

В.А. КРЫЛОВА, канд. техн. наук, старший преподаватель НТУ «ХПИ»

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ГРУППОВОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Предлагаются методы формирования группового широкополосного сигнала, путем дополнительной модуляции по частоте или фазе на времени длительности сигнала. Рассмотрена технология синтеза сигнально-кодовых конструкций с одновременным использованием всеми корреспондентами широкополосного многоканального тракта путем частотно-временного преобразования входных сигналов в широкополосные. Описаны методы построения группового сигнала, позволяющая повысить значение коэффициента использования частотно-временного ресурса группового тракта систем передачи информации. Приведены частотные и временные характеристики полученных сигналов.

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, используемых 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].

Все сигнально кодовые конструкции в соответствии с набором свойств делятся на группы, в соответствии с решаемой функциональной задачей. При создании нового поколения СКК одним из требований является унификация по используемым видам модуляции в части ширины спектра радиоизлучения с находящимися в эксплуатации системами. Детальная проработка требований к современным системам радиосвязи позволила сформировать четыре основные группы сигнально-кодовых конструкций.

– СКК, используемые для автоматического установления и ведения соединения. Характеризуются высокой устойчивостью к шумовым, структурным, импульсным и узкополосным помехам, многолучевому распространению, доплеровскому размытию и сдвигу частот в канале. Эта группа основана на шумоподобном сигнале, формируемом как разделимый код с максимальным расстоянием.

– СКК, используемые для среднескоростной передачи данных. Благодаря сверхбольшому каналному алфавиту сигнально-кодовой конструкции, 224 и более различаемых канальных символов, скорость передачи 2400 бит/с обеспечивается при длительности канального символа 20 мс, что позволяет

© В.А. Крылова, 2015

работать в условиях сильной многолучёвости. Разработанные модификации также обеспечивают работу в условиях узкополосных и импульсных помех в полосе сигнала [2].

– СКК высокоскоростной (более 2400 бит/с) передачи данных. В настоящее время проводятся работы по новому поколению этих сигналов, обладающему более низким пикфактором по сравнению с сигналами параллельных (OFDM) модемов. Также перспективные сигналы не будут нуждаться в затратных процедурах коррекции импульсной характеристики канала, занимающих в модемах последовательного типа по стандарту MIL-STD-188-110В до 25 % пропускной способности канала.

– СКК типа CHES (Correlated Hopping Enhanced Spread Spectrum) использующие расширение спектра сигнала коррелированными скачками по частоте. Эта группа сигналов предназначена для передачи небольших объёмов информации. При скорости псевдослучайной перестройки по частоте до 200 скачков в секунду в полосе до десятков мегагерц сигналы, сигналы этого типа обладают высокой скрытностью и устойчивостью как к обнаружению, перехвату, так и к любым видам естественных и искусственных помех [3].

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

Постановка проблемы. 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-кодowych конструкций [4]:

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

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

– сигнально-кодowych конструкции для систем связи с максимально возможными помехоустойчивостью и пропускной способностью в условиях внутрисистемных и внешних помех, получившие название ортогонально-кодowych 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-кодowych конструкций, на основе сигналов с искусственно созда-

ваемым широкополосным спектром [5].

Материалы исследований. Процедура формирования широкополосного сигнала основано на использовании оператора задержки и свойствах многочлена. Допустим широкополосный сигнал состоит из $n + 1$ импульсов исходной функции $x(t)$ и определяется последовательностью $\{a_m\} = a_0, a_1, a_2, \dots, a_m, a_n$. Если ввести оператор задержки q , который задерживает импульс на время τ , что равняется задержке между соседними импульсами, то кодовую последовательность можно записать в виде многочлена:

$$A(q) = a_0 + a_1q + \dots + a_mq^m + \dots + a_nq^n. \quad (1)$$

Таким образом, решение задачи формирования широкополосного сигнала является его представление в виде суммы весовых откликов $x_0(t - m\tau)$, каждый из которых смещен в отношении начала координат на величину $m\tau$. В таком случае вместо (1) можно записать

$$x'(t) = a_0x_0(t) + a_1x_0(t - \tau) + \dots + a_mx_0(t - m\tau) + \dots + a_n(t - M\tau) \quad (2)$$

или

$$x'(t) = \sum_{m=0}^n a_m x_0(t - m\tau). \quad (3)$$

где $x'(t)$ – широкополосный сигнал, a_m – элемент кодовой последовательности, которая определяет форму представления сигнала.

Основным заданием формирования группового широкополосного сигнала является получение гребенчатой структуры спектра с заданным расположением полос спектральных составляющих. В классе цифровых рекурсивных и нерекурсивных фильтров формирования канальной формы ССГС осуществляется, как и в случае (3), 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

$$x_k(t) = a_0x(t) + a_1x(t - \tau) + \dots + a_kx(t - k\tau) + \dots + a_nx(t - n\tau). \quad (4)$$

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, который представлен на рис. 1.

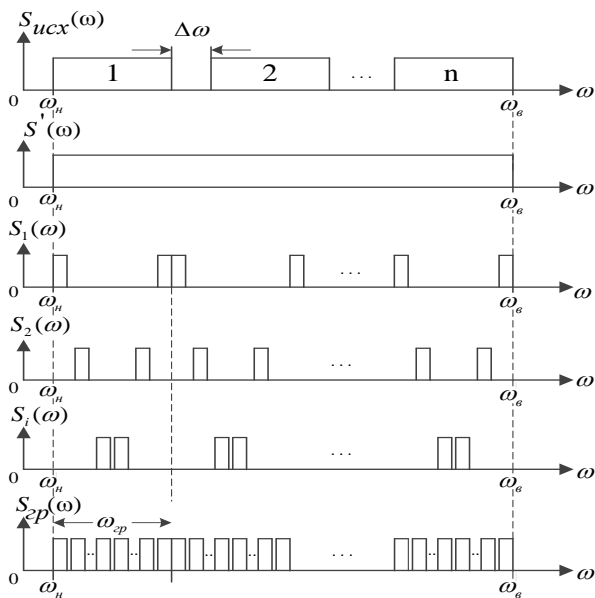


Рис. 1 – Порядок формирования группового сигнала

Выражение (4) в общем виде может быть представлено

$$x_k^i = \sum_{k=0}^p a_k^i x(t - k\tau) . \quad (5)$$

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 (5) по аналогии с (3) определяет алгоритм формирования группового сигнала 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:

$$k_i(j\omega) = \sum a_k^i \exp(-j\omega k\tau) . \quad (6)$$

Для определения гребенчатой структуры частотной характеристики фильтра достаточно определить квадрат модуля (3.12) на интервале частот,

соответствующим половине периода $\omega \leq \pi \leq \tau$. Канальная форма i -го индивидуального сигнала представляет собой $(p+1)$ -кратно повторенный масштабированный по a_k^i начальный сигнал. Отсюда следует, что для выделения начального индивидуального сигнала из группового, достаточно обработать последний гребенчатым фильтром, тождественным по структуре и параметрам формирующему. При этом на p – м такте работы фильтра после начала приема группового сигнала, на его выходе появится отсчет

$$x_{\text{вых}}^i(t) = \sum_{k=0}^p a_k^i x_1^i(t). \quad (7)$$

Это выражение позволяет считать, что выделяющий фильтр является фильтром, согласованным по форме и длительности с канальным сигналом. Одинаковые превращения сигналов на передающей и приемной сторонах системы позволяют получить достаточно простую схему системы объединения.

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-кодовых 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. **5.** Крылова В.А. Формирование широкополосных сигналов с расширенным спектром в компьютеризированных интегрированных системах – Вісник НТУ «ХПІ» №67, 2014 – 33 с.

Bibliography (transliterated): 1. Zhivica N. I. *Teoreticheskie osnovy peredachi dannyx*/ N.I. Zhivica, A.G. Pushko – K.: KVVIDKUS, 1991. – 479 p.. **2.** Klark D., Kejn D. *Kodirovanie s ispravleniem oshibok v sistemax cifrovoj svyazi*. Per. s angl. – M.: Radio i Svyaz, 1987. 392 p. **3.** *Obnaruzhenie i raspoznavanie signalno-kodovykh konstrukcij* / E.I. Balunin, A.U. Barinov, S.V. Dmitrievskij / Pod Red. E.I. Balunina. – M.: 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. **5.** Krulova V.A. *Formirovanie shirokopolosnykh signalov s rashirennyim spektrom* // Bulletin of NTU “KhPI”. Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU “KhPI”, 2014. – № 67 (1109). – P. 33–37.

Поступила (received) 20.05.2015