УДК 621.39

В.А.КРЫЛОВА, М.Н.ГРУЗИН

РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ

Для построения сигнально-кодовой конструкции на основе системы сигналов с расширенным спектром предлагается метод расчета коэффициентов цифрового фильтра. Предложен и разработан метод формирования и обработки сигналов с гребенчатым спектром, принадлежащих к классу широкополосных сигналов и отличающихся от известных свойствами спектральной и временной селективности, высокой помехоустойчивостью и простатой обработки в цифровом виде. Данный метод формирования сигнально-кодовых конструкций не предусматривает введение защитных частотных и временных интервалов между сигналами, что обеспечивает предельно экономное использование частотно-временного ресурса группового тракта.

Ключевые слова: цифровая связь, сигнально-кодовые конструкции, широкополосный сигнал, частотный ресурс, гребенчатый фильтр, коэффициент фильтра.

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 []

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.

Постановка проблемы. Детальная проработка требований к современным системам радиосвязи позволила сформировать четыре основные группы сигнально-кодовых конструкций.

− СКК, используемые для автоматического установления и ведения соединения (АУС). Характеризуются высокой устойчивостью к шумовым, структурным, импульсным и узкополосным помехам, многолучевому распространению, допплеровскому 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 канальному алфавиту сигнально-кодовой конструкции, 224 и более различаемых канальных символов, скорость передачи 2400 бит/с обеспечивается при длительности канального символа 20 мс, что позволяет работать в условиях сильной многолучёвости. Разработанные модификации также обеспечивают работу в условиях узкополосных и импульсных помех в полосе сигнала.

− 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-188-110B до 25 % пропускной способности канала.

− СКК типа CHESS (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 .

Для реализации всех преимуществ новых сигнально – кодовых конструкций и с учётом их особенностей должны быть синтезированы следующие ключевые компоненты системы радиосвязи:

– система помехозащищённого кодирования с обнаружением и исправлением ошибок, согласованная с канальными сигнально-кодовыми конструкциями и позволяющая реализовать высокие (0.68..0.75 в зависимости от помеховой обстановки) кодовые скорости;

– процедуры помехоустойчивого автоматического установления соединения с выбором наилучшего из доступных частотных каналов для приёма и передачи;

– протоколы передачи данных с гарантированной достоверностью переданной информации для пакетов и потоков данных, обеспечивающие вероятность ошибки менее $2*10^{-12}$ на бит при передаче файлов и телеграмм;

– процедуры ведения соединения, реализующие изменение скорости передачи информации, мощности

© В. А.Крылова, М. Н. Грузин, 2016

используемого кода, вида используемого канального сигнала и мощности передатчика в антенно-фидерном устройстве;

– процедуры частотной адаптации, реализующие быструю смену рабочей частоты при принятии решения о необходимости смены частоты процедурой ведения соединения.

Одним из основных назначений систем связи является обеспечение надежного приема информации при воздействии мощных помех, когда отношение сигнал-помеха на входе приемника может быть много меньше единицы.

В зависимости от цели использования системы связи можно отметить 3 основных направления построения сигнально-кодовых конструкций:

– 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;

– 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 таких типов сигналов 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 гребенчатым спектром

Методы исследования. при формировании широкополосных сигналов с гребенчатым спектром, проблема получения необходимой ширины спектра F'_C исходного сигнала, решается путем компрессии его временных отрезков в N раз так, что $F'_C = NF_C$, где F'_C – значение ширины спектра группового сигнала или в более общем случае, отвечает ширине спектра системы сигналов с гребенчатыми спектрами (ССГС). Использование искусственно расширенной базы для каждого из сигналов дает устойчивость к сосредоточенным по спектру помехам. Объединение сигналов с гребенчатым спектром предусматривает "сжатие " по времени i-ого индивидуального сигнала длительностью T_c^i с эффективной шириной спектра $\Delta\omega_i$ в n раз ($i = \overline{1,n}$), в результате чего его спектр расширяется к полосе группового канала $\Delta\omega_k = \omega_в - \omega_н$, то есть все сигналы имеют спектры, которые полностью перекрываются. При этом длительность "сжатого" по времени отрезка сигнала становиться равной T_k,

$$T_k = \frac{\Delta\omega_i}{\Delta\omega_k} T_c{}^i, \qquad (1)$$

но одинаковой для всех сигналов, которые объединяются. Для каждого из индивидуальных сигналов формируется его канальная форма $S'_i(\omega)$, которая получается путем "вырезания " неперекрестных участков спектра. То есть канальная форма каждого из индивидуальных сигналов имеет гребенчатую структуру, которая формируется посредством гребенчатых фильтров (ГФ). Групповой сигнал $S_c(\omega)$ формируется путем суммирования индивидуальных сигналов с неперекрывающимися гребенчатыми спектрами.

Показано, что сигналы с гребенчатым спектром используют весь частотный диапазон группового канала, который дает им возможность проявить позитивные качества широкополосных сигналов, стойких к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Канальная форма преобразованного сигнала представляет собой n-кратно повторенный с соответствующим масштабированием a_k исходный сигнал

$$x_k^i = \sum_{k=0}^{p} a_k^i x(t-k\ \ ), \qquad (2)$$

где $x_i(t)$ – i-ий индивидуальный сигнал, который подается на вход ГФ; a_k^i – коэффициенты i-го ГФ; τ – период ГФ.

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

$$x_{вих}^i(t) = \sum_{k=0}^{p} a_k{}^i x_i^{'}(t). \qquad (7)$$

При этом одинаковые превращения сигналов на передающей и приемной сторонах системы позволяют получить достаточно простую схему системы объединения

При проектировании сигнально-кодовой конструкции на основе системы сигналов с гребенчатым спектром необходимо определить следующие параметры: число объединяемых сигналов n; порядок цифровых фильтров системы объединения p; период фильтра T; коэффициенты цифровых фильтров a_k^i.

Задача нахождения коэффициентов a_k^i для нерекурретного фильтра рассматривается в области аналоговых прототипов. Передаточная функция нерекуретного фильтра имеет вид:

$$k_i(j\omega) = \sum a_k^i \exp(-j\omega k\tau), \qquad (8)$$

где j – мнимая единица (j^2=–1), ω – круговая частота, $A_i = \{a_0^i, a_1^i, \ldots, a_p^i\}$ – вектор с коэффициентами i-го фильтра.

Для определения гребенчатой структуры частотной характеристики фильтрат достаточно определить квадрат модуля (8) на интервале частот, соответствующим половине периода $\omega \le \pi \le \tau$. Эта задача может быть решена двумя способами. Рассмотрим их суть.

Способ, основанный на разложении Фурье эталона частотной характеристики. Пусть требуемая форма частотной характеристики определена на половине периода аргумента (1) в виде

$$f(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega_{\text{н}} \le \omega \le \omega_{\text{в}} \\ 0, & \omega_{\text{н}} > \omega > \omega_{\text{в}} \end{cases}, \qquad (9)$$

где $\omega_{\text{н}}, \omega_{в}$ − нижняя и верхняя границы полосы прозрачности фильтра.

В силу определенности (9) только на положительной полуоси частот, она может быть разложена в ряд

$$f(\omega) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega, \qquad (10)$$

где коэффициенты

$$a_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega) \cos k\omega \quad d\omega. \qquad (11)$$

С учетом конечного порядка фильтра p и условия его физической реализуемости, разложение (10) описывающее передаточную функцию гребенчатого фильтра приобретает вид:

$$K_{\text{ф}}(j\omega) = \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{n} a_k \cos k\omega \right) e^{-jp\omega}, \qquad (12)$$

а с учетом равенства

$$e^{-jk\omega} \cos k\omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-j2k\omega}, \qquad (13)$$

$$K_{\text{ф}}(j\omega) = \frac{a_0}{2} e^{-jp\omega} + \sum_{k=1}^{p} \frac{a_k}{2} \left(e^{-j(p-k)\omega} + e^{-j(p+k)\omega} \right). \qquad (14)$$

С учетом формул (8) и (9), а также что T − время задержки цифрового фильтра, коэффициенты a_k^i определяется следующим образом:

$$a_k^i = \frac{2(\sin k\ \omega_{\text{в}}^{\text{i}} - \sin k\ \omega_{\text{н}}^{\text{i}})}{\pi k}. \qquad (15)$$

Достоинством данного способа является наличие известного решения и линейность фазочастотной характеристики, а недостатком – медленная сходимость ряда и невозможность сочетания алгоритма нахождения коэффициентов фильтра с методами условной минимизации переходных помех между объединяемыми сигналами.

Способ наименьших квадратов предусматривает нахождение коэффициентов цифрового фильтра осуществляется путем минимизации расстояния между эталоном характеристики $f(\omega)$ и передаточной функцией фильтра $K(j\omega)$ (5). Целевая функция задачи имеет вид:

$$\min \left\{ C_i = \int_0^{\pi} \left| f_i(\omega) - K_{\text{i}}(j\omega) \right|^2 d\omega \right\}. \qquad (16)$$

Решение задачи ищется из системы уравнений в частотных производных

$$\frac{dC_i}{da_k^i} = 0, \qquad (17)$$

где $i = 1, \ldots, n$, $k = 0, \ldots, p$.

После дифференцирования выражения (16) получаем следующую систему:

$$\pi a_k^i = \frac{\sin(T - k\tau)\omega_{\text{в}}^i - \sin(T - k\tau)\omega_{\text{н}}^i}{(T - k\tau)}. \qquad (18)$$

Преимуществом этого способа решения задачи нахождения коэффициентов i-го ЦФ есть возможность введения условий минимизации переходных помех между объединяемыми сигналами. Взаимные влияния (переходные помехи) проявляются в наличии ненулевого отклика i-го сигнала на j-й сигнал при синхронной роботе каналов в групповом тракте. Простым способом исключения переходных помех есть обеспечение ортогональности векторов коэффициентов индивидуальных формирующих фильтров

$$\sum_{k=0}^{p} a_k^i a_k^j = 0, \qquad (19)$$

где $i = 1, \ldots, n$; $j = 1, \ldots, n$; $i \ne j$.

Учет размерности векторов коэффициентов фильтров требует для существования n ортогональных векторов размерности пространства не меньше n. Отсюда следует вывод, что при объединении n сигналов порядок фильтров должен быть не менее $(n-1)$. Тогда задача нахождения функции (9) сводится к виду:

$$\min \left\{ C_i + \sum_{j=1}^{n} \lambda_j \sum_{k=0}^{p} a_k^i a_k^j \right\}, \qquad (20)$$

где: λ_i – множитель Лагранжа; $i = 1, \ldots, n$; $j \ne i$.

Сущность предложенного метода заключается в следующем. На первом этапе находится решение n систем линейных уравнений (17), т.е. определяются координаты векторов A_i без учета их ортогональности. Эти векторы представляют собой опорное решение задачи (20). Для расчета векторов определяют их скалярные произведения

$$A_i A_j = \sum_{k=0}^{p} a_k^i a_k^j , \qquad (21)$$

где $i = 1, \ldots, n$; $j = 1, \ldots, n$; $i \neq j$.

После этого отыскивается фильтр, исходя из условий, что сумма модулей скалярных произведений соответствующего ему вектора на остальные векторы была минимальной. Номер этого фильтра j_1 становится элементом множества V. На втором этапе отыскивается фильтр j_2 исходя их условий, что модуль скалярного произведения соответствующего ему вектора на вектор A_{j_1} был минимальным. Далее находим решение системы из (n+1) уравнений – формула (15) при $i = j_2$. После этого выполняется перерасчет новых координат вектора A_{j_2}, далее на r-ом этапе (r=1,… n) отыскивается фильтр j_r с условием, что сумма скалярных произведений соответствующего ему вектора на векторы уже найденных векторов была минимальной. Таким образом, за n шагов определяются коэффициенты для всех цифровых фильтров.

Сравнительная оценка частотной эффективности предложенного метода формирования системы сигналов с гребенчатым спектром (ССГС) и частотно-модулированных сигналов (ЧМ-2) показал, что переход к методу формирования группового сигнала по технологии ССГС приводит к сужению энергетического спектра и концентрации энергии около несущей частоты. Таким образом, в заданную полосу, ограниченную фильтром на входе частотного дискриминатора, попадает большая часть энергии полезного сигнала, что приводит к возрастанию отношения сигнал/шум на входе дискриминатора, и как следствие, к уменьшению вероятности ошибки на бит передаваемых сообщений. В табл. 1 показана доля энергии сигнала, попадающая в полосу пропускания фильтра приемника при разных значениях скорости модуляции для ЧМ-2, а также для ССГС-2, ССГС-4 и ССГС-10.

Таблица 1 – Доля энергии сигнала, попадающая в полосу пропускания фильтра

Режим	Скорость модуляции, бит/с						
	200	1200	2400	4800	5600	9600	10800
ЧМ-2	0,997	0,978	0,954	0,910	0,890	0,767	0,710
ССГС-2	0,998	0,981	0,967	0,943	0,922	0,850	0,816
ССГС-4	0,999	0,987	0,972	0,965	0,941	0,894	0,870
ССГС-10	1	0,999	0,984	0,980	0,960	0,910	0,900

Данные таблицы свидетельствуют о том, что при одинаковых энергетических условиях ССГС-10 выигрывают по сравнению с ЧМ-2 по допустимой скорости больше, чем в 2 раза (10800 против 4800)

Выводы. Предлагаемая технология синтеза сигнально-кодовых конструкций на основе нового метода объединения сигналов с одновременным использованием всеми корреспондентами широкополосного многоканального тракта путем частотно-временного преобразования входных сигналов в широкополосные сигналы с неперекрывающимися гребенчатыми спектрами. Данный метод не предусматривает введение защитных частотных и временных интервалов между сигналами, что обеспечивает предельно экономное использование ресурса группового тракта. Спектр группового сигнала имеет непрерывную структуру, складывающуюся из неперекрывающихся «гребенок» спектров индивидуальных сигналов после их прохождения через соответствующие цифровые фильтры.

Список литературы: 1. *Скляр Б. И.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / *Б.И. Скляр.* – М. : «Вильямс», 2003. − 1104 с. **2.** *Крылова В. А.* Сигнально-кодовые конструкции для адаптивных методов кодирования в многоканальных системах связи / *В.А. Крылова, В.В. Горбачов* // Інформаційно-керуючи системи на залізничному транспорті. – Харьков: УкрГАЖТ, 2014. − №1(104). − С. 56–58. **3.** *Гадзиковский В. И.* Основы теории и проектирования цифровых фильтров: учебное пособие для вузов / *В.И. Гадзиковский* – М. : Высшая школа, 1996. – 256 с. **4.** *Гольденберг Л. М.* Цифровая обработка сигналов: Справочник / *Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк* – М. : Радио и связь, 1985. − 312 с. **5.** *Балунин Е. И.* Обнаружение и распознавание сигнально-кодовых конструкций / *Е.И. Балунин, А.Ю. Баринов, С.В. Дианов, С.В. Дмитриевский и др.* / Под ред. Е.И. Балунина. – М. : Издательство «Радиотехника», 2013. – 96 с.

Bibliography (transliterated): **1**. Skljar B.I. *Cifrovaja svjaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primenenie* [Digital communication. Theoretical bases and practical application]. Moscow, «Vil'jams», 2003. - 1104 p. **2.** Krylova V. A., Gorbachov V. V. "*Signal'no-kodovye konstrukcii dlja adaptivnyh metodov kodirovanija v mnogokanal'nyh sistemah svjazi*" [The signal-code designs for adaptive coding techniques in multi-channel communication systems]. *Informacijno-kerujuchi sistemi na zaliznichnomu transporti*. – Har'kov: UkrGAZhT, 2014. – no 1 (104). - 56-58 pp. **3.** Gadzikovskij V.I. *Osnovy teorii i proektirovanija cifrovyh fil'trov: uchebnoe posobie dlja vuzov* [Fundamentals of the theory and design of digital filters: a textbook for high schools]. Moscow, Vysshaja shkola, 1996. - 256 p. **4.** Gol'denberg L.M., Matjushkin B.D. and Poljak M.N. *Cifrovaja obrabotka signalov: Spravochnik* [Digital Signal Processing: A Handbook]. Moscow, Radio i svjaz', 1985. - 312 p. **5.** Balunin E.I., A. Ju Barinov S.V. Dianov S.V. *Obnaruzhenie i raspoznavanie signal'no-kodovyh konstrukcij* [Detection and identification of signal-code constructions]. Moscow, Izdatel'stvo «Radiotehnika», 2013. - 96 p.

Поступила (received) 05.02.2016

Крилова Вікторія Анатоліївна – кандидат технічних наук, старший викладач, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», тел.: (050) 281-38-38; e-mail: vika_hpi@mail.ru.

Krylova Victoria Anatolievna. – Ph.D., Senior Lecturer, National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", tel .: (050) 281-38-38; e mail: vika_hpi@mail.ru.

Грузин Максим Миколоайович – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», студент; тел.: (097)674-19-89; e-mail: max123456123@rambler.ru

Hruzin Maksim Nikolaevich – National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", the student; Tel .: (097) 674-19-89; e mail: max123456123@rambler.ru