

ПРИМЕНЕНИЕ КЛОНИРУЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СЖАТЫХ ФОРМ СИГНАЛОВ

Л.С. Сорока

(Объединенный научно-исследовательский институт ВС Украины, Харьков)

Рассмотрена возможность получения сжатых в частотно-временной плоскости форм представления и передачи сигналов. Способ сжатия основан на использовании клонирующих преобразований, позволяющих восстанавливать полные формы сигналов по их частичным выборкам. Приведена количественная оценка степени сжатия.

клонирующие преобразования, способ сжатия, количественная оценка степени сжатия

Постановка проблемы. Возрастание интенсивности информационных потоков в сетях связи и передачи данных является неизбежным следствием увеличения количества абонентов телекоммуникационных систем. В то же время объем услуг связи объективно ограничен пропускной способностью используемых каналов, перегруженностью пригодных для радиосвязи диапазонов частот. В этих условиях каналы связи, предоставляемые пользователям, обладают ограниченной емкостью частотно-временного ресурса [1]. Поэтому для обеспечения высоких скоростей передачи информации необходим поиск новых и совершенствование существующих сигналов, обладающих минимальным объемом при заданных значениях показателей качества связи.

Анализ литературы. Исследование эффективности систем сигналов по показателям удельных частотных и энергетических затрат на передачу информации [2, 3] показывают, что возможности повышения эффективности за счет модуляции и помехоустойчивого кодирования в значительной мере исчерпаны. К примеру, система с амплитудно-фазовой модуляцией при мощности ансамбля $m = 16$ и совместном применении сверточного кодирования по информационной эффективности близка к идеальной системе [3]. Дальнейшее повышение показателей эффективности систем передачи информации следует искать за счет сокращения избыточности источников, определяемой избыточностью первичных форм сигналов, представляющих сообщения.

В [4] показано, что одним из перспективных направлений устранения

избыточности сообщений, представленных в самом общем случае произвольной непрерывной финитной функцией времени, является использование клонирующих преобразований. Суть этих преобразований заключается в возможности восстановления отрезков непрерывных сигналов длительностью Δt по их наблюдениям на незначительной части этой длительности, равной $k \cdot \Delta t$. Такие операции становятся возможными, благодаря предварительному представлению исходных сигналов в клонируемой форме, состоящей из последовательности интервальных разложений в ортонормированном базисе [5]. Порядок используемых разложений определяется требованиями к точности восстановления по показателю среднего квадрата ошибки.

Целью статьи является рассмотрение возможности использования сжатых форм клонируемых сигналов для экономии частотно-временного ресурса при передаче информации по каналам с малыми уровнями помех.

Основной материал. Применение неполной части наблюдаемого сигнала на отрезке интервального разложения для восстановления его формы на всем интервале дает возможность сокращения объема представления сигнала по координатам времени – t и (или) частоты – f при построении канального вида переносчика информации. Допустим, что используемая процедура клонирования позволяет уменьшить необходимое время наблюдения сигнала на интервале разложения в $K(n \cdot \Delta t)$ раз, где n – число гармоник интервального разложения. Вид функции $K(n \cdot \Delta t)$ зависит от используемого алгоритма восстановления и определен соответствующими предельными клонирующими способностями [4]. При нормировке на единичную длительность интервала разложения $\Delta t = 1$ можно записать $K(n) = 1/M_{\min}(n)$, где $M_{\min}(n)$ – минимальная часть интервала разложения, необходимая для безошибочного восстановления сигнала на всем интервале. Резерв времени, образующийся за счет неполного использования клонируемой формы сигнала на интервале разложения, можно использовать одним из двух ниже предлагаемых способов.

А. Уменьшение объема канальной формы сигналов за счет размера по координате времени. Длительность передачи необходимой части интервального разложения составляет $\Delta t/K(n)$. Это означает, что на отрезке $L \cdot \Delta t/K(n)$ может быть размещена информация, необходимая для восстановления L интервалов.

Б. Уменьшение объема канальной формы сигналов за счет размера по частотной координате. При таком подходе к использованию резерва времени длительность представления информации об одном интервале разложения сохраняется равной Δt , однако весь интервал заполняется растянутой (экспандированной) во времени $1/K(n)$ -той частью интервального разложения. Временное экспандирование эквивалентно компрессии спектра. Таким

образом, уменьшается необходимая для передачи полоса частот канала.

Проведем для этих двух способов оценку изменения объема канальной формы сигнала по отношению к исходному интервально-разложенному виду. Для этого используем приближенную методику, основанную на схематичном представлении группового спектра, показанном на рис. 1. Интервально разложенный в гармонический ряд Фурье на длительности Δt сигнал содержит n гармоник, разнесенных по оси частот f друг от друга на расстояние $1/\Delta t$.

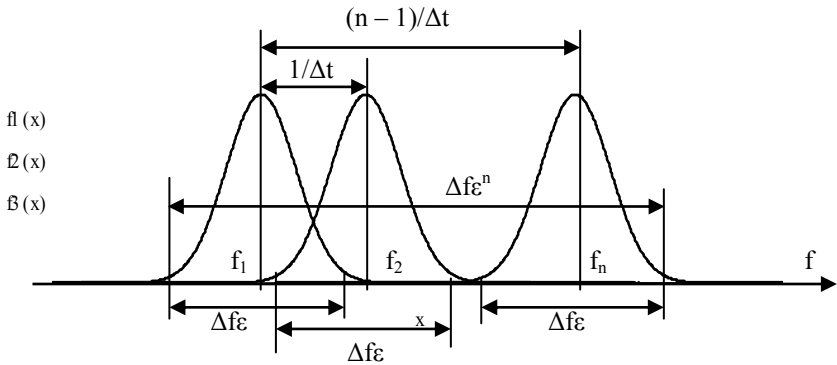


Рис. 1. Упрощенное представление спектра интервально-разложенного сигнала

Каждая из гармоник является отрезком гармонического колебания, промодулированного прямоугольным временным «окном», размером Δt . Поэтому, для каждой из присутствующих гармоник, можно определить на соответствующем уровне ϵ величину эффективной ширины спектра $\Delta f_\epsilon = R(\epsilon)/\Delta t$, где $R(\epsilon)$ определяется уровнем энергии, по которому вычисляется эффективная ширина спектра. Например, при $\epsilon = 0,9$ $R(\epsilon) = 1,7$.

Таким образом, эффективная ширина группового спектра может быть определена дополнением суммы расстояний между гармониками двумя боковыми полосами крайних частот:

$$\Delta f_\epsilon^n = \frac{(n-1)}{\Delta t} + \frac{R(\epsilon)}{\Delta t}. \quad (1)$$

При сжатии объема по координате времени эффективная ширина спектра интервальной формы при указанном упрощенном рассмотрении преобразуется к виду

$$\Delta f_\epsilon^t = \frac{(n-1)}{\Delta t} + \frac{R(\epsilon) \cdot K(n)}{\Delta t}, \quad (2)$$

что означает расширение в $K(n)$ раз ширины спектра побочных излучений всех (в том числе и крайних) гармоник разложения. При этом дли-

тельность отрезка разложения сигнала уменьшается также в $K(n)$ раз. Следовательно, изменение объема канальной формы может быть выражено с помощью коэффициента изменения объема:

$$K_V^t = \frac{\Delta f_\varepsilon^t \cdot \Delta t / K}{\Delta f_\varepsilon^n \cdot \Delta t} = \frac{(n-1) + R(\varepsilon) \cdot K(n)}{[(n-1) + R(\varepsilon)] \cdot K(n)}. \quad (3)$$

При сжатии объема по частотной координате f происходит уменьшение в $K(n)$ раз расстояния между соседними гармониками при сохранении (из-за неизменности Δt) ширины спектра побочных излучений:

$$\Delta f_\varepsilon^f = \frac{(n-1)}{\Delta t \cdot K(n)} + \frac{R(\varepsilon)}{\Delta t}; \quad \Delta t = \text{Const}. \quad (4)$$

Вычисление на основе (1) и (4) коэффициента изменения объема K_V^f показывает результат, аналогичный (3), то есть $K_V^f = K_V^t = K_V$. Если предположить, что энергия сигнала при переходе от клонируемой формы к сжатому виду сохраняется (это достигается соответствующим масштабированием амплитуды), то можно считать, что оба способа приводят к одинаковому изменению объема представления сигнала $V_K^t = V_K^f = V_K$. Величина этого изменения по отношению к исходной клонируемой форме зависит от предельной клонирующей способности использованного алгоритма восстановления $K(n)$ [4], количества гармоник разложения n и коэффициента $R(\varepsilon)$, определяющего ширину полос боковых излучений спектра каждой из гармоник. На рис. 2 показаны зависимости коэффициента изменения объема сигнала при использовании сжатых форм в зависимости от количества гармоник разложения n , использованных в построении клонируемой формы, для трех значений $R(\varepsilon)$, соответствующих уровням энергии, по которым определяется эффективная ширина спектра.

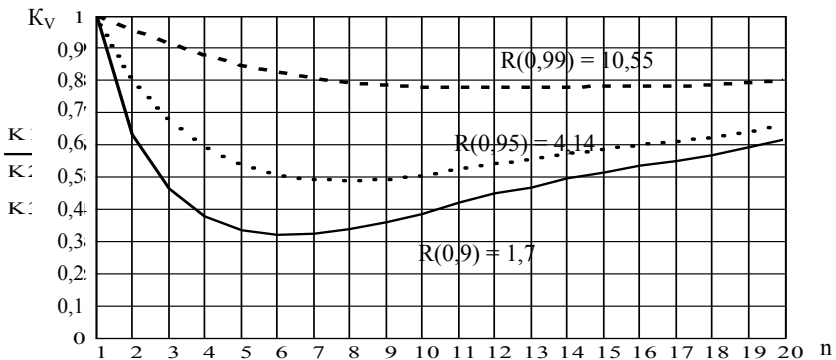


Рис. 2. Зависимости коэффициента изменения объема канальной формы сигнала от числа гармоник интервального разложения

Анализ полученных зависимостей выявляет следующее. При одной гармонике в разложении ($n = 1$) не происходит уменьшения объема представления сигнала ($K_V = 1$), так как наблюдается процесс линейного обмена между координатами «частота \leftrightarrow время». При $n > 1$ объем канальной формы снижается, при этом, ввиду наличия явно выраженного минимума функции $K_V(n)$, существуют оптимальные значения числа гармоник интервального разложения, соответствующие наименьшим величинам K_V : для $\varepsilon = 0,99 \rightarrow n_{\text{опт}} = 6$, $K_{V \text{ min}} = 0,32$; для $\varepsilon = 0,95 \rightarrow n_{\text{опт}} = 8$, $K_{V \text{ min}} = 0,48$; для $\varepsilon = 0,90 \rightarrow n_{\text{опт}} = 10$, $K_{V \text{ min}} = 0,78$.

Выводы. Применение клонирующих преобразований для неполного представления интервально-разложенных отрезков позволяет уменьшить объем канальной формы сигналов. Величина выигрыша по уменьшению объема субъективно зависит от ограничения порога ε , учитывающего уровень энергии побочных излучений. Для рассмотренных случаев выигрыш изменяется от 1,3 до 3,1 раз, что является достаточно весомым для каналов с жесткими ограничениями частотно-временного ресурса. При неограниченном возрастании n уменьшения объема не происходит, так как

$$\lim_{n \rightarrow \infty} K(n) = 1.$$

Реализацию процедуры сжатия объема сигнала и его восстановления предпочтительно осуществлять при использовании предварительного интервального разложения, основанного на отсчетных Sinc-функциях [4], так как при этом достигается наилучшая предельная клонирующая способность алгоритма восстановления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
2. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход: Пер. с англ. – С.-Пб.: БХВ-Петербург, 2003. – 448 с.
3. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
4. Сорока Л.С. Метод создания клонируемых форм сигналов, основанный на последовательном интервальном разложении // Збірник наукових праць. – Х.: ХУ ПС. – 2005. – Вип. 5 (5). – С. 52 – 54.
5. Сорока Л.С. Метод асимптотической оценки точности интервального представления финитных сигналов // Моделювання та інформаційні технології. – К.: НАНУ, ІПМЕ імені Г.Є.Пухова. – 2005. – Вип. 32. – С. 204 – 206.

Поступила 11.10.2005

Рецензент: доктор технических наук Ю.В. Стасев,
Харьковский университет Воздушных Сил.
