

В.А. КРЫЛОВА, старший преподаватель каф. АУТС, НТУ «ХПИ»

ФОРМИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ В КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ

Предлагаются методы формирования и синтеза широкополосных сигналов с расширенным спектром, путем дополнительной модуляции по частоте или фазе на времени длительности сигнала. Приведены частотные и временные характеристики полученных сигналов. На основе указанных сигналов предложен метод и разработана технология построения сигнально-кодовой конструкции, позволяющая повысить значение коэффициента использования частотно-временного ресурса группового тракта систем передачи.

Ключевые слова: компьютеризированные системы, канал передачи данных, сигналы с расширенным спектром, канал связи, цифровой фильтр.

Введение. При использовании адаптивных методов защиты информации в цифровых сетях связи важным является вопрос выбора в качестве переносчика закодированной информации сигнально-кодовой конструкции (СКК). Одним из подходов, использующихся для повышения помехоустойчивости в условиях сосредоточенных по спектру помех, является использование СКК, обладающих расширенным энергетическим спектром. Однако распределение энергетических составляющих в частотной области существующих широкополосных сигналов не позволяет повысить помехоустойчивость информационных сетей при воздействии сосредоточенных по спектру помех за счет расширения спектра СКК [1].

Цель статьи – разработка методов синтеза широкополосных сигналов в компьютеризированных интегрированных системах, с целью повышения без дополнительных энергетических затрат помехоустойчивости сигналов к воздействию сосредоточенных по спектру помех.

Постановка проблемы. Все сигнально кодовые конструкции в соответствии с набором свойств делятся на группы, в соответствии с решаемой функциональной задачей [2]. При создании нового поколения СКК одним из требований является унификация по используемым видам модуляции в части ширины спектра радиоизлучения с находящимися в эксплуатации системами. В зависимости от цели использования системы связи можно отметить 3 основных направления построения сигнально-кодовых конструкций [3]:

– сигнально-кодовые конструкции на основе OFDM сигналов для систем связи, обеспечивающих максимальную пропускную способность для заданных полос пропускания и вероятности ошибки в условиях естественных помех;

© В.А. Крылова, 2014

– сигнально-кодовые конструкции на основе CDM сигналов с прямым расширением спектра (DSSS) для систем связи с максимальной помехоустойчивостью в условиях воздействия любых помех;

– сигнально-кодовые конструкции для систем связи с максимально возможными помехоустойчивостью и пропускной способностью в условиях внутрисистемных и внешних помех, получившие название ортогонально-кодовое разделение каналов (OCDM).

Существенным недостатком при использовании перечисленных типов СКК в общей полосе частот является спектральное проникновение сигналов, что влечет за собой увеличение удельных затрат полосы пропускания. Помехозащищенность трех рассмотренных технологий построения систем широкополосного доступа может быть существенно повышена путем реализации сигнально-кодовых конструкций, на основе сигналов с искусственно создаваемым широкополосным спектром.

Материалы исследований. Известная формулировка обращенной формы теоремы Котельникова: функция длительности T , обладающая спектральной плотностью, существующей на интервале $(0, +\infty)$, однозначно определяется спектральными составляющими $S(\omega_i)$, отстоящими друг от друга на расстояние $\Delta\omega \leq 2\pi/T$ [4]. В отличие от формулировки прямой теоремы Котельникова, ее обращенная форма имеет физически осуществимые ограничения, потому что не допускает существования ограниченного спектра в конечном по длительности сигнале. При этом важно отметить, что наложение спектров при уменьшении частоты дискретизации отсутствует, если спектр входного сигнала занимает только одну из полос частот в соответствии с:

$$r \frac{\pi}{mT} \leq \Delta\omega \leq (r+1) \frac{\pi}{mT}, \quad r = 0, 1, \dots, m-1. \quad (1)$$

Рассмотренная формулировка показывает, что для полного восстановления функции длительностью T , наблюдателю достаточно иметь доступ лишь к отдельным составляющим ее спектра. Однако если синтезировать функцию путем суммирования составляющих, которые генерируются отдельно, не представляется сложным, по крайней мере, для электрических сигналов, то для того, чтобы выделить эти отдельные спектральные составляющие, необходимо большое количество избирательных полосовых фильтров. Реализация таких фильтров с учетом минимизации переходных препятствий достаточно тяжелая задача. Именно поэтому методы передачи ограниченных сигналов по каналам с гребенчатой полосой пропускания не нашли своего применения в классе аналоговых систем. Совсем по-другому складывается дело, если избирательные фильтры реализованы в цифровом виде. В этом случае то, что принято считать недостатком цифрового частотно-избирательного фильтра, как

периодичность амплитудно-частотной характеристики, становится его преимуществом. Весь вопрос заключается в согласовании длительности исходного сигнала и сигналов, которые выбираются для передачи спектральных составляющих с гребенчатой структурой частотной характеристики фильтра.

Основным заданием формирования сигналов с гребенчатым спектром является получение гребенчатой структуры спектра с заданным расположением полос спектральных составляющих. Расширение базы в широкополосный сигнал достигается путем дополнительной модуляции (или манипуляции) по частоте или фазе на времени длительности сигнала. В результате, спектр сигнала F (при сохранении его длительности T) существенно расширяется. Если на длительности T_c соответствующей передаче одного информационного символа данных, передается N_s символов случайной последовательности, тогда база сигнала, характеризующая степень расширения полосы частот в системы связи:

$$B = \frac{T_c}{T_s} = \frac{1/V_u}{1/F_c} = \frac{F_c}{V_u} = F_c \cdot T_s, \quad (2)$$

где F_c – полоса широкополосного сигнала, V_u – скорость данных.

Таким образом, из-за уменьшения длительности информационного импульса T_s увеличивается скорость манипуляции начальной фазы сигнала, что приводит к расширению спектра. При обычном частотном объединении спектры индивидуальных сигналов локализованы в определенных областях, разделенных защитными интервалами. При объединении сигналов с гребенчатым спектром, каждый из индивидуальных сигналов распределен по всей полосе группового канала, а суммарная область защитных интервалов может быть значительно меньше, чем при традиционных способах. Индивидуальные сигналы используют весь частотный диапазон группового канала, что придает им положительные качества широкополосных сигналов, сигналов с большей базой, устойчивых к действию сосредоточенных по спектру помех. Способ реализуется линейными методами при цифровой обработке. На рис. 1 представлены временные диаграммы группового сигнала при частотном объединении и при объединении СГС.

Основным заданием формирования широкополосных сигналов с гребенчатым спектром является получение гребенчатой структуры спектра с заданным расположением полос спектральных составляющих. В классе цифровых рекурсивных и нерекурсивных фильтров формирования канальной формы СГС осуществляется, как и в случае (3.8), по правилу весового суммирования отсчетов, которые отстают один от другого на интервалы, кратные периоду фильтра.

Допустим, период фильтра равняется τ , $A = \{a_0, a_1, \dots, a_n\}$ – последовательность коэффициентов фильтра. Тогда канальный вид преобразованного сигнала на выходе фильтра будет

$$x_k(t) = a_0x(t) + a_1x(t - \tau) + \dots + a_kx(t - k\tau) + \dots + a_nx(t - n\tau) \quad (3)$$

В случае если длительность T_k исходного сигнала $x(t)$ не превышает период фильтра τ , то канальная форма преобразованного сигнала представляет собой n -кратно повторенный с соответствующим масштабированием a_k исходный сигнал

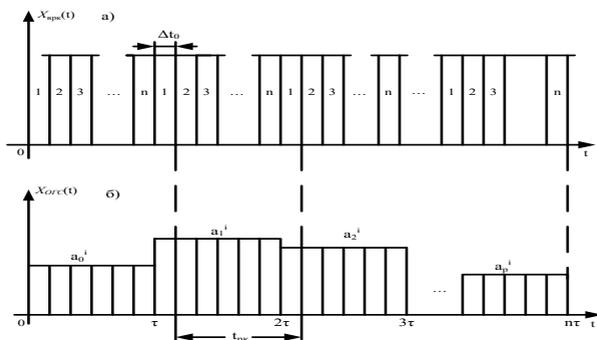


Рис. 1 – Временные диаграммы группового широкополосного сигнала

В случае если длительность T_k исходного сигнала $x(t)$ не превышает период фильтра τ , то канальная форма преобразованного сигнала представляет собой n -кратно повторенный с соответствующим масштабированием a_k исходный сигнал

$$x_k^i = \sum_{k=0}^p a_k^i x(t - k\tau), \quad (4)$$

где x_k^i – k -й отсчет i -го широкополосного сигнала; a_k^i – k -й отсчет i -го цифрового фильтра; τ – период цифрового фильтра; p – порядок цифрового фильтра.

Таким образом, выражение (3) определяет алгоритм формирования системы широкополосных сигналов во временной области. При этом достаточным условием, которое определяет размер системы сигналов, есть равенство $N = p + 1$, которое связывает системную характеристику с реализационным параметром цифрового фильтра. В частотной области передаточная функция нерекурсивного цифрового фильтра имеет вид:

$$k_i(j\omega) = \sum a_k^i \exp(-j\omega k\tau). \quad (5)$$

Для определения гребенчатой структуры частотной характеристики фильтра достаточно определить квадрат модуля (5) на интервале частот,

соответствующим половине периода $\omega \leq \pi \leq \tau$. На рис. 2 представлены частотные характеристики, которые определяют структуру для трех сигналов.

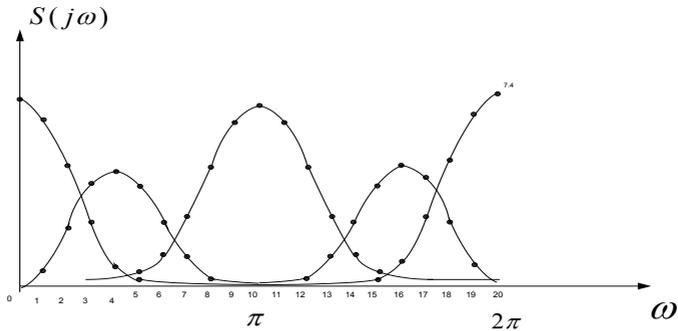


Рис. 2 – Частотные характеристики сигнала с гребенчатым спектром

Выводы. Таким образом, сигналы с гребенчатым спектром используют весь частотный диапазон группового канала, который дает им возможность проявить позитивные качества широкополосных сигналов, сигналов с большой базой, стойких к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Кроме того, по временной оси канальная форма каждого из уплотненных сигналов представляет собой последовательность с $(p + 1)$ -го повтора отрезка начального сигнала, что в условиях влияния перерывов связи дает возможность возобновления сигнала по "неразкоммутируемому" участку.

Список литературы: 1. Живица Н.И. Теоретические основы передачи данных/ Н.И.Живица, А.Г. Пушко., В.А. Лукин – К.: КВВИДКУС, 1991. – 479 с.. 2. Кларк Дж. Мл, Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. С англ. – М.: Радио и связь, 1987.г. с. 392. 3. Обнаружение и распознавание сигнально-кодowych конструкций / Е.И. Балунин, А.Ю. Баринов, С.В. Дмитриевский и др. / Под ред. Е.И. Балунина. – М.: Издательство «Радиотехника», 2013. – 96 с. 4. Семашко Ю.А. Основы организации связи. Учебное пособие / Ю.А. Семашко, А.Н. Бобовик, С.Г. Голубцов – Минск: УО ВОРБ, 2004. – 246 с.

Bibliography (transliterated): 1. Zhivica N. I. Teoreticheskie osnovy peredachi dannykh/ N.I. Zhivica, A.G. Pushko – Kiev: KVVIDKUS, 1991. – 479 p.. 2. Klark D., Kejn D. Kodirovanie s ispravleniem oshibok v sistemakh cifrovoy svyazi. Per. s angl. – Moscow: Radio i Svyaz, 1987.g. 392 p. 3. Obnaruzhenie i raspoznavanie signalno-kodovykh konstrukcij / E.I. Balunin, A.U. Barinov, S.V. Dmitrievskij / Pod Red. E.I. Balunina. – Moscow: Izdatelstvo «Radiotekhnika», 2013. – 96 p. 4. Semashko U.A. Osnovy organizatsii svyazi. Uchebnoe posobie / U.A. Semashko, A.N. Bobovik, S.G. Golubcov – Minsk: 2004. – 246 p.

Поступила (received) 25.12.2014