечественном рынке.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 16-37-00308-мол-а.

Литература

1. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
2. Kenington P.B. RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio / Artech House, 2005. – 352 p.
3. Software Defined Radio. Edited by Walter Tuttlebee. John Wiley & Sons, Ltd 2002. – 402 p.
4. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. – М.: Мир, 1982. 586 с.
5. Mathuranathan V. Simulation of Digital Communication Systems Using Matlab. Second edition. / Mathuranathan V. E-book, Mathuranathan V. at Smashwords, Published at 2013.
6. Umar H. Rizvi, Gerard J.M. Janssen and Jos H. Weber. BER Analysis of BPSK and QPSK Constellations in the Presence of ADC Quantization Noise // Proceedings of APCC2008, Kioto, Japan. 2008 IEICE 08 SB 0083.
7. Amin A. Computation of Bit-Error Rate of Coherent and Non-Coherent Detection M-Ary PSK With Gray Code in BFWA Systems // International Journal of Advancements in Computing Technology, Vol. 3, Nu 1, February 2011.
8. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. – М.: Радиотехника, 2010. – 208 с.
9. Chile C.M. Bounds and Approximations for Rapid Evaluation of Coherent MPSK Error Probabilities // IEEE Trans. Commun., Vol/COM-33, pp. 271–273, March 1985.
10. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
11. McKinley M.D. EVM Calculation for Broadband Modulated Signals // 64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, Florida. 2004. – pp. 45–52.
12. Hassun R., Flaherty M., Matreci R., and Taylor M. Effective evaluation of link quality using error vector magnitude techniques. In Wireless Communications Conference, 1997.
13. Jensen T.L., & Larsen T. (2013). Robust Computation of Error Vector Magnitude for Wireless Standards // IEEE Trans. Commun., 61(2), 648-657. 10.1109/TCOMM.2012.022513.120093.
14. Дубов М.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.
15. Zivkovic M. and Mathar R. Preamble-based SNR estimation in frequency selective channels for wireless OFDM systems. In IEEE VTC 2009, 2009.
16. Georgiadis A. Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 53(2):443–449, 2004.
17. Schmogrow R., Nebendahl B., Winter M., Josten A., Hillerkuss D., Koenig S., Meyer J., Dreschmann M., Huebner M., Koos C., Becker J., Freude W., and Leuthold J. Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats // Photonics Technology Letters, IEEE, 24(1): 61–63, Jan 2012.
18. Rao C.R. Handbook of statistics. Vol. 24. Data mining and data visualization. ELSEVIER B.V., 2005. 644 p.
19. Мартюшев Ю.Ю. Практика функционального цифрового моделирования в радиотехнике. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 188 с.
20. Goldsmith A. Wireless communications. Stanford University, 2004. – 419 p.