УДК 621.37:621.391

О.И. Вотяков

Центральное конструкторское бюро «Протон», Харьков

ОЦЕНКА СКОРОСТИ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАДИОМОНИТОРИНГА

Для произвольных (в том числе и многочастотных) сигналов предложен метод определения структурных параметров (скорость модуляции или, что то же самое, – длительность интервала модуляции) на основе неортогональных разложений при учете реального допущения о неизвестном значении несущей (средней) частоты идентифицируемого сигнала, что приводит к получению цифровых записей в условиях существенной частотной расстройки входных цепей приемников относительно истинного спектра сигнала.

Ключевые слова: *радиомониторинг, сигналы, цифровая обработка, длительность интервала модуляции.*

Введение

Постановка проблемы. В настоящее время для повышения эффективности систем связи широко применяют сложные сигналы с комбинированными видами модуляции в сочетании с методами сужения спектра и помехоустойчивым кодированием [1]. Сложность структуры таких сигналов вызывает существенные затруднения при решении задач радиомониторинга. Поэтому совершенствование методов автоматического цифрового анализа многочастотных многофазных сигналов является весьма актуальной задачей.

Наличие дополнительной информации о сигнале, естественно, облегчает решение задачи распознавания и демодуляции. Для моночастотных (фазо и частотномодулированных) и полигармонических (OFDM−Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигналов главным параметром, определяющим основные информационные свойства, является скорость модуляции или, что то же самое, – длительность интервала модуляции. Успешное решение задачи оценки этого параметра позволяет в значительной степени упростить последующий анализ и повысить его помехоустойчивость.

Анализ последних исследований. Одним из направлений повышения эффективности процессов анализа параметров и структуры сигналов в условиях априорной неопределенности является применение цифровых методов обработки видео огибающих. Традиционным методом первичного выявления параметров контролируемых сигналов в настоящее время является Фурье-анализ на основе быстрых алгоритмов преобразования [1], требующих большого объема вычислительных затрат при статистической обработке цифровых выборок и обеспечивающих не высокую точность обработки сигналов в реальном временном масштабе. В последнее время предложены методы автоматического цифрового анализа структурных параметров OFDM сигналов, основанные на корреляционных свойствах цикличной префиксной структуры и статистического анализа цифровых выборок минимального объема и низкого качества без использования традиционных алгоритмов быстрого преобразования Фурье [2]. Ограничением для их применения является требование наличия префикса в сигнале.

Целью статьи является разработка метода определения структурных параметров безпрефиксных сигналов на основе неортогональных разложений при учете реального допущения о неизвестном значении несущей (средней) частоты идентифицируемого сигнала, что приводит к получению цифровых записей в условиях существенной частотной расстройки входных цепей приемников относительно истинного спектра сигнала.

Основная часть

Рассмотрим решение задачи идентификации основного структурного параметра (скорость R или длительность интервала модуляции T) по данным дискретных выборок измерений в условиях полной неопределенности относительно вида и структуры наблюдаемых сигналов и не точной настройки на несущую частоту (или среднюю частоту в спектре полигармонического сигнала). Единственным условием, выполнение которого необходимо потребовать, является попадание основной полосы сосредоточения энергии идентифицируемого сигнала в полосу пропускания приемника. К факторам, осложняющим возможность правильной идентификации параметра T по данным цифровых выборок наблюдений, следует отнести:

– априорную неопределенность возможных значений несущей частоты (или средней частоты в спектре) и, как следствие, – неточную настройку входных цепей приемника-идентификатора;

– отсутствие сведений об используемом информативном параметре для кодирования данных;

– неопределенность относительно префиксности структуры и т.д.

С учетом этих условий далее предлагается метод идентификации параметра T, основанный на оценке ошибки предсказания в единственной точке временной оси, расположенной в непосредственной близости к интервалу аппроксимирующего неортогонального разложения. Изменение значений амплитудных коэффициентов квадратурных колебаний при переходе от интервала к интервалу вызывают неизбежный "всплеск" ошибки предсказания на границах интервалов. При этом решение о границе интервалов принимается на основе оценки величины ошибки предсказания истинного значения огибающей на время $\tau = \Delta t$, где Δt – интервал дискретизации цифрового представления наблюдения сигнала.

Рассмотрим математическое описание данного метода. Будем полагать, что произвольная реализация неизвестного сигнала, обладающего эффективной шириной спектра F на интервале длительностью T_0, имеет аппроксимирующее представление в виде разложения

$$S(t) \approx S^*(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} a_j \cdot \psi_j(t, T_0), \qquad (1)$$

где N_f – количество гармоник, участвующих в разложении, $\psi_j(t,T)$, $j \in [0, N_f - 1]$ – ортонормированный базис разложения с коэффициентами a_j.

В качестве базиса (1) может рассматриваться любой ортогональный базис, хотя физическая сущность решаемой задачи делает предпочтительным применение тригонометрического базиса с использованием гармонических квадратур на каждой из частот разложения. В условиях отсутствия сведений о частотной структуре сигнала выбор величины N_f является произвольным и определяется результатом достижения компромисса между высокой точностью решений (большое N_F) и низкой вычислительной сложностью метода (малое N_F). Имеющийся опыт обработки сигналов показал, что вполне приемлемые по точности результаты могут быть получены при минимально возможном значении $N_f = 3$. В качестве номиналов частот разложения (1) используются значения F_0 и $F_0 \pm \Delta F$, где величина ΔF – предполагаемое значение расстройки частоты приемника наблюдения относительно истинного значения средней частоты в спектре сигнала F_0. При этом из-за произвольного соотношения величин T_0 и ΔF разложение (1) теряет свойство ортогональности.

Сигнал на входе приемника можно представить как

$$Y(t) = S(t) + n(t) \approx S^*(t) + n(t), \qquad (2)$$

где $n(t)$ – помеховая составляющая сигнала.

Пусть $B = \{b_0, b_1, \dots, b_{n-1}\}$ – цифровая выборка наблюдений сигнала, выполненных с периодом дискретизации Δt и представленных в виде m-разрядных двоичных чисел. При этом ошибки квантования станут частью помеховой составляющей сигнала. С использованием тригонометрического базиса и учетом дискретизации (1) будет иметь вид

$$S_i^* = \sum_{j=0}^{N_f-1} \left[X_j \cdot \mathrm{Cos}\left(2\pi f_j t_i\right) + X_{j+N_f-1} \cdot \mathrm{Sin}\left(2\pi f_j t_i\right) \right], \qquad (3)$$
$$i = 0, \dots, (n-1),$$

Тогда в матричном виде $S^* = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}$, где

$A = \|a_{i,j}\|$, $i = 0, \dots, (n-1)$, $j = 0, \dots, (2 \cdot N_f - 1)$;

$a_{i,j} = \mathrm{Cos}[2\pi f_j \cdot t_i]$, $0 \le j \le N_f - 1$;

$a^{\ell}_{i,j} = \mathrm{Sin}[2\pi f_j \cdot t_i]$, $N_f \le j \le 2 \cdot N_f - 1$,

$\mathbf{X} = \|X_j\|$, $j = 0, \dots, (2 \cdot N_f - 1)$ – вектор коэффициентов разложения, которые по физическому смыслу являются амплитудами квадратурных составляющих аппроксимирующего сигнала.

Принятый сигнал с учетом (1) в дискретном виде будет иметь вид

$$Y^T = S^T + \eta^T \approx S^{*T} + \eta^T = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \eta^T, \qquad (4)$$

где η^T –вектор шумовой составляющей сигнала, который включает и шум квантования.

Значения вектора X будем определять по критерию наименьших квадратов, приводящему к оценкам вида [3]:

$$X^* = (A^T A)^{-1} A^T B. \qquad (5)$$

Дисперсия этой оценки определяется как [3]:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{n - N_f}(B - AX^*)(B - AX^*)^T. \qquad (6)$$

Эта величина имеет очень важное значение для выбора положения временного окна (цифровой выборки сигнала длиной в n дискрет) с целью достоверного прогноза. В случае, если граница между соседними интервалами модуляции окажется в пределах текущего временного окна неортогонального разложения, наблюдается резкий всплеск значений (6). Иллюстрация этого для простейшего случая моночастотного ФМ сигнала показана на рис. 1. Позиция окна разложения обозначена затемненной областью. На рис. 1 представлены две позиции окна разложения: без "захвата" границы соседних канальных символов и в случае такого"захвата". Для осуществления прогноза необходимо, чтобы в пределах временного окна не было границ между соседними интервалами модуляции. С этой целью осуществляется пошаговый сдвиг временного окна (величина шага равна интервалу дискретизации) с одновременным расчетом величины

$$t_{набл} = \left(\sum_{i=0}^{n-1} (S(t_0 + i \cdot \Delta t) - S^*(t_0 + i \cdot \Delta t)) \cdot \sqrt{n} \right) \Big/ \hat{\sigma} . \quad (7)$$

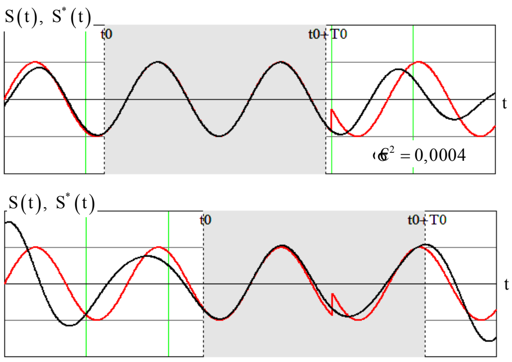

Рис. 1. Иллюстрация выбора временного окна для прогноза

Такая случайная величина имеет распределение Стьюдента с n–1 степенями свободы. Если

$$\left| t_{набл} \right| < t_{p,n-1}, \quad (8)$$

где $t_{p,n-1}$ – p-процентная точка распределения Стьюдента с n-1 степенями свободы, то с доверительной вероятностью p принимается гипотеза о равенстве нулю математического ожидания разности $M(S(t_0 + i \cdot \Delta t) - S^*(t_0 + i \cdot \Delta t) = 0$, то есть внутри рассматриваемого интервала нет границы соседних канальных символов . Если указанное неравенство не выполняется, то принимается конкурирующая гипотеза.

Для дальнейшего анализа выбирается окно без "захвата" границы соседних канальных символов. Найденный вектор X^* позволяет построить аппроксимацию $S^*(t)$ отрезка сигнала $S(t)$ на момент $[(n-1)+q]$-го измерения сигнала.

В точке прогноза с вероятностью p величина доверительного интервала равна [3]:

$$\hat{S}^*\left(t_0 + ((n-1)+q)\Delta t\right) \pm t_{p,n-N_f} \hat{\sigma}_q, \quad (9)$$

где $\hat{\sigma}_q = \hat{\sigma}\sqrt{X^{*T}_{t_0+((n-1)+q)\Delta t} C^{-1} X^*_{t_0+((n-1)+q)\Delta t}}$,

$C = A^T A$, $t_{p,n-N_f}$ – p-процентная точка распределения Стьюдента с $n - N_f$ степенями свободы.

Проще всего анализировать следующий за окном без "захвата" границы соседних канальных символов интервал дискретизации, что соответствует $q = 1$. Тогда решение о наличии границы соседних канальных символов принимается при одновременном невыполнении условия (8) и не попадании прогнозного значения сигнала в доверительный интервал (9).

При решении задачи прогнозирования в условиях существенной априорной неопределенности, когда неизвестно насколько тот или иной параметр влияет на прогнозируемую величину, возникает необходимость оценки значимости коэффициентов разложения (амплитуд квадратурных составляющих аппроксимирующего (сигнала). Физически это означает, что соответствующий параметр не оказывает (с вероятностью p) влияния на прогнозируемую величину, и может быть исключен. Условие значимости коэффициента можно записать в виде

$$\left| X_j \right| > t_{p,n-N_f} \hat{\sigma} X_j ,$$

где $\hat{\sigma} X_j = \hat{\sigma} \cdot \sqrt{C_{jj}}$ –среднеквадратическое отклонение j-ого элемента вектора X, C_{jj} – диагональный элемент матрицы C .

Можно также проверить значимость всего уравнения регрессии в целом. Для этого запишем следующее выражение [3]:

$$F = \frac{B^T B / n}{(B - AX^*)(B - AX^*)^T \Big/ \left(n - N_f\right)},$$

которое имеет распределение Фишера с n и $n - N_f$ степенями свободы. Гипотеза о незначимости уравнения регрессии в целом «с точки зрения» имеющихся данных о сигнале будет подтверждена, если $F \le F_{p(n,n-N_f)}$, где $F_{p(n,n-N_f)}$ – p- процентная точка распределения Фишера с n и $n - N_f$ степенями свободы. Указанные выше проверки могут быть полезными при выборе величины N_f и частотной структуры сигнала.

Для эксперимента, результаты которого представлены на рис. 2, предполагалось, что относительная расстройка частоты приемника составляет $\left| \frac{F_0}{Fn} - 1 \right| \cdot 100\% = 12{,}5\%$, разложение (1) и решение системы (5) осуществлено для трех гармоник с частотами $(Fn - \Delta F), Fn$ и $(Fn + \Delta F)$ соответственно, при $\Delta F \approx 0{,}17 \cdot Fn$. Базис использованного разложения является неортогональным на интервале T_0. Вектор шумовой составляющей сигнала включает только шум квантования. Расчеты показали значимость как уравнения в целом, так и отдельных коэффициентов. На рис. 2 представлена иллюстрация ряда UO (нулей и единиц), получаемого при последовательном сдвиге окна разложения T_0, начиная с i-го измерения.. Единичные значения ряда соответствуют одновременному выполнению условия (8) и не попаданию прогнозного значения сигнала в доверительный интервал (9). В противном случае значения ряда принимают нулевое значение. Показано 8 первых интервалов анализа, причем первый из интервалов, как правило, является неполным. Единичные позиции ряда, образующие регулярную последовательность, позволяют вычислить оценку длительности интервала модуляции:

$$T^{*} = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\left(n_i \cdot \Delta t\right), \qquad (10)$$

где M – количество наблюдаемых периодов появления единиц величины UO; Δt – интервал дискретизации для первичного потока цифровой выборки B; n_i – число интервалов дискретизации между соседними нулями на i -м периоде наблюдения.

Величина относительной ошибки оценки скорости модуляции) определяется как:

$$\Delta_T = \frac{T - T^{*}}{T}. \qquad (11)$$

Этот показатель монотонно стремится к нулю с ростом статистики M – числа интервалов анализа.. Исследования показали, что $\Delta_T \approx 0.01$ при $M \ge 100$.

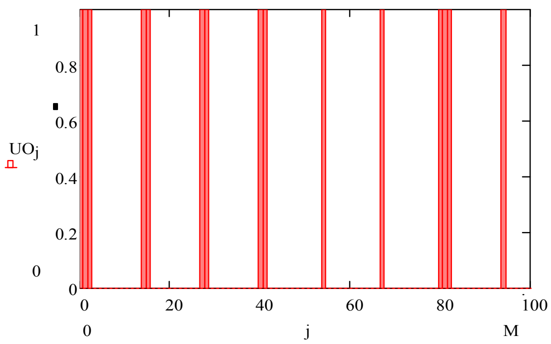

Рис. 2. Пример анализа в скользящем окне с началом в точке i

Характерным для рассмотренного метода является то, что решение об обнаружении границы принимается на основе оценки ошибки предсказания в единственной ближайшей к интервалу неортогонального разложения точке на основе анализа окна, не содержащего границы интервала модуляции. Это минимизирует вычислительные затраты на осуществление серии последовательных оценок, однако, несомненно, может привести к ошибкам типа "ложной тревоги" или "пропуска цели" в оценке величины Т, особенно в применениях для сложных структур многочастотных сигналов.

Выводы

Основной результат статьи заключается в разработке метода определения структурных параметров сигналов. Этот метод основан на применении неортогонального разложения при использовании критерия Стьюдента для выбора окна, не содержащего границы интервала модуляции и проверки попадания предсказанного измерения, расположенного непосредственно около верхней границы интервала разложения, в доверительный интервал. Данный метод обладает невысокой вычислительной сложностью и обладает достаточной устойчивостью к различного рода ошибкам.

Список литературы

1. *Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.*

2. *Кузниченко В.С. Цифровой корреляционный метод анализа OFDM сигналов в системах автоматического радиомониторинга / В.С. Кузниченко //Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ДП «ЦНДІ НіУ», 2010. – Вип. 4(16). – С. 256-260.*

3. *Чуев Ю.В. Прогнозирование количественных характеристик процессов / Ю.В. Чуев, Ю.Б. Михайлов, В.И. Кузьмин. – М.: Сов. радио, 1975. – 400 с.*

Поступила в редколлегию 4.06.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. С.Г. Рассомахин, Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина, Харьков.

ОЦІНКА ШВИДКОСТІ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧНОГО РАДІОМОНІТОРИНГУ

О.І. Вотяков

Для довільних (у тому числі і багаточастотних) сигналів запропонований метод визначення структурних параметрів (швидкість модуляції або, що те ж саме, – тривалість інтервалу модуляції) на основі неортогональних розкладань при обліку реального допущення про невідоме значення несучої (середньої) частоти сигналу, що ідентифікується, що приводить до отримання цифрових записів в умовах істотного частотного розладу вхідних ланцюгів приймачів щодо істинного спектру сигналу.

Ключові слова: *радіомоніторинг, сигнали, цифрова обробка, тривалість інтервалу модуляції.*

ESTIMATION OF MODULATION RATE OF SIGNALS IN THE SYSTEMS OF THE AUTOMATIC RADIOMONITORING

O.I. Votyakov

For arbitrary (including multifrequency) signals the method of determination of structural parameters (modulation rate or, that the same, – duration of interval of modulation) on the basis of not ortogonalnih decompositions at consideration of the real assumption about the unknown value of bearing (middle) frequency of the identified signal is offered, that results in the receipt of digital records in the conditions of substantial frequency disparity of entrance chains of receivers in relation to the veritable spectrum of signal.

Keywords: *radiomonitoring, signals, digital treatment, duration of interval of modulation.*