

Оценка качества коротковолнового канала с использованием широкополосных сигналов

И.З. Климов, А.Н. Копысов, А.М. Чувашов

ФГБОУ ВПО "Ижевский государственный технический университет", г.Ижевск,
ул. Студенческая, 7. e-mail: kan_kan@istu.ru

Передача информации по декаметровом канале связи существенно зависит от условий распространения радиоволн по ионосферному каналу и действующих аддитивных помех [1,2]. Изменчивость условий распространения и помех во времени и по частоте в широких пределах, обуславливают актуальность контроля характеристик такого канала, как средства обеспечения адаптации к изменениям условий передачи информации. Перспективным, для решения данной задачи является использование широкополосных сигналов. Они обладают высокой разрешающей способностью по времени и частоте, а так же низкой спектральной плотностью.

Greatly depend on extension conditions radio-waves with in ionosphere channel and operational additive disturbance transmitted information on HF channel [1, 2]. Modification extension conditions and noise with in time and frequency in wide limits, make for actual control characters such as channel, how instrument to provide adaptation for alteration of transmitting information. Solution current problem to mark the use of wide-band signal perspective. They have high resolution by time and frequency, as well as now spectral efficiency.

Объективная оценка качества такого канала предполагает определение взаимных задержек и доплеровских сдвигов частоты компонент суммарного сигнала, поступающего на вход приемника сигнала, а также наличия мощных сосредоточенных помех. Перспективным, для решения данной задачи является использование широкополосных сигналов (ШПС), которые обладают высокой разрешающей способностью по времени и частоте и сравнительно низкой спектральной плотностью. Использование ШПС позволяет получать оценки временных задержек и частотных сдвигов с достаточно высокой точностью в условиях действия аддитивных помех в зондируемом канале [3]. При этом можно, за счет ограничения спектральной плотности зондирующего сигнала, обеспечить незначительный уровень помех другим системам, работающим в полосе частот зондирования.

Для получения оценок состояния канала с использованием ШПС с достаточно низким уровнем спектральной плотности необходимо решить две основные задачи. Во-первых, определить тип ШПС, который обеспечивает максимальные возможности в плане оценивания состояния канала. Во-вторых, разработать алгоритмы обработки, позволяющие получать оценки качества канала с необходимой точностью в условиях комплекса помех, действующих в канале, при заданных ограничениях на спектральную плотность зондирующего ШПС.

Наряду с высокой разрешающей способностью и хорошей автокорреляционной функцией (АКФ) зондирующий ШПС должен обладать равномерным спектром и позволять выполнять оценивание характеристик канала с варьированием разрешающей способности в условиях действия мощных помех (СП), действующих в части полосы, занимаемой зондирующим сигналом. Равномерность спектра является условием минимума спектральной плотности в полосе частот, занимаемой зондирующим сигналом, при фиксированной мощности, и, кроме того, обеспечивает минимум потерь при подавлении СП в процессе обработки аддитивной смеси.

Наиболее распространенные ШПС (ЛЧМ и сигнал, формируемый фазовой манипуляцией несущей бинарными последовательностями) имеют ярко выраженную

неравномерность спектра: основная мощность сосредоточена в центральной части спектра, что обуславливает сильную зависимость качества их приема от положения СП в полосе частот. Поэтому для использования, в качестве зондирующего предлагается использовать ШПС, задаваемый в дискретной частотной области, временная реализация которого определяется как результат обратного ДПФ.

В этом случае комплексная огибающая ШПС с равномерным спектром (ШПС-РС) определяется на дискретной временной оси как результат следующего преобразования:

$$\ddot{x}(n) = a \sum_{k=0}^{B_S-1} \exp \left\{ j \left(\frac{2\pi kn}{N_S} + \psi_k \right) \right\} = a \sum_{k=0}^{B_S-1} \exp \{ j \psi_k \} \cdot \exp \left\{ j \frac{2\pi kn}{N_S} \right\}. \quad (1)$$

Здесь a - уровень спектральных составляющих, ψ_k – начальные фазы спектральных составляющих, которые равномерно распределены в интервале $0 \dots 2\pi$, B_S – число спектральных составляющих (база ШПС), а N_S – размерность представления ШПС на интервале его длительности T_S .

Последовательности целых чисел, в принципе могут быть получены на основе использования правил формирования такого рода последовательностей, разработанных для формирования дискретных частотных сигналов [4]. Другим, более удобным вариантом получения равномерного распределения фаз спектральных составляющих является использование двоичных M -последовательностей (последовательностей Хаффмана). M -последовательность обеспечивает получение в регистре пошаговых состояний не повторяющиеся в течение её периода комбинации двоичных чисел, которые могут быть преобразованы в последовательность не повторяющихся целых чисел. В том случае, когда число вариантов комбинаций, формируемых на основе используемой M -последовательности, превышает число частотных составляющих ШПС, получение последовательности целых и не повторяющихся чисел из заданного ряда обеспечивается простым пропуском комбинаций, значения которых выходят за пределы этого ряда. Этот способ обеспечивает относительно простое задание и формирование последовательностей не повторяющихся целых чисел, и является наиболее перспективным для получения ШПС_РС.

Исследования показали, что ШПС-РС (1) имеют хорошую корреляционную функцию и обладают рядом достоинств. Во-первых, режекция участков спектра оказывает меньшее влияние на корреляционную функцию ШПС-РС. Во-вторых, разрешающая способность по времени при равной полосе частот у ШПС-РС в 2 раза выше: односторонняя ширина главного пика (ГП) АКФ ШПС-РС обратно пропорциональна ширине полосы частот, а не половине полосы, как для ШПС, получаемых фазовой манипуляцией несущей. В-третьих, любой участок спектра ШПС-РС может рассматриваться и приниматься как самостоятельный ШПС с меньшей базой, что позволяет выполнять обработку в случаях сложных СП, когда режекция мощных помех приводит к чрезмерным искажениям корреляционной функции. Кроме того, ШПС-РС обладает характеристиками шума, в отличие от псевдослучайных ШПС, содержащих частоту манипуляции, что делает его более скрытным.

Существенным недостатком ШПС-РС является сравнительно большое значение пик-фактора. Численные оценки показывают, что среднее значение пик-фактора ШПС-РС по ансамблю возможных вариантов составляет 5.4, дисперсия – 0.33, а максимальное значение около 7.7. При этом для основной части ансамбля значение пик-фактора находится в окрестности среднего значения.

Для уменьшения пик-фактора сигнала предлагается использовать ограничение уровня при его формировании. Исследование, выполненное моделированием, показало, что ограничение не приводит к существенному ухудшению АКФ формируемого сигнала, но позволяет существенно снизить значение пик-фактора. При этом значение

пик-фактора монотонно уменьшается с увеличением степени ограничения и достигает минимального значения при идеальном ограничении, задаваемом следующим преобразованием:

$$\ddot{x}_*(n) = \frac{\ddot{x}(n)}{|\ddot{x}(n)|}. \quad (2)$$

Для ШПС (2) среднее значение пик-фактора оценивается величиной 2.43, дисперсия – 0.032, а максимальное значение – 3.15. При этом значения пик-фактора основной части вариантов сигнала группируются в узком интервале окрестности среднего значения. Показано, что предлагаемый ШПС с ограничением по правилу (2) имеет пик-фактор близкий к минимальному значению для данного класса сигналов. Изменения характера сигнала, вследствие преобразования (2) (с подавлением внеполосных составляющих, обусловленных нелинейностью преобразования (2)), иллюстрируются графиками, представленными на рисунке 1.

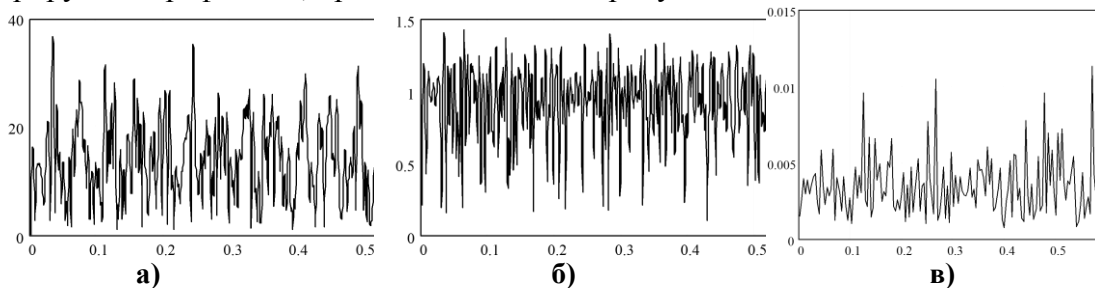


Рис. 1. Реализации предлагаемого, в качестве зондирующего сигнала варианта ШПС: а – огибающая ШПС-РС (1); б – огибающая идеально ограниченного ШПС в – энергетический спектр ограниченного сигнала.

Имитационное моделирование позволило установить, что каждый значительный (не менее 30 спектральных составляющих) сегмент сигнала, определяемый в дискретной частотной области, имеет достаточно хорошую АКФ и уровень мощности, который не значительно зависит от положения сегмента в полосе частот, занимаемой ШПС. Поэтому ограниченный ШПС может быть принят по частям в условиях поражения мощными СП.

Оценка взаимных временных задержек компонент многолучевого сигнала сводится к решению задачи обнаружения положения максимумов ГП АКФ ШПС на оси времени. При наличии жестких ограничений на спектральную плотность зондирующего сигнала и величину базы используемого ШПС требуемый уровень отношения сигнала к помехе (SNR) в максимуме ГП отклика существенно превышает реализуемое значение SNR. Поэтому для получения необходимого качества оценивания необходимо использовать накопление откликов для последовательности зондирующих ШПС [5].

Частотное разрешение ШПС определяется его длительностью. Поэтому для получения оценок относительно небольших частотных сдвигов (в декаметровом канале не более 1...2 Гц) на основе зависимости корреляционной функции от частотного сдвига ШПС относительно образца необходимо применять сигнал большой длительности. Сдвиг частоты принимаемого ШПС относительно образца приводит к вращению полезной составляющей вектора отклика на фазовой плоскости. Изменение фазы отклика в последовательности откликов на образец в точках положения максимумов ГП может использоваться для реализации эффективного алгоритма оценивания частотного сдвига, построенного на основе следующего преобразования выделенной последовательности откликов:

$$U = \sum_{v=1}^{n_p} Q_v \exp\{-j2\pi\Delta f(v-1)T_s\}. \quad (3)$$

На рисунке 2 представлена реализация преобразования (3), которая показывает, что в части соотношения высоты ГП и боковых выбросов преобразование (3) обеспечивает, при равных условиях, существенно лучший результат, чем накопление откликов при оценке задержек. Это связано с тем, что преобразование (3) в точке максимума ГП реализует когерентное сложение откликов последовательности ШПС, в то время как при оценке задержек реализуется некогерентное накопление.

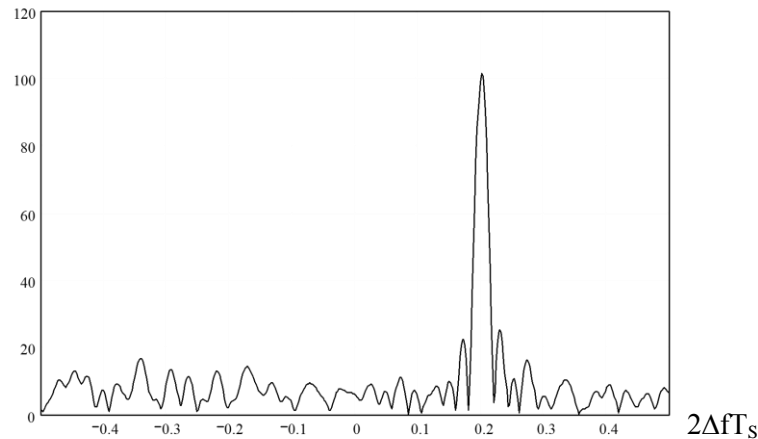


Рис. 2. Реализация характеристики преобразования (6) при $n_p = 100$, $2\Delta f_s T_s = 0.2$ и отношении $h^2_0 = 3$ дБ, $q^2_s = 0.063$ ($h^2_0 = 3$ дБ)

В том случае, когда параметр Δf в преобразовании (3) равен частотному сдвигу, реализуется компенсация вращения полезной составляющей векторов последовательности откликов на фазовой плоскости и выполняется синфазное их сложение. Это приводит к пропорциональному увеличению отношения с/п, характеризующего (3). Действительно, модуль полезной составляющей величины (3) при постоянном уровне полезного сигнала находится как.

$$|U_s| = |Q_s| \cdot \left| \frac{\sin \pi n_p (\Delta f - \Delta f_s) T_s}{\sin \pi (\Delta f - \Delta f_s) T_s} \right|. \quad (4)$$

При $\Delta f = \Delta f_s$, величина (4) в n_p раз превышает величину модуля полезной составляющей отклика Q_s . Из (4) следует, что ширина главного пика характеристики (3) равна $1/n_p T_s$. То есть разрешающая способность преобразования (3) определяется длительностью последовательности ШПС.

Среднеквадратичное значение погрешности на порядки меньше односторонней ширины главного пика. Кроме того, величина параметра n_p оказывает существенно большее влияние на качество оценивания, чем величина параметра h^2 . Так изменение параметра n_p в 2 раза приводит к изменению дисперсии погрешности оценивания, которое соответствует влиянию на данную характеристику изменения параметра h^2 примерно на 8 дБ.

Получено правило, позволяющее сократить время поиска не только за счет применения БПФ, но и за счет 2-х кратного уменьшения числа шагов поиска максимума.

Выполненные исследования позволяют сделать следующие выводы. Во-первых, для зондирования декаметрового канала целесообразно использовать ШПС с равномерным спектром и ограничением пик-фактора, который обеспечивает получение относительно равномерной спектральной плотности зондирующего сигнала и минимальное значение его пик-фактора. Предложенный вариант ШПС позволяет

реализовать прием отдельных фрагментов ШПС, выделяемых в дискретной частотной области, с хорошей корреляционной функцией, что обеспечивает высокую устойчивость к воздействию мощных СП на процесс оценивания характеристик канала.

Во-вторых, для получения высокого качества оценок при низких уровнях спектральной плотности эффективным является использование зондирования последовательностью ШПС с реализацией приема этой последовательности в целом с использованием разработанных алгоритмов оценивания основных характеристик канала.

В-третьих, выбором соответствующего значения базы ШПС и длины зондирующей последовательности можно обеспечить высокое качество измерения характеристик канала при уровнях сигнала, которые существенно (на десятки децибел) ниже уровня аддитивных помех, действующих в точке приема. Это позволяет выполнять зондирование канала в процессе передачи информации без существенного влияния на качество передачи.

В-четвертых, разработанные правила формирования зондирующего сигнала и оценивания ориентированы на применение цифровой обработки, обеспечивающей незначительный уровень потерь на обработку ШПС.

В пятых, применение обработки в 2-х мерном скользящем окне, вычисление решающей статистики процедуры оценивания частотного сдвига с использованием БПФ и приближения на основе аппроксимации формы ГП позволяют значительно снизить вычислительные затраты на выполнение оценок высокой точности и повысить скорость оценивания.

Работа выполнена в рамках темы по Государственному заданию высшим учебным заведениям от Министерства образования и науки Российской Федерации на 2012 год в части проведения научно-исследовательских работ.

Литература

1. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ-диапазоне. – М., Связь, 1975. – 232 с.
2. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. – М., Связь, 1977, 136 с.
3. Намазов С.А. Замирания сигналов высокого разрешения при зондировании ионосферы: Сб. «Распространение радиоволн в ионосфере». – М., ИЗМИРАН, 1989, с. 83 – 91.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М., Радио и связь, 1985. – 384 с.
5. Использование широкополосных сигналов для анализа ионосферного канала связи И.З. Климов, А.Н. Копысов, А.М. Чувашов // Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред: сб. докладов Четвёртой Всероссийской научной школы и конференции. Муром, 30 июня – 3 июля 2009 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2009. – С. 60–65.