

ОБНАРУЖЕНИЕ СИММЕТРИЧНЫХ СИГНАЛОВ СО МНОГИМИ НЕСУЩИМИ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО ЭЛЕКТРОСЕТЯМ

А. Л. Шишкин

ООО «Вторая лаборатория»

Статья получена 4 мая 2015 г., после доработки – 24 мая 2014 г.

Аннотация. В работе рассматриваются корреляционные свойства симметричных шумоподобных сигналов со многими несущими. Предложен алгоритм обнаружения симметричных шумоподобных сигналов по результатам расчета корреляции между их половинами. Проведено моделирование работы предложенного алгоритма обнаружения для случая передачи сигналов по каналу связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) и для частного случая передачи сигналов по разветвленным электросетям жилых домов.

Ключевые слова: симметричные шумоподобные сигналы, корреляционный приемник, передача сигналов по электросетям.

Abstract: In this work the correlation properties of time symmetric noise-like signals are considered. The detection algorithm of noise-like signals, based on correlation between their halves, is proposed. A simulation of the detection algorithm for additive white Gaussian noise channel and for branched power line channel was performed.

Keywords: symmetric noise-like signals, correlation receiver, power line communication.

Цель работы

Данная статья предназначена в первую очередь инженерно-техническим работникам, занимающимся проектированием систем передачи информации. Целью статьи является краткий обзор метода обнаружения и формирования шумоподобных сигналов, который позволит избежать дополнительных энергетических потерь и снижения ресурса канала связи при реализации систем обнаружения и синхронизации.

Введение

В системах связи всегда возникает ситуация неопределенности при наблюдении на входе приемника случайного сигнала $x(n)$, который может представлять собой либо шумы канала связи $\xi(n)$ либо смесь информационной посылки $s(n)$ и шумов $\xi(n)$. Задача приемника на данном этапе состоит в том, чтобы принять решение о наличии или отсутствии информационной последовательности в наблюдаемом случайном сигнале.

Во многих источниках [1-3, 9] показано, что оптимальный алгоритм обнаружения дискретного сигнала на фоне аддитивного независимого гауссова шума реализуется при помощи согласованного цифрового фильтра. Для использования алгоритма согласованной фильтрации требуются априорные сведения о форме искомого информационного сообщения $s(n)$. На практике данную проблему часто решают путем передачи эталонных сигналов, по которым на стороне приемника происходит обнаружение и синхронизация информационных кадров [1-3, 9]. Недостатком этого метода является то, что кроме исходного информационного сообщения $s(n)$ требуется передача и эталонного синхросигнала. Это приводит к снижению пропускной способности канала связи, в некоторых случаях весьма значительному, и дополнительным тратам энергии передатчика.

Однако, вместо эталонного синхросигнала, который используется корреляционным приемником для обнаружения, можно передавать импульсную характеристику фильтра, согласованного с исходным информационным сообщением $s(n)$. Тогда информационный кадр должен состоять из двух симметричных во времени половин – исходного информационного сигнала $s(n)$ и его инверсной (зеркальной) копии $s^*(n)$ (рис. 1). Обнаружение такого информационного кадра может быть выполнено непосредственно по результатам расчета корреляции между двумя половинами $x_1(n)$ и $x_2(n)$ принимаемой случайной последовательности $x(n)$.

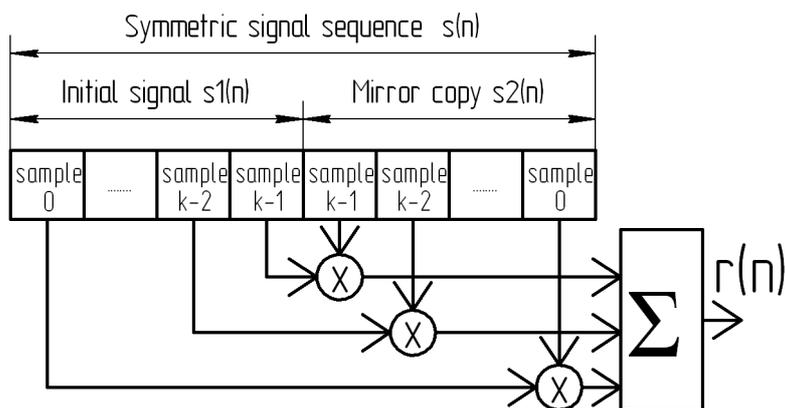


Рис. 1. Структура передаваемого симметричного информационного кадра и схема расчета корреляции между двумя его половинами.

Отличительные особенности предлагаемого алгоритма обнаружения.

Предлагаемый алгоритм обнаружения обладает несколькими важными отличительными особенностями, на которые следует обратить особое внимание:

1. Т.к. в приемнике рассчитывается корреляция между исходным сигналом и его инверсной копией, которые искажены каналом связи и шумами, то данный способ обнаружения можно рассматривать в качестве квазисогласованного фильтра. Поэтому можно предположить, что для рассматриваемого квазисогласованного фильтра будут характерны многие свойства классического согласованного фильтра.
2. Поскольку информационный кадр изначально симметричен во времени и состоит из исходного сигнала и его инверсной копии, то это дает возможность на приемной стороне складывать между собой его половины. Такое сложение будет равносильно сложению двух реализаций полезного сигнала и приведет к повышению отношения сигнал-шум (в случае действия на сигнал аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) выигрыш составит 3 дБ). В свою очередь, повышение отношения сигнал-шум дает возможность увеличить кратность модуляции. Поэтому увеличение длительности передаваемого информационного кадра влечет за собой также и повышение скорости передачи и за счет этого не приводит к энергетическим потерям.

3. Так как передаваемый информационный кадр полностью симметричен во времени, то спектры составляющих его половин являются комплексно сопряженными. Передаточная характеристика канала связи будет одинаково воздействовать на отдельные частотные составляющие обеих половин передаваемого симметричного кадра и поэтому не нарушит изначальную разность фаз (180°) между ними. Иными словами рассогласование между двумя половинами передаваемого информационного кадра вносят только действующие в канале связи шумы. Данное свойство позволяет осуществлять обнаружение передаваемого симметричного сигнала без использования квадратурного коррелятора.

4. Предлагаемый метод формирования и обнаружения информационных кадров предпочтительно использовать для систем шумоподобных [2, 3, 9] сигналов. В этом случае на выходе корреляционного приемника (рис. 1), возможно получить отклик (взаимно-корреляционную функцию (ВКФ) между двумя половинами передаваемого симметричного кадра) с очень малой длительностью основного пика и низким уровнем боковых лепестков (см. рис. 5, 6, 9а, 9б). Необходимо отметить, что при формировании информационного кадра из исходного сигнала и его задержанной во времени копии (без инверсии) отклик корреляционного приемника будет иметь треугольную, а не пикообразную, форму и будет более протяженным во времени.

Метод обнаружения симметричных во времени шумоподобных сигналов долгое время оставался без должного внимания со стороны отечественных специалистов в области связи. Самое интересное и удивительное при этом остается то, что методы обнаружения периодических во времени, но не симметричных, сигналов и последовательностей уже давно известны и исследованы. На сегодняшний день это упущение остается фактом, который подтверждается публикацией в 2011 году патента на изобретение «Способ и устройство для обнаружения сигнала и синхронизации в системах беспроводной связи» [8]. Изобретение [8] в том числе включает в себя и способ обнаружения сигналов обладающих свойством временной симметрии

путем расчета корреляции между их симметричными частями (п. 9 формулы изобретения [8]). Предлагаемый в статье метод обнаружения отличается от метода, описанного в [8], способом формирования передаваемого информационного сообщения, при котором появляется возможность избежать дополнительных энергетических потерь (см. п. 2 приведенных на странице 3 особенностей метода) и снижения пропускной способности канала связи.

Выбор сигнальной конструкции.

В [1-4, 9] показано, что отклик согласованного фильтра при уменьшении уровня шумов и искажений канала связи стремится к автокорреляционной функции искомого сигнала (АКФ). Поэтому максимальное сжатие (отношение длительности T_{sig} входного сигнала к длительности τ реакции согласованного фильтра) и максимальное увеличение отношения сигнал-шум на выходе согласованного фильтра будет обеспечиваться для сигнальных конструкций с наибольшей базой B [2, 3,9]:

$$B = T_{sig} \cdot \Delta f = \frac{P_O}{P_I} = \frac{T_{sig}}{\tau},$$

где P_I – пиковая мощность входного полезного сигнала. P_O – пиковая мощность выходного полезного сигнала согласованного фильтра. Δf – ширина входного спектра сигнала. T_{sig} – длительность входного сигнала. τ – длительность реакции согласованного фильтра на входной сигнал продолжительностью T_{sig} . В работах [2, 3, 9] τ определена как время между двумя первыми нулевыми значениями основного лепестка реакции согласованного фильтра. Также в этих работах показано, что длительность реакции τ зависит только от ширины спектра искомого сигнала $s(n)$ и равна $2/\Delta f$.

Одним из типов сигналов, обладающих большой базой являются сигналы со многими ортогональными несущими [2,3], сформированные по принципу OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное частотное уплотнение). База такого сигнала совпадает с числом ортогональных несущих частот:

$$B = T_{sig} \cdot \Delta f = \frac{\Delta f}{\Delta f_0} = \frac{N \cdot \Delta f_0}{\Delta f_0} = N;$$

где T_{sig} - длительность многочастотного сигнала; Δf_0 - ширина спектра отдельной ортогональной несущей частоты сигнала; Δf - суммарная ширина спектра, занимая всеми ортогональными несущими частотами; N - число ортогональных несущих частот в сигнале.

Сигнал со многими несущими частотами на интервале посылки представляет собой сумму N ортогональных гармонических колебаний с частотами f_k и в дискретном времени может быть записан как:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_k nT) + b_k \sin(2\pi f_k nT), \quad n = 0..(2N-1);$$

где f_k - частота k -ой ортогональной гармоники; N - число гармоник в сигнале; a_k , b_k - амплитуды синфазной и квадратурной составляющих на k -ой несущей частоте; T - интервал дискретизации; n - номер дискретного отсчета.

Дискретный энергетический спектр такого сигнала $s(n)$ (в области как отрицательных, так и положительных частот) на k -ой несущей частоте равен:

$$|S_k|^2 = S_k \cdot S_{-k} = S_k \cdot S_k^* = \frac{a_k^2 + b_k^2}{4} = \frac{A_k^2}{4};$$

где S_k - амплитудный спектр сигнала на k -ой частоте, вычисленный с помощью дискретного преобразования Фурье.

Согласно теореме Винера-Хинчина автокорреляционная функция (АКФ) сигнала находится как обратное преобразование Фурье от его энергетического спектра. Выражение для вычисления дискретной корреляционной функции $R(n)$ может быть записано в виде [10]:

$$R(n) = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} |S_k|^2 e^{i2\pi f_k nT} = \frac{1}{4} \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} (a_k^2 + b_k^2) e^{i2\pi f_k nT}$$

В случае, если в сигнале энергии на всех несущих частотах равны и отсутствует постоянная составляющая, то:

$$R(n) = \frac{a_k^2 + b_k^2}{4} \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} H_k^2 e^{i2\pi f_k nT} = \frac{A^2}{2} \sum_{k=1}^{N-1} \cos(2\pi f_k nT);$$

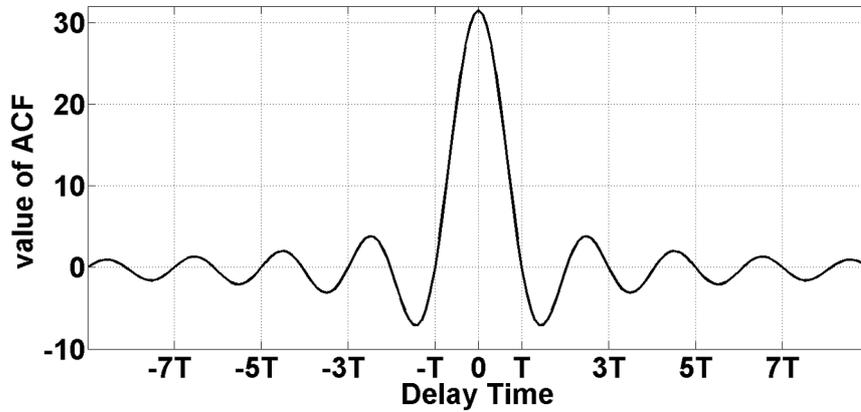


Рис.2. Автокорреляционная функция OFDM сигнала, состоящего из 63 несущих частот с амплитудами $(a_k^2 + b_k^2)$ равными единице и не имеющего постоянной составляющей. Значение времени T соответствует периоду дискретизации.

Как видно по рис. 2, АКФ OFDM сигнала, чьи несущие частоты f_k равномерно расположены по всему имеющемуся диапазону частот шириной $2/T$, имеет центральный пик длительностью в два периода дискретизации T и резко затухающие боковые лепестки (уровень боковых лепестков необходимо оценивать в моменты времени кратные периоду дискретизации T). Поэтому можно сделать предположение, что симметричный OFDM сигнал может быть использован не только для обнаружения информационного кадра, но и для точной тактовой синхронизации приемника и передатчика.

Обнаружение сигналов со многими несущими в канале с АБГШ.

Предположим, что для предлагаемого метода обнаружения, также как и для согласованного фильтра, оптимальными являются сигналы с большой базой. Поэтому в качестве используемой сигнальной конструкции выберем OFDM сигнал, обладающий базой значительно больше единицы, и проверим возможность его обнаружения предлагаемым методом в канале с АБГШ. При моделировании будем полагать, что несущие частоты OFDM сигнала равномерно распределены по всему имеющемуся диапазону частот.

Поскольку при обнаружении важно найти значение корреляции для формы сигнала, то необходимо исключить влияние амплитуды сигналов и наличие постоянной составляющей. Тогда для принятия решения о наличии информационной последовательности в принятом случайном сигнале будем использовать нормированный коэффициент корреляции Пирсона, который не зависит от мощности анализируемых сигналов:

$$r(n) = \frac{\text{cov}(x_1(n), x_2^*(n))}{\sigma_{x_1} \cdot \sigma_{x_2}}, \quad (1)$$

где:

$x_1(n) = s_1(n) + \zeta_1(n)$ – первая половина принятого случайного сигнала;

$x_2(n) = s_2(n) + \zeta_2(n) = s_1^*(n) + \zeta_1(n+k)$ – вторая половина принятого случайного сигнала;

$\zeta_1(n) = \{ \zeta(nT), \zeta((n+1)T), \dots, \zeta((n+k-1)T) \}$ – реализация АБГШ в момент времени nT .

$\text{cov}(x_1(n), x_2^*(n))$ – ковариация между дискретными последовательностями $x_1(n)$ и $x_2^*(n)$.

σ_{x_1} , σ_{x_2} – среднеквадратичные отклонения первой и второй половины информационного кадра соответственно.

Компоненты $s_1(n)$ и $s_2(n)$ представляют собой последовательности отсчетов первой и второй половин информационного сообщения $s(n)$. В момент, когда по каналу связи не осуществляется передача информации, отсчеты последовательностей $s_1(n)$ и $s_2(n)$ равны нулю. Если передаваемое информационное сообщение полностью находится в буфере приемника, то:

$s_1(n) = \{ s(0), s(T), \dots, s((k-1)T) \}$ – дискретная последовательность отсчетов первой половины информационного сообщения.

$s_2(n) = s_1^*(n) = \{ s(kT), s((k+1)T), \dots, s((2k-1)T) \} = \{ s((k-1)T), s((k-2)T), \dots, s(0) \}$ – дискретная последовательность отсчетов второй половины информационного сообщения.

Так как шум $\zeta(n)$ является широкополосным, а информационная посылка

$s(n)$ имеет достаточно большую длительность и не содержит постоянной составляющей, то выражение (1) может быть записано в виде [4]:

$$r(n) = \frac{\text{cov}_{s_1 \cdot s_2} + \text{cov}_{s_1 \cdot \xi_2} + \text{cov}_{\xi_1 \cdot s_2} + \text{cov}_{\xi_1 \cdot \xi_2}}{\sqrt{\sum_{d=0}^{k-1} (s_1 + \xi_1)^2 \sum_{d=0}^{k-1} (s_2 + \xi_2)^2}} \approx \frac{\sigma_{s_1}^2}{\sigma_{s_1}^2 + \sigma_{\xi_1}^2} \quad (2)$$

Выражение (2) было получено в работе [4] при выводе нормированного коэффициента автокорреляции для зашумленных периодических последовательностей. Предельный переход в выражении (2) справедлив только в том случае, когда шум $\xi(n)$ и информационная последовательность $s(n)$ являются независимыми случайными процессами, а длительность корреляционной функции шума $\xi(n)$ намного меньше длительности информационной последовательности $s(n)$. Поэтому чем длиннее информационная последовательность $s(n)$ и чем более широкополосный шум $\xi(n)$ присутствует в канале связи, тем более точным является переход в выражении (2).

Для установления вероятностных характеристик коэффициента корреляции был проведен эксперимент. Цель эксперимента заключалась в том, что бы понять характер изменения вероятностных характеристик коэффициента корреляции (1) в зависимости от длины передаваемого симметричного OFDM кадра и уровня шумов в канале связи. При моделировании предполагалось, что все несущие частоты OFDM сигнала имеют случайную начальную фазу, единичную амплитуда и занимают всю имеющуюся полосу частот. Также предполагалось, что искажения передаваемого симметричного OFDM сигнала вызваны только действием АБГШ.

Расчеты были выполнены для OFDM кадров длиной 256 (рис. 3) и 8192 (рис.4) отсчетов. При расчетах предполагалось, что весь передаваемый информационный кадр $x(n)$, искаженный АБГШ $\xi(n)$, полностью находится в приемном буфере той же длины. Этот случай соответствует пику коэффициента корреляции (см. рис. 5 и рис. 6). Поэтому, приведенные на рис. 3 и рис. 4

законы распределения, не отображают характера изменения во времени коэффициента корреляции.

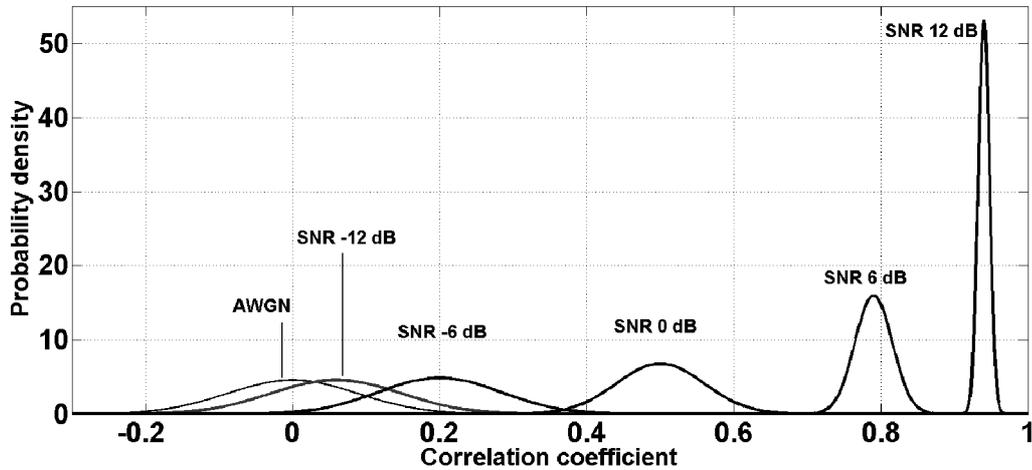


Рис. 3. Плотность вероятности коэффициента корреляции в зависимости от ОСШ (SNR – signal to noise ratio) на входе приемника. Общая длина принимаемого информационного кадра 256 отсчетов (длина одной половины кадра 128 отсчетов, а число несущих частот каждой половины равно 127).

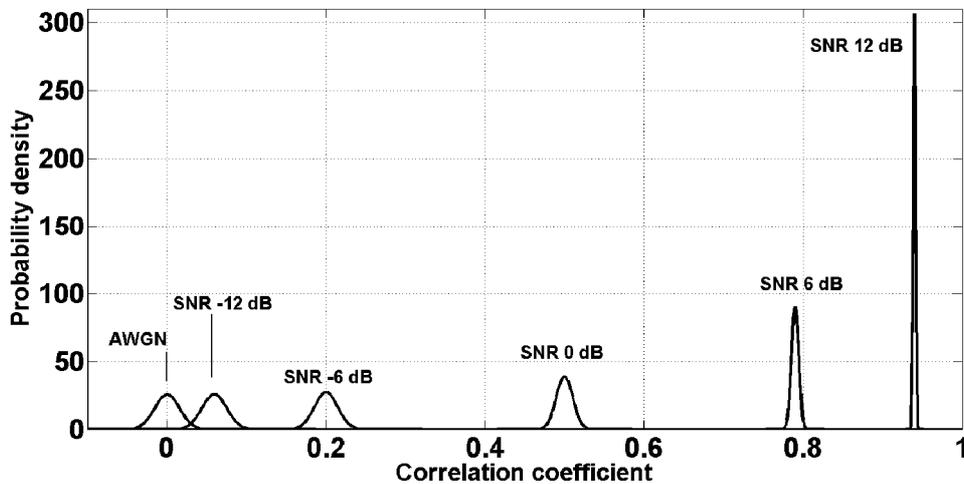


Рис. 4. Плотность вероятности коэффициента корреляции в зависимости от ОСШ (SNR – signal to noise ratio) на входе приемника. Общая длина принимаемого информационного кадра 8192 отсчетов (длина одной половины кадра 4096 отсчетов, а число несущих частот каждой половины равно 2047).

Для каждого уровня отношения сигнал-шум (ОСШ) была рассчитана отдельная кривая распределения коэффициента корреляции. На рис. 3 и рис. 4

каждая кривая имеет имя, соответствующее рассматриваемому ОСШ. Кривые с именем AWGN (англ. Additive white Gaussian noise – аддитивный белый гауссов шум) соответствуют случаю, когда в приемном буфере находится только АБГШ.

Процесс изменения уровня коэффициента корреляции при последовательном заполнении приемного буфера зашумленным информационным кадром представлен на рис. 5 и 6. Рис. 5 соответствует работе алгоритма при относительно коротком информационном кадре и высоком отношении сигнал-шум на входе приемника (6 дБ). Рис. 6 показывает работу алгоритма при длинном информационном кадре и низком отношении сигнал-шум (-6 дБ). Также по этим рисункам видно, что чем больше длина передаваемого информационного кадра, т.е. чем больше отсчетов берется для расчета коэффициента согласно выражению (1), тем меньше уровень корреляции между двумя реализациями АБГШ, находящимися в приемном буфере.

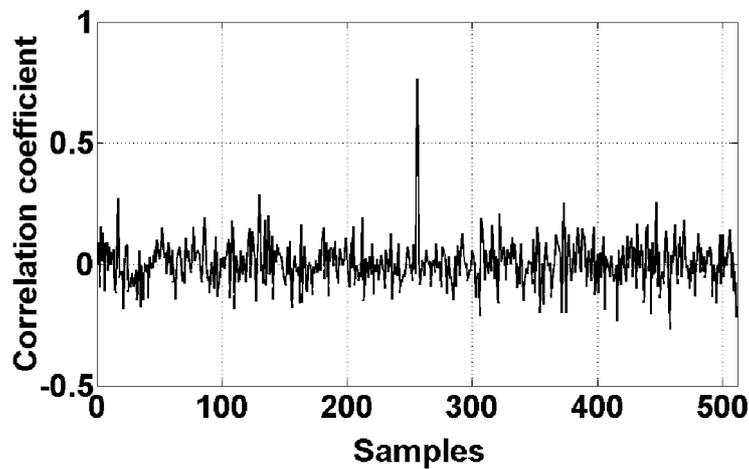


Рис. 5. Пример расчета коэффициента корреляции для информационного кадра длиной 256 отсчетов. Пик соответствует моменту, когда передаваемый информационный кадр полностью поступил в приемный буфер той же длины. Отношение сигнал-шум на входе приемника равно 6 дБ.

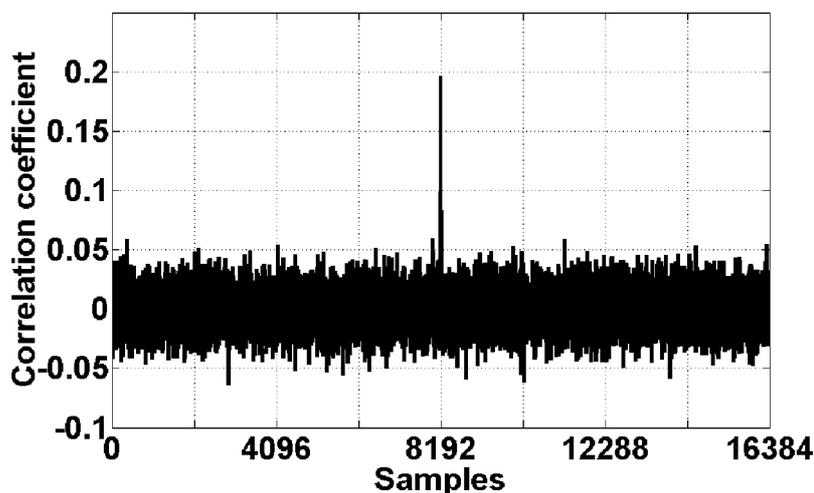


Рис. 6. Пример расчета коэффициента корреляции для информационного кадра длиной 8192 отсчета. Пик соответствует моменту, когда передаваемый информационный кадр полностью поступил в приемный буфер той же длины.

Отношение сигнал-шум на входе приемника равно минус 6 дБ.

Результаты моделирования, приведенные на рисунках, доказывают достоверность выдвигаемой гипотезы о возможности обнаружения симметричных шумоподобных сигналов только по результатам их обработки и без использования дополнительных ресурсов канала связи. В ходе моделирования было подтверждено, что чем больше база передаваемой сигнальной последовательности, тем выше отношение сигнал-шум на выходе предлагаемого квазисогласованного фильтра.

Обнаружение сигналов со многими несущими частотами, передаваемых по электросетям.

Результаты работы предлагаемого алгоритма обнаружения для систем передачи данных по электросетям представлены на рис. 9. Моделирование проведено для случая передачи данных по электросетям подъездов жилых домов с первого на девятые этажи. При передаче использовались полосы частот 40-90 кГц и 95-145 кГц [5, 6]. Передаваемые OFDM сигналы имели ширину спектра 40 кГц (из имеющихся 50 кГц было оставлено в качестве защитных интервалов по 5 кГц сверху и снизу диапазона). Характеристики электросетей и шумов были получены по результатам измерений [6, 7] и представлены на рис.

7. Спектральные соотношения на выходе передатчика (1-ый этаж) [5] и на входе приемника (9-ый этаж) для информационного сообщения и шума показаны на рис. 8.

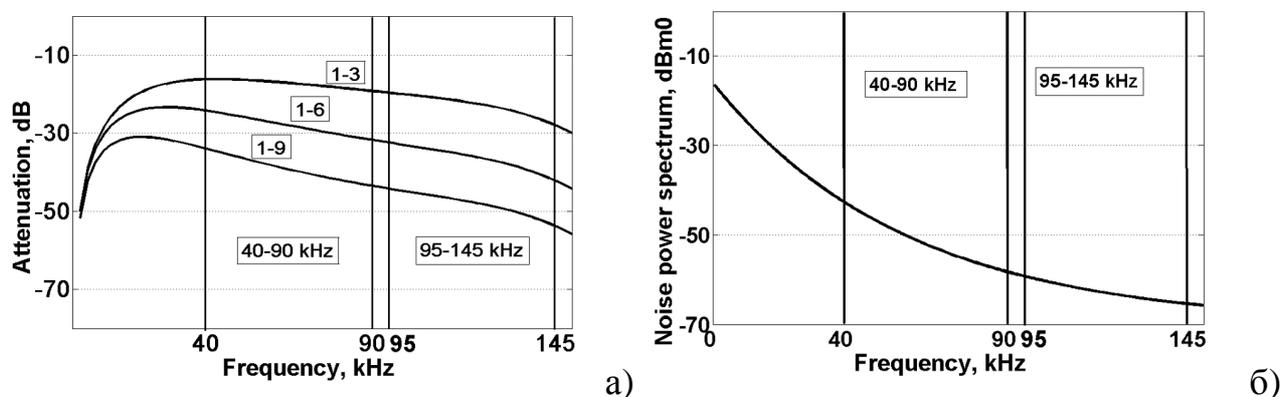


Рис.7. Измеренные характеристики разветвленных электросетей: а) усредненные амплитудно-частотные характеристики между первым и другими (3-им, 6-ым, 9-ым) этажами подъездов жилых домов; б) типовая спектральная плотность мощности шума в электросетях.

При моделировании расчет коэффициента корреляции (рис. 9), согласно выражению (1), проводился после переноса спектра сигнала из рабочего диапазона частот в полосу 0-50 кГц на каждом такте дискретизации. Пик коэффициента корреляции соответствует моменту, когда весь симметричный кадр находится в буфере приемника.

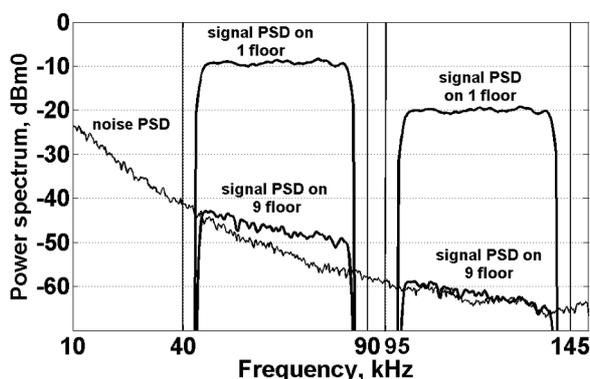


Рис.8. Спектральная плотность мощности сигналов, передаваемых по электросетям подъездов жилых домов, и фонового шума для диапазонов частот 40-90 кГц и 95-145 кГц.

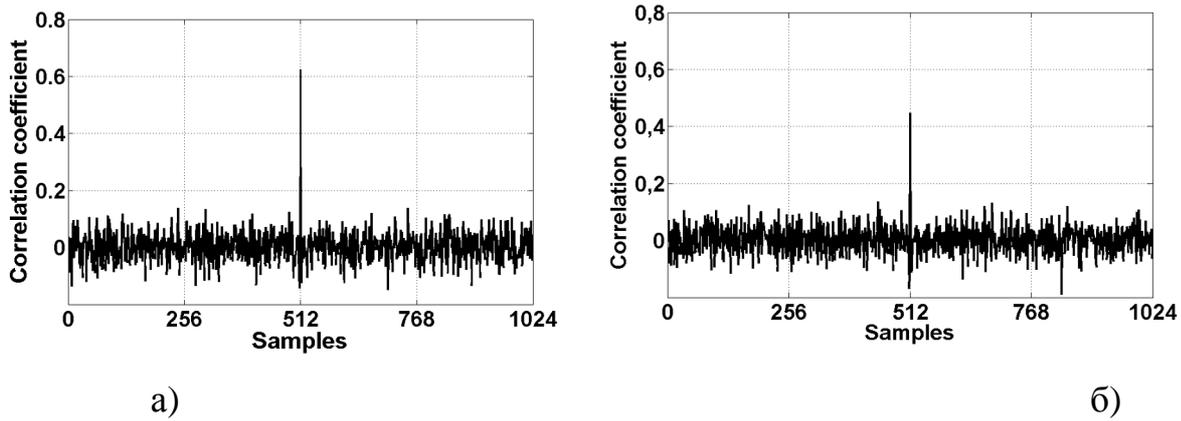


Рис.9. Рассчитанный коэффициент корреляции в разные моменты времени для симметричных сигналов со многими несущими при моделировании передачи данных с 1-ого на 9-ый этажи: а) передача по электросети в диапазоне 40-90 кГц (ОСШ согласно (4) равно 2.4 дБ); б) передача по электросети в диапазоне 95-145 кГц (ОСШ согласно (4) равно -0.7 дБ).

Кроме того, по рассчитанному значению коэффициента корреляции возможно определить ОСШ на входе приемника (рис. 8). С этой целью предположим, что если в канале связи действует широкополосный шум $\zeta(n)$, а информационная посылка имеет достаточно большую длительность и не содержит постоянной составляющей, то выражение (1) может быть записано в виде [4]:

$$r(n) = \frac{\text{cov}(x_1 \cdot x_2^*)}{\sigma_{x_1} \cdot \sigma_{x_2}} = \frac{\text{cov}_{y_1 \cdot y_2} + \text{cov}_{y_1 \cdot \zeta_2} + \text{cov}_{\zeta_1 \cdot y_2} + \text{cov}_{\zeta_1 \cdot \zeta_2}}{\sqrt{\sum_{d=0}^{k-1} (y_1 + \zeta_1)^2 \sum_{d=0}^{k-1} (y_2 + \zeta_2)^2}} \quad (3)$$

$$\approx \frac{\sigma_{y_1}^2}{\sigma_{y_1}^2 + \sigma_{\zeta_1}^2},$$

где $y_1(n)$ и $y_2(n)$ – первая и вторая половина передаваемого сообщения $s(n)$, искаженные каналом связи с импульсной характеристикой h :

$$y_1 = s_1 * h ; y_2 = s_2 * h ;$$

$\zeta_1(n), \zeta_2(n)$ –реализации шума канала связи, воздействующие на сигналы $y_1(n)$ и $y_2(n)$.

Условия предельного перехода в выражении (3) были описаны в работе [4] (глава 5.2) и кратко изложены при описании выражения (2).

После преобразований выражение (3) для приближенного расчета коэффициента корреляции $r(n)$ примет вид [4]:

$$r(n) \approx \frac{\sigma_{y_1}^2}{\sigma_{y_1}^2 + \sigma_{\xi_1}^2} = 1 / \left(1 + \left(\frac{\sigma_{\xi_1}}{\sigma_{y_1}} \right)^2 \right)$$

Тогда для шумоподобных сигналов, передаваемых по каналам связи с АЧХ, близкой к равномерной, и с широкополосными помехами, ОСШ на входе приемника может быть оценено с помощью выражения [4]:

$$\frac{S}{N} (dB) \approx 10 \log \left(\frac{r(0)}{1 - r(0)} \right) \quad (4)$$

ОСШ на входе приемника при моделировании передачи данных по электросетям, согласно выражению (4), равно:

1. 2.4 дБ при передаче данных с 1-ого на 9-ый этажи в полосе частот 40-90 кГц;
2. -0.7 дБ при передаче данных с 1-ого на 9-ый этажи в полосе частот 90-145 кГц;

Выводы.

Результаты моделирования подтвердили возможность применения предлагаемого алгоритма обнаружения в системах передачи данных. В каналах с АБГШ обнаружение сигнала может быть выполнено даже тогда, когда суммарная мощность шума значительно превышает полезную мощность сигнала. Неравномерность амплитудно-частотных характеристик канала связи и спектральной плотности шума ухудшают способность алгоритма к обнаружению сигнала, однако, до определенного момента данной неравномерностью можно пренебречь (например, для рассмотренного выше частного случая передачи сигналов по разветвленным электросетям). Для каналов связи с шумами, имеющими значительные неравномерности спектра, с

целью снижения вероятности ложного срабатывания алгоритма, в дальнейшем предполагается использовать адаптивные обесцвечивающие фильтры [1-3].

Моделирование работы предлагаемого метода обнаружения для случая передачи данных по электросетям, также подтверждает возможность достоверного обнаружения информационных кадров согласно схеме на рис. 1 и без использования квадратурного приемника (см. п. 3 особенностей предлагаемого метода).

Литература

1. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.: ил.
2. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.- М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Советское радио, 1965. - 304 с.
4. Айфичер Эмануил С., Джервис, Барри У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. Пер. с англ. -М.:издательский дом «Вильямс», 2004.-992 с.
5. ГОСТ Р 51317.3.8-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Передача сигналов по электрическим сетям. Уровни сигналов, полосы частот и нормы электромагнитных помех. М.: Из-во стандартов. 2000.
6. Климов И.З., Шишкин А. Л. Оценка пропускной способности электросети в диапазоне частот 9..148,5 кГц // Интеллектуальные системы в производстве. - 2011. – №2.-с. 279-286.
7. Шишкина А.Л. Измерение параметров сетей общего назначения переменного тока напряжением до 0,4 кВ // Труды РНТОРЭС им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск: XII. Том 2. Москва, 2010. С. 195-197.

8. Патент РФ на изобретение № RU 2433553 С2 от 05.11.2007. Парк Дзу Вон, Парк Дзонг Хиеон, Ким Дзе Воо. Способ и устройство для обнаружения сигнала и синхронизации в системах беспроводной связи. Опубликовано: 10.11.2011. Бюл. № 31.
9. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона.-М.: «Советское радио», 1971.- 568 с.
10. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. С. А. Кулева под ред. А. С. Ненашева. - М. : Техносфера, 2006. - 855 с.