



УДК 621.39; 514.742; 519.61

МЕТОД СИНТЕЗА АЛФАВИТОВ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛЬНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СООБЩЕНИЙ

А.Ю. Гришенцев^a^a Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

Адрес для переписки: Grishentcev@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 24.09.18, принята к печати 30.10.18

doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-6-1074-1083

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Гришенцев А.Ю. Метод синтеза алфавитов ортогональных сигнальных широкополосных сообщений // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2018. Т. 18. № 6. С. 1074–1083. doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-6-1074-1083

Аннотация

Предмет исследования. Разработан метод синтеза алфавитов ортогональных сигнальных широкополосных сообщений. Приведен пример программной реализации. Выполнен анализ некоторых частных и общих свойств синтезированных взаимно ортогональных сигнальных широкополосных символов и образованных на их основе алфавитов. **Метод.** Выполнена генерация псевдослучайных N -мерных векторов их ортогонализации методом Грама–Шмидта, последующей трансформацией полученных ортонормированных векторов, по заранее определенным правилам, в соответствующие частотные спектры, которые являются образами искомым ортонормированных широкополосных сигналов в частотном пространстве. Результат окончательного синтеза получен в ходе обратного преобразования Фурье. **Основные результаты.** Приведен пример возможной программной реализации метода в среде MatLab. Показано, что полученные алфавиты ортогональных сигнальных широкополосных сообщений обладают хорошими корреляционными качествами и могут быть применены в системах связи, в которых необходимо устойчивое распознавание сигнальных сообщений при малых значениях отношения сигнал/шум. Синтез сигнальных символов в частотной области позволяет эффективно контролировать спектр сигнала, производить перенос частоты, реализовывать системы с перестройкой частоты, в том числе псевдослучайной перестройкой, применяемой для организации защищенных каналов связи. **Практическая значимость.** Высокие корреляционные качества позволяют применять полученные сигнальные символы в системах: множественного доступа с параллельным использованием общего ресурса частота–время; реализующих стеганографические каналы связи за счет сокрытия полезного сигнала в шуме радиоэфира; ограниченной мощности передающих устройств.

Ключевые слова

широкополосная радиосвязь, проектирование, цифровая обработка, ортогональные сигналы, радиостеганография, защищенная передача данных, интероперабельность

SYNTHESIS METHOD FOR ALPHABETS OF ORTHOGONAL SIGNALING BROADBAND COMMUNICATIONS

A.Yu. Grishentsev^a^aITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation

Corresponding author: Grishentcev@yandex.ru

Article info

Received 24.09.18, accepted 30.10.18

doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-6-1074-1083

Article in Russian

For citation: Grishentsev A.Yu. Synthesis method for alphabets of orthogonal signaling broadband communications. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2018, vol. 18, no. 6, pp. 1074–1083 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-6-1074-1083

Abstract

Subject of Research. A synthesis method for alphabets of orthogonal signal broadband messages is developed. An example of software implementation is given. The analysis of some particular and general properties of the synthesized mutually orthogonal signal broadband symbols and alphabets formed on their basis is carried out. **Method.** The method is based on the generation of pseudo-random N -dimensional vectors of their orthogonalization by the Gram-Schmidt method and subsequent transformation of the resulting orthonormal vectors into the corresponding frequency spectra according to predetermined

rules. The spectra represent images of the desired orthonormal broadband signals in the frequency space. The result of the final synthesis is obtained during the inverse Fourier transform. **Main Results.** The paper presents an example of possible method program implementation in MATLAB language of computer mathematics system. It is shown that the obtained alphabets of orthogonal signal broadband messages have high correlation properties and can be applied in communication systems, in which stable recognition of signal messages at low signal-to-noise ratios is necessary. Synthesis of signal symbols in the frequency domain makes it possible to monitor effectively the signal spectrum, carry out the frequency transfer, create systems with frequency tuning, including pseudo-random modification, used to organize protected communication channels. **Practical Relevance.** High correlation properties of the received signal symbols provide the possibility of application in systems of multiple access with parallel use of the common frequency-time resource, realizing steganographic communication channels due to concealment of useful signal in the radio noise, and limited power of transmitting devices.

Keywords

broadband radio communication, design, digital processing, orthogonal signals, radio steganography, secure data transmission, interoperability

Введение

Эволюция цифровой и аналоговой электроники предоставляет значительные возможности для проектирования и разработки новых систем связи и стимулирует развитие методов передачи и приема сообщений, методов обеспечения безопасности, в том числе радиостеганографии, в беспроводных каналах связи [1–4].

Улучшение информационного обмена систем связи возможно за счет: повышения электромагнитной совместимости и возможности совместного использования ресурса частота–время путем снижения величины отношения сигнал/шум и применения передовых методов распознавания образов сигнальных сообщений [5–9]. Актуальной задачей является разработка новых и улучшение имеющихся методов синтеза сигналов [10, 11], позволяющих эффективнее использовать технические ресурсы и возможности передачи информации с помощью радиосигналов.

В работе [12] предложен метод синтеза сигнальных широкополосных символов (СШС) в частотном пространстве с последующим обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ):

$$\left. \begin{matrix} X[\omega_R] = \text{rand}() \\ X[\omega_0] = 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow X[\omega] = X[\omega_0] \cup X[\omega_R] \Rightarrow \mathcal{F}^{-1}\{X[\omega]\} = \hat{x}[t], \tag{1}$$

где $X[\omega]$ – комплексный спектр СШС; $X[\omega_0]$ – компоненты спектра СШС, имеющие нулевое значение; $X[\omega_R]$ – компоненты спектра СШС, имеющие случайные значения, полученные с помощью некоторого генератора случайных комплексных чисел $\text{rand}()$ с равномерным законом распределения и нулевым средним значением; $\mathcal{F}^{-1}\{X[\omega]\}$ – обратное преобразование Фурье; $\hat{x}[t]$ – ненормированный СШС во временной области. При этом $\omega_R \in [-W_u; -W_l] \cup [W_l; W_u]$ и $\omega_0 \notin [-W_u; -W_l] \cup [W_l; W_u]$, где $[-W_u; -W_l]$ – отрицательная составляющая спектра Фурье; $[W_l; W_u]$ – положительная составляющая спектра Фурье; W_l и W_u – нижняя и верхняя границы спектра соответственно.

Нормирование $\hat{x}[t]$ возможно выполнить с помощью деления ($\hat{x}[t]$) на длину вектора сигнала:

$$x[t] = \frac{1}{\sqrt{\int_{-T/2}^{T/2} \hat{x}[t]^2 dt}} \hat{x}[t],$$

где T – длительность СШС.

Синтез СШС в частотной области позволяет контролировать их спектр, не прибегая к дополнительной процедуре частотной фильтрации. В соответствии с преобразованием Фурье и теоремой Котельникова верхняя частота не может быть выше числа отсчетов, деленного на два. Практический синтез производится в цифровом формате: сначала синтезируется дискретный спектр, а затем путем ОБПФ трансформируется в пространство времени.

Исследования показали [12], что для обеспечения достаточной гладкости сигнала желательно выбирать максимальную частоту таким образом, чтобы на один период гармоник, соответствующей максимальной частоте, приходилось не менее четырех отсчетов: таким образом, рекомендуемая

максимальная частота $F_u = \frac{W_u}{2\pi}$ будет составлять не более $\frac{1}{4}$ от N – числа отсчетов СШС. Подобная

передискретизация позволяет снизить эффект «расползания» спектра при цифро-аналогом преобразовании (ЦАП). При максимальной частоте $\frac{1}{2} N$ для снижения эффекта «расползания» спектра по отношению к заданной полосе частот $\omega_R \in [-W_u; -W_l] \cup [W_l; W_u]$ необходимо предъявлять особые требования к выходным аналоговым фильтрам передающих устройств. Отметим, что при неизменной

полосе частот и длительности сигнала и одновременном увеличении N происходит расширение (в отсчетах) центрального пика автокорреляционной функции (АКФ), к расширению (во времени) центрального пика АКФ приводит понижение максимальной частоты СШС (W_u) при неизменном числе отсчетов. Самая высокочастотная составляющая W_u в спектре СШС определяет ширину главного лепестка его АКФ. Расширение центрального пика может быть полезно для повышения воспроизводимости формы корреляционной функции, например, при наличии шумов в канале связи, с другой стороны, расширение или сужение центрального пика АКФ уменьшает разрешение по времени при распознавании сигнала, что, в свою очередь, может влиять на качество фазовой модуляции.

Используя вместо значений частоты ω число отсчетов N , выражение (1) возможно записать в цифровом виде:

$$\begin{cases} X[n] = \text{rand}(), \\ n = [N_l; N_u] \cup [(N - N_u); (N - N_l)], \\ 1 \leq N_l < N_u \leq \frac{N}{4}, N_l, N_u \in \mathbb{N}, \\ X[n] = 0, \\ n = [0; N_l - 1] \cup [(N_u + 1); (N - N_u) - 1] \cup [(N - N_l) + 1; N - 1], \\ 1 \leq N_l < N_u \leq \frac{N}{4}, N_l, N_u \in \mathbb{N}, \\ \mathcal{F}^{-1}\{X[n]\} = \hat{x}[n], \end{cases} \quad (2)$$

где N_l – номер отсчета, соответствующий младшей ненулевой составляющей в спектре $X[n]$; N_u – номер отсчета, соответствующий старшей ненулевой составляющей в спектре $X[n]$ ($X[n]$ имеет стандартное для быстрого преобразования Фурье (БПФ)¹ расположение частот [13, 14]).

Соответственно нормирование возможно выполнить как:

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}[n]^2}} \hat{x}[n].$$

Замечательные автокорреляционные свойства полученных СШС обуславливают возможность их эффективного применения в разнообразных цифровых системах радиосвязи, в том числе с использованием технологий RAKE, MIMO [15, 16], а также построения стеганографических (подшумовых) каналов связи [17].

Для передачи сообщений с помощью СШС необходим алфавит, дистанция между символами которого обеспечивает устойчивое распознавание [2]. Среди нормированных СШС наибольшую разницу пиков АКФ и евклидову дистанцию имеют биполярные (противоположные) сигнальные символы $x[n]$ и $-x[n]$ соответственно. Но алфавиты из пары символов малоэффективны для широкополосного ресурса частота–время FT . Увеличение мощности алфавита СШС позволяет повысить скорость передачи информации: $V_R = \frac{\log_2 K}{T}$, где K – мощность сигнального алфавита $\mathbf{A} = \{x_1[n], x_2[n], \dots, x_k[n]\}$, T – время передачи одного символа из алфавита \mathbf{A} . Поэтому необходимо иметь возможность синтеза сигнальных алфавитов большей мощности и при этом обеспечивать достаточную минимальную евклидову дистанцию между СШС для устойчивого распознавания СШС на принимающей стороне. Подобными свойствами обладают алфавиты ортогональных сообщений.

Таким образом, задача настоящей статьи – разработка метода построения ортогональных алфавитов СШС.

Метод синтеза ортогональных алфавитов

Известно, что в силу линейности преобразования Фурье ортогональный базис, построенный в частотном пространстве, сохранит ортогональность и во временном [18–21]. Пусть $\mathbf{V} = \{X_1[n], X_2[n], \dots, X_K[n]\}$ – множество попарно ортогональных нормированных образов СШС в частотной области (ортонормированный базис), т.е. вещественная часть симплектического скалярного произведения элементов из множества \mathbf{V} будет:

¹ Fastest Fourier Transform in the West (FFTW) // URL: <http://www.fftw.org/>

$$\operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} X_p[n] X_q^*[n] \right] = \delta_{pq}, \quad p, q = 1 \dots K, \quad (3)$$

где δ_{pq} – символ Кронекера, $X_q^*[n]$ – сигнал (вектор), комплексно сопряженный к $X_q[n]$. Отметим, что в дифференциальной геометрии, радиосвязи и ряде других дисциплин принято рассматривать сигналы как векторы, каждый отсчет дискретного сигнала соответствует отдельной мерности пространства, таким образом сигнал содержащий, N отсчетов, возможно интерпретировать как N -мерный вектор.

Выполнив ОБПФ $\mathcal{F}^{-1}\{\mathbf{B}\}$ над элементами множества \mathbf{B} , получим множество $\mathbf{A} = \{x_1[n], x_2[n], \dots, x_K[n]\}$ ортонормированных цифровых образов сигналов во временной области, т.е. $\mathcal{F}^{-1}\{\mathbf{B}\} = \mathbf{A}$.

При синтезе сигналов в частотной области с последующим ОБПФ только часть спектра (при $n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}$) может¹ иметь отличные от нуля значения. Здесь и далее $\mathbf{N}_{X \neq 0}$ – множество, содержащее номера отсчетов, значения которых могут быть отличны от нуля. Определим, что каждый элемент из \mathbf{B} также *может* иметь ненулевые значения отсчетов только в определенной части спектра $n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}$, для которых *возможно* $X_k[n] \neq 0, k = 1 \dots N$, причем множество ненулевых отсчетов $\mathbf{N}_{X \neq 0}$ одинаково для всех элементов \mathbf{B} . Следовательно, в выражении (3) определяющими для скалярного произведения будут только те отсчеты, номера которых входят в множество значений ненулевого спектра, т.е. при $n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}$. Поэтому выражение (3) возможно переписать в виде:

$$\operatorname{Re} \left[\sum_{n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}} X_p[n] X_q^*[n] \right] = \delta_{pq}, \quad p, q = 1 \dots K.$$

Возьмем, соблюдая одинаковый порядок, из каждого элемента множества \mathbf{B} и занесем в отдельный элемент множества $\mathbf{R} = \{r_1[m], r_2[m], \dots, r_K[m]\}$ только те значения отсчетов, которые могут быть отличны от нуля, т.е. при $n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}$, т.е. $m = 0 \dots |\mathbf{N}_{X \neq 0}| - 1$. Если множество \mathbf{R} образовано попарно ортогональными элементами, то \mathbf{B} и \mathbf{A} также будут образованы попарно ортогональными элементами. Таким образом, задача сводится к синтезу попарно ортогональных элементов множества \mathbf{R} . Решить ее возможно методом ортогонализации Грама–Шмидта [22].

Оперируя спектром в стандартном представлении БПФ [14], следует отметить, что нулевые отсчеты элементов множества \mathbf{B} соответствуют постоянным составляющим (вещественной и мнимой), и в рамках данного метода имеют всегда нулевые значения, т.е. $X_k[0] = 0, k = 1 \dots K$, прочие отсчеты (при $n \neq 0$) образуют условно положительную при $n = 1 \dots N/2$ и условно отрицательную при $n = N/2 + 1 \dots N - 1$ части спектра Фурье. В области положительных частот комплексные гармонические составляющие расположены от младших к старшим в соответствии с последовательностью $N/2 + 1 \dots N - 1$, а в области отрицательных частот, наоборот – от старших к младшим, в соответствии с той же последовательностью $N/2 + 1 \dots N - 1$. Вещественные (или мнимые) взаимно соответствующие положительные и отрицательные составляющие спектра не могут образовывать ортогональные пары за счет различия по частоте, так как эквивалентны колебаниям, происходящим на одной частоте, но могут образовывать ортогональные пары за счет квадратурного разделения (смещения фазы).

Если ненулевые элементы положительного и отрицательного спектра Фурье есть отсчеты, номера которых n принадлежат множеству $\mathbf{N}_{X \neq 0}$ ($n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}$), и число таких отсчетов M , т.е. мощность множества $\mathbf{N}_{X \neq 0}$ есть $|\mathbf{N}_{X \neq 0}| = M$, то за счет ортогональности вещественных компонентов спектра возможно получить $M/2$ попарно ортогональных сигнальных символов, и за счет ортогональности мнимых компонентов спектра возможно получить $M/2$ попарно ортогональных сигнальных символов. Полное число попарно ортогональных элементов $M/2 + M/2 = M = K$. Таким образом, мощность алфавита попарно ортогональных СШС соответствует числу отсчетов в спектре с *возможно* ненулевыми значениями. При этом необходимо учесть, что постоянные составляющие спектра всех СШС равны нулю, т.е. не входят в число элементов спектра, образующих ортогональный базис. Максимальная мощность алфавита \mathbf{A} , т.е. максимальное число взаимно ортогональных СШС, не больше числа отсчетов дискретной формы СШС, уменьшенного на единицу, т.е. $\max(|\mathbf{A}|) = N - 1$. Удвоить мощность алфавита \mathbf{A} возможно за счет использования сигналов из исходного алфавита \mathbf{A} , помноженных на «-1».

¹ В силу того, что фактические значения отсчетов являются случайными величинами, имеющими нулевое среднее, нулевые значения для ненулевой части спектра (т.е. при $n \in \mathbf{N}_{X \neq 0}$) не исключены.

Ортогонализацию возможно производить в вещественном пространстве \mathbb{R}^K , выполнив процедуру овеществления [18] элементов множества \mathbf{R} , т.е. отдельно для вещественных

$$\mathbf{R}_{\text{Re}} = \text{Re} \left\{ \left\{ r_1[m], r_2[m], \dots, r_K[m] \right\} \right\}, m = 0 \dots K-1,$$

и отдельно для мнимых

$$\mathbf{R}_{\text{Im}} = \text{Im} \left\{ \left\{ r_1[m], r_2[m], \dots, r_K[m] \right\} \right\}, m = 0 \dots K-1,$$

элементов множества \mathbf{R} в вещественном пространстве \mathbb{R}^K . В связи с тем, что желательно иметь равномерное распределение энергии между вещественной и мнимой частями сигнала, предпочтительнее производить ортогонализацию и нормирование отдельно для вещественной и отдельно для мнимой части. Исследования показали, что такой подход способствует равномерному распределению энергии между квадратурными составляющими и улучшению свойств АКФ за счет уменьшения амплитуды боковых лепестков.

Изменяя параметры спектра, можно получать характерные сигналы, известные из свойств преобразования Фурье. Например, если оставить только положительный спектр, то можно получить множество СШС, АКФ которых будет аналитическим сигналом (т.е. мнимая часть АКФ будет результатом преобразования Гильберта вещественной части АКФ); если спектр сделать только вещественным, то мощность алфавита \mathbf{A} СШС уменьшится до $K/2$, так как пропадет возможность квадратурного разделения сигналов.

Для применения процедуры ортогонализации произведем инициализацию элементов \mathbf{R}_{Re} и \mathbf{R}_{Im} случайными величинами с равномерным распределением и нулевым средним значением. Далее выполним процедуру ортогонализации отдельно для множества \mathbf{R}_{Re} и отдельно для \mathbf{R}_{Im} . Полученные ортонормированные ансамбли векторов перенесем в алфавит спектров $\mathbf{V} = \{X_1[n], X_2[n], \dots, X_K[n]\}$ в соответствии с изложенными выше правилами, чтобы покрыть определенный ранее ненулевой спектр $n \in \mathbf{N}_{x \neq 0}$ и чтобы порядок переноса значений из отсчетов $r_k[m] = \text{Re}\{r_k[m]\} + j\text{Im}\{r_k[m]\}$, $m = 0 \dots K-1$, в отсчеты элементов множества $\mathbf{V} = \{X_1[n], X_2[n], \dots, X_K[n]\}$, $n = 0 \dots N-1$, сохранялся для всех элементов эквивалентных множеств $\mathbf{R} \sim \mathbf{V}$.

Пример программной реализации в MATLAB

Пример программной реализации метода синтеза ансамбля попарно ортогональных СШС приведен в виде функции `mi_abcsignoise` (листинг 1) на языке MATLAB, использующей дополнительные функции `mi_orthogonalization` – синтеза ортонормированных векторов методом Грама–Шмидта (листинг 2) и нормирования сигнала `mi_enguopgm` (листинг 3). Следует отметить, что для сохранения последовательности программных действий нормирование сигналов производится отдельно для вещественной и мнимой части множества векторов \mathbf{R} (FB – в листинге 1), для обеспечения равенства единице энергии комплексного вектора вещественные и мнимые части домножаются на $1/\sqrt{2}$. При этом надо учесть, что в MATLAB¹ при выполнении прямого (функция `fft`) и обратного (функция `ifft`) БПФ нормирование производится только при ОБПФ [13]. Функция `mi_abcsignoise` (листинг 1) организована так, что, добавив необходимые условия, можно синтезировать сигналы только с положительным или только с вещественным, или мнимым спектром.

Листинг 1. Функция синтеза ансамбля ортогональных СШС в заданной полосе частот

```
function [eosignal, NOS] = mi_abcsignoise( Fl, Fu, Nc )
% Fl (frequency low)- нижняя частота: в диапазоне 1<=Fl<=Fu<=floor(Nc/2)
% Fu (frequency up) - верхняя частота: в диапазоне 1<=Fl<=Fu<=floor(Nc/2)
% Nc (Number of counts) - число отсчетов
% возвращает:
% eosignal - ансамбль ортогональных СШС, в каждой строке матрицы - сигнал
% NOS - число ортогональных сигналов
%% предварительные вычисления и проверки
Fl = round(Fl); Fu = round(Fu); Nc = round(Nc);
NcDiv2 = floor((Nc+0.2)/2);
if Fu > NcDiv2 % если верхняя частота б. или р. половине вектора сигнала
    Fu = NcDiv2; % устанавливаем новую верхнюю частоту
end;
if Fl < 1 % если нижняя частота менее 1
    Fl = 1; % устанавливаем единичную нижнюю частоту
end;
if Fl > Fu % если нижняя частота больше верхней частоты
    eosignal = 0; NOS = 0;
    return; % возвращаем нулевой сигнал
end;
```

¹ MatLab, The MathWorks, URL: <http://mathworks.com/>

```

%% синтез
BAND = (Fu - Fl + 1); % ширина спектра
if BAND == NcDiv2 % если спектр имеет максимальную ширину
    PAR = rem(Nc+1,2); % учитываем чётность и нечётность числа отсчётов Nc
else PAR = 0;
end
NOS = 2*BAND - PAR; % число ортогональных сигналов
FSN = zeros(NOS, Nc); % заготовка для спектра
% ортогональные базисы спектра (вещ. и мним. части)
FB = (1/sqrt(2)).*mi_orthogonalization(NOS) + ...
    (1i/sqrt(2)).*mi_orthogonalization(NOS);
% заполнение значений комплексного спектра
FSN(1:end, Fl+1:Fu+1) = FB(1:end,1:BAND);
FSN(1:end, Nc-Fu+1+PAR:Nc-Fl+1) = FB(1:end,BAND+1:end);
% ОБПФ
eosignal = (sqrt(Nc)).*ifft(FSN');
end

```

Листинг 2. Функция синтеза базиса ортонормированных векторов

```

function matrix_basis = mi_orthogonalization( NN )
% NN - мерность пространства и число векторов
% возвращает:
% matrix_basis - матрицу ортонормированных векторов (базис)
% проверка
if NN <= 1
    matrix_basis = 1; return;
end
% набор начальных векторов
matrix_basis = 1 - (2.*rand(NN,NN));
% начальный базисный ортонормированный вектор
matrix_basis(1,:) = mi_engynorm(matrix_basis(1,:));
% последующие вектора
for nv = 2:1:NN
    prjvect = zeros(1,NN);
    for nb = 1:1:nv-1
        prjvect = prjvect + ...
            sum(matrix_basis(nv,:).*matrix_basis(nb,:)).*matrix_basis(nb,:);
    end
    matrix_basis(nv,:) = matrix_basis(nv,:) - prjvect;
    matrix_basis(nv,:) = mi_engynorm(matrix_basis(nv,:));
end
end

```

Листинг 3. Функция нормировки сигнала

```

function nsig = mi_engynorm( sig )
    en = sum(sig.*conj(sig)); % вычисление энергии сигнала
    nsig = (1/sqrt(en)).*sig; % нормирование
end

```

Пример синтеза

Разработанный программный код обладает достаточно высоким быстродействием и позволяет синтезировать алфавиты СШС значительной мощности.

Рассмотрим следующий пример. Пусть необходимо синтезировать ансамбль ортонормированных СШС в полосе с начальной частотой 1, конечной 1,1 МГц, приращением по частоте 1 кГц, причем необходимо синтезировать такой цифровой образ ансамбля СШС, чтобы на самую высокую по частоте гармоническую составляющую приходилось не менее четырех отсчетов, т.е. число отсчетов каждого сигнала не менее 4400. Ненулевые отсчеты положительной частоты: от 1000 до 1100 кГц с шагом 1 кГц, для отрицательной от -1100 до -1000 кГц с шагом 1 кГц (всего 202 отсчета с потенциально ненулевыми значениями). Синтез алфавита СШС по заданным параметрам, с использованием ранее определенных функций, проиллюстрирован в листинге 4 (среда MATLAB, процессор Intel Core 2 Duo, 3.16 ГГц: время работы 270 мс, мощность алфавита 202 СШС). Таким образом, подобный синтез вполне может быть осуществлен, например, в сеансе связи на современных программно определяемых радиоприемниках (англ. software-defined radio, SDR) [23], или других цифровых широкополосных системах связи.

Листинг 4. Вызов функции синтеза ансамбля СШС

```

tic %Начало отсчета
[mx, NOS] = mi_absignoise( 1000, 1100, 4400 );
fprintf('время синтеза ансамбля СШС: %f с \n', toc);
fprintf('число попарно ортогональных СШС: %d \n', NOS);

```

Для визуализации корреляционных функций построим графики (рис. 1, а, б) двух произвольно выбранных СШС $x_1[n]$, $x_2[n]$, синтезированных с помощью программы (листинг 4). Абсолютное значение автокорреляционной функции $|(x_1 \bullet x_1)[n]|$, где \bullet – оператор корреляции (рис. 1, в), и абсолютное значение взаимно корреляционной функции $|(x_1 \bullet x_2)[n]|$ (рис. 1, г).

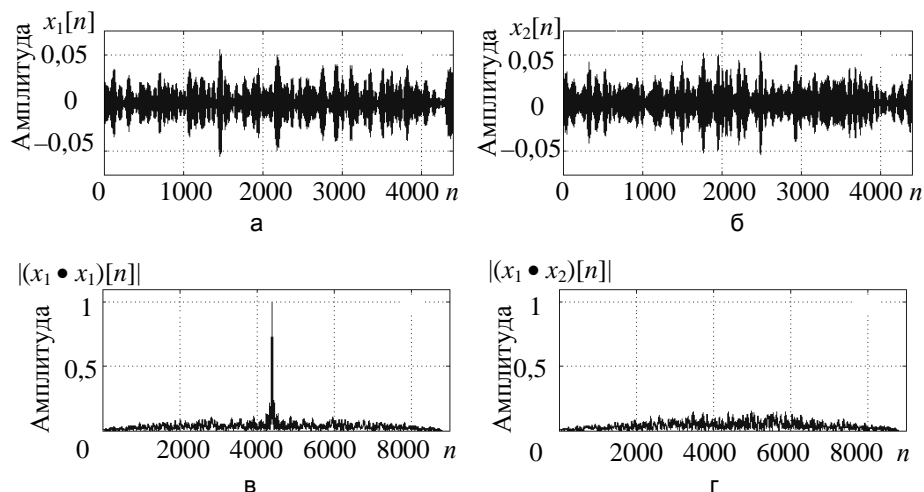


Рис. 1. График сигнальных широкополосных символов: $x_1[n]$ (а), $x_2[n]$ (б); абсолютное значение автокорреляционной функции $|(x_1 \bullet x_1)[n]|$ (в), взаимно корреляционной функции $|(x_1 \bullet x_2)[n]|$ (г)

Для визуализации корреляционных свойств синтезированных, в качестве примера, сигналов построено (рис. 2) распределение максимумов абсолютных значений корреляционной функции $\max(|(x_p \bullet x_q)[n]|)$. Заметно, что значения корреляции $|(x_p \bullet x_q)[n]|$ при $p = q$ значительно доминируют над $|(x_p \bullet x_q)[n]|$ при $p \neq q$.

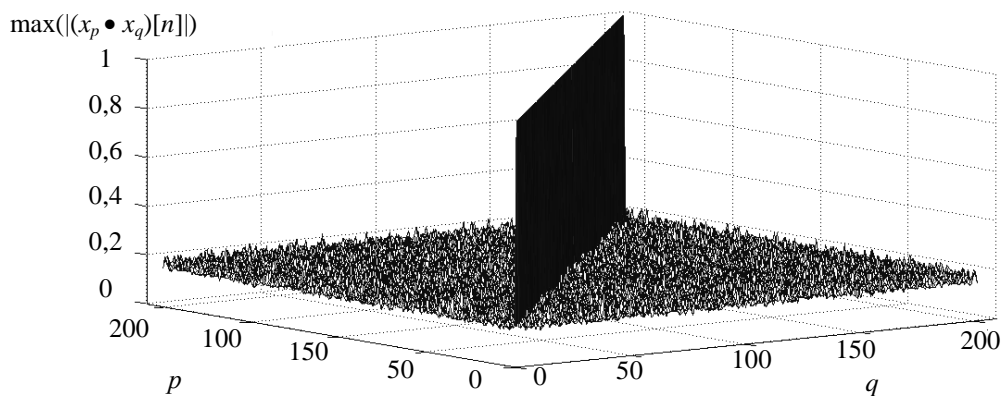


Рис. 2. Распределение максимумов абсолютных значений корреляционной функции $\max(|(x_p \bullet x_q)[n]|)$

Рис. 1 и 2 демонстрируют положительные корреляционные свойства алфавитов СШС, ряд их особенностей исследован в работе [12].

Дополнительно оценим эффективность использования ресурса частота–время FT для синтезированных СШС. Как известно, в соответствии с пределом Котельникова–Шеннона количество информации I , которое возможно передать, используя ресурс FT , с учетом квадратурного разделения [2], можно рассчитать как:

$$I = 2FT \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right),$$

где P_s – мощность сигнала, P_N – мощность шума, таким образом, предельная скорость передачи

информации составит: $V_{\max} = \frac{I}{T} = 2F \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right)$. В нашем случае оценка скорости передачи

$$V_R = \frac{\log_2 K}{t_s} = \frac{\log_2 202}{0,001} = 7658 \text{ бит/с, где } t_s = 0,001 \text{ с – время передачи одного символа, при шаге частоты}$$

в спектре сигнала 1 кГц. При полосе частот, занимаемой сигналом, 101 кГц предельная скорость составит

$$V_{\max} = 202000 \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right). \text{ В работе [12] показано, что для СШС характерна возможность устойчивого}$$

приема в условиях значительной зашумленности эфира.

Полученные расчеты показывают, что, с одной стороны, имеется значительный потенциал для повышения скорости передачи радиосообщений, с другой стороны – возможность устойчивого приема сообщений в условиях сильного зашумления эфира [12, 23, 24]. Высокие корреляционные показатели СШС предоставляют новые возможности для применения предлагаемых алфавитов СШС в интенсивно развивающихся системах параллельного использования ресурса частота–время FT , системах типа ММО (multiple input multiple output) и их разновидностях [15, 25, 26].

В работе [12] приведены примеры организации стеганографических каналов связи на базе СШС за счет сокрытия полезных сигналов в шумах радиоэфира.

Полученные результаты показывают, что необходимы дальнейшие всесторонние исследования разработанного метода синтеза ортогональных ансамблей СШС, а также разработка методов применения самих ансамблей СШС в системах радиосвязи.

Заключение

Предложен метод синтеза ансамблей ортогональных сигнальных широкополосных символов. Метод основан на ортогонализации случайных последовательностей с последующим переносом результата в частотную область и формированием спектра по заданным правилам, а затем преобразованием полученного множества ортогональных спектров из частотной области во временную за счет преобразования Фурье.

Метод синтеза ансамблей ортогональных сигнальных широкополосных символов предоставляет значительные перспективы за счет:

- четкой локализации спектра сигнальных символов на этапе синтеза;
- хороших автокорреляционных свойств как с точки зрения отношения величины центрального всплеска к максимальным значениям боковых лепестков, так и с точки зрения локализации центрального пика автокорреляции;
- малого уровня боковых лепестков и нулевого центрального значения взаимной корреляции за счет попарной ортогональности сигнальных символов.

Предложенный метод позволяет оперативно синтезировать многосимвольные сигнальные алфавиты, что предоставляет возможность для использования метода в системах реального времени.

В работе изложены теоретические выкладки, являющиеся основой метода, и приведен пример возможной реализации метода в среде MATLAB, проанализированы возможности применения метода.

Потенциал, заложенный в предлагаемый метод синтеза взаимно ортогональных сигнальных широкополосных символов, позволяет генерировать сверхмощные алфавиты для систем сверхширокополосной связи (ultra wideband, UWB). В частности, в соответствии с предложением международной некоммерческой ассоциации IEEE 802.15.3aTG (Institute of Electrical and Electronics Engineers, Институт инженеров электротехники и электроники) используемая общая полоса частот при многополосном разделении составляет 528 МГц, при этом передача всего трафика осуществляется сверхширокополосными сигналами. Стандарты, разработанные Федеральной комиссией по связи США (Federal Communications Commission, FCC), подразумевают использование радиоизлучения передающих устройств в полосе 500 МГц, при передаче на базе интегрированной технологии многополосного ортогонального частотного разделения (multi-band orthogonal frequency-division multiplexing, MB-ODFM) или сверхширокополосной прямой передачи (direct-sequence ultra wideband, DS-UWB) от компании Motorola, предполагающей использование сразу всего диапазона.

Узкий корреляционный пик сигнальных широкополосных символов, получаемых разработанным методом, способствуют эффективному сбору энергии сигнала при многолучевом распространении по технологии RAKE. Также хорошее разрешение по времени предоставляет возможности для использования сигнальных широкополосных символов в системах радиолокации.

Корреляционные качества сигналов, синтезированных предлагаемым методом, обеспечивают их применение в системах параллельного использования ресурса частота–время (ММО) и в системах на основе технологии ММО&UWB.

Литература

1. Johnson H.W., Graham M. *Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*. Prentice Hall, 2003. 800 p.
2. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. Wiley, 2004. 396 p.
3. Баскаков С.И. *Радиотехнические цепи и сигналы*. М.: Ленанд, 2016. 528 с.
4. Голдсмит А. *Беспроводные коммуникации*. М.: Техносфера, 2011. 904 с.
5. Батоврин В.К., Гуляев Ю.В., Олейников А.Я. Обеспечение интероперабельности – основная тенденция в развитии открытых систем // *Информационные технологии и вычислительные системы*. 2009. № 5. С. 7–15.
6. Богатырев В.А., Богатырев С.В. Эффективность резервирования и фрагментации пакетов при передаче по агрегированным каналам // *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 2017. Т. 60. № 2. С. 165–170. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-2-165-170
7. Velichko E., Grishentsev A., Korikov C., Korobeynikov A. On interoperability in distributed geoinformational systems // *Lecture Notes in Computer Science*. 2015. V. 9247. P. 496–504. doi: 10.1007/978-3-319-23126-6_43
8. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г., Дукельский К.В. Метод численной оценки технической интероперабельности // *Кибернетика и программирование*. 2017. № 3. С. 23–38. doi: 10.25136/2306-4196.2017.3.23540
9. Книга Е.В., Жаринов И.О. Принципы построения комбинированной топологии сети для перспективных бортовых вычислительных систем // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*. 2013. № 6(88). С. 92–98.
10. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г., Величко Е.Н., Непомнящая Э.К., Розов С.В. Синтез бинарных матриц для формирования сигналов широкополосной связи // *Радиотехника*. 2015. № 9. С. 51–58.
11. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Применение некоторых вейвлетов для генерации широкополосных сигналов // *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 2017. Т. 60. № 8. С. 712–720. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-8-712-720
12. Гришенцев А.Ю. Способ синтеза и применение шумоподобных широкополосных сигналов в задачах организации защищенных каналов связи // *Радиотехника*. 2017. № 9. С. 91–101.
13. Burrus C.S., Frigo M., Johnson S.G., Pueschel M., Selesnick I. *Fast Fourier Transforms*. Houston, Rice University, Connexions, 2008. 248 p.
14. Johnson S.G., Frigo M. The Fastest Fourier Transform in the West. *Technical Report MIT-LCS-TR-728*. MIT, 1997. 18 p.
15. Arslan H., Chen Z.N., Di Benedetto M.G. *Ultra Wideband Wireless Communication*. John Wiley & Sons, 2006. 520 p.
16. Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels // *European Transactions on Telecommunications*. 1999. V. 10. N 6. P. 585–596. doi: 10.1002/ett.4460100604
17. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. 2-е изд. М.: РадиоСофт, 2008. 512 с.
18. Новиков С.П., Тайманов И.А. *Современные геометрические структуры и поля*. М.: МЦНМО, 2005. 584 с.
19. Дубровин Б.А., Новиков С.П., Фоменко А.Т. *Современная геометрия: Методы и приложения. Том I. Геометрия поверхностей, групп преобразований и полей*. 4-е изд. М.: Эдиториал УРСС, 1998. 336 с.
20. Тайманов И.А. *Лекции по дифференциальной геометрии*. Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2002. 176 с.
21. Арнольд В.А. *Геометрия комплексных чисел, кватернионов и спинов*. М.: МЦНМО, 2009. 40 с.
22. Ильин В.А., Поздняк Э.Г. *Линейная алгебра*. М.: Наука, 1974. 296 с.
23. Di Benedetto M.G., Hua Y., Kaiser T., Wang X. Cognitive radio technology // *IEEE Signal Processing Magazine*. 2008. V. 25. P. 10–198. doi: 10.1109/MSP.2008.930499

References

1. Johnson H.W., Graham M. *Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*. Prentice Hall, 2003. 800 p.
2. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. Wiley, 2004. 396 p.
3. Baskakov S.I. *Radio Circuits and Signals*. Moscow, Lenand, 2016. 528 p. (in Russian)
4. Goldsmith A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. 674 p.
5. Batovrin V.K., Gulyaev Yu.V., Oleinikov A.Ya. Ensuring interoperability - a major trend in the open systems development. *Computer Science and Control*, 2009, no. 5, pp. 7–15. (in Russian)
6. Bogatyrev V.A., Bogatyrev S.V. Effectiveness of redundancy and packet fragmentation in transmission via aggregated channels. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, vol. 60, no. 2, pp. 165–170. (in Russian) doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-2-165-170
7. Velichko E., Grishentsev A., Korikov C., Korobeynikov A. On interoperability in distributed geoinformational systems. *Lecture Notes in Computer Science*, 2015, vol. 9247, pp. 496–504. doi: 10.1007/978-3-319-23126-6_43
8. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G., Dukel'skii K.V. Use of the method of numerical estimation for the technical interoperability. *Cybernetics and Programming*, 2017, no. 3, pp. 23–38. (in Russian) doi: 10.25136/2306-4196.2017.3.23540
9. Kniga E.V., Zharinov I.O. Design principles of a combined network topology for advances on-board computing system. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2013, no. 6, pp. 92–98. (in Russian)
10. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G., Velichko E.N., Nepomnyashchaya E.K., Rozov S.V. Binary matrix synthesis for broadband communication signal shaping. *Radioengineering*, 2015, no. 9, pp. 51–58. (in Russian)
11. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G. Application of several wavelets for generating wideband signals. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, vol. 60, no. 8, pp. 712–720. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-8-712-720
12. Grishentsev A.Yu. On the method of synthesis and application of broadband noise-like signals in the task organization of protected communication channels. *Radioengineering*, 2017, no. 9, pp. 91–101. (in Russian)
13. Burrus C.S., Frigo M., Johnson S.G., Pueschel M., Selesnick I. *Fast Fourier Transforms*. Houston, Rice University, Connexions, 2008. 248 p.
14. Johnson S.G., Frigo M. The Fastest Fourier Transform in the West. *Technical Report MIT-LCS-TR-728*. MIT, 1997. 18 p.
15. Arslan H., Chen Z.N., Di Benedetto M.G. *Ultra Wideband Wireless Communication*. John Wiley & Sons, 2006. 520 p.
16. Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, vol. 10, no. 6, pp. 585–596. doi: 10.1002/ett.4460100604
17. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. *Interference Immunity of Radio Communication Systems with the Expansion of the Signals Spectrum by the Pseudo-Random Frequency Tuning Method*. 2nd ed. Moscow, RadioSoft Publ., 2008. 512 p. (in Russian)
18. Novikov S.P., Taimanov I.A. *Modern Geometric Structures and Fields*. Moscow, MTsNMO Publ., 2005. 584 p. (in Russian)
19. Dubrovina B.A., Novikov S.P., Fomenko A.T. *Modern Geometry: Methods and Applications. Volume I. Geometry of Surfaces, Transformation Groups and Fields*. 4th ed. Moscow, Editorial URSS, 1998. 336 p. (in Russian)
20. Taimanov I.A. *Lectures on Differential Geometry*. Izhevsk, Institute of Computer Researches, 2002. 176 p. (in Russian)
21. Arnold V.I. *Geometry of Complex Numbers, Quaternions and Spins*. Moscow, MTsNMO Publ., 2009. 40 p. (in Russian)
22. Il'in V.A., Pozdnyak E.G. *Linear Algebra*. Moscow, Nauka Publ., 1974. 296 p. (in Russian)
23. Di Benedetto M.G., Hua Y., Kaiser T., Wang X. Cognitive radio technology. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, vol. 25, pp. 10–198. doi: 10.1109/MSP.2008.930499
24. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G. Algorithm of search, some properties and application of matrices with complex values of elements for steganography and synthesis of broadband

24. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Алгоритм поиска, некоторые свойства и применение матриц с комплексными значениями элементов для стеганографии и синтеза широкополосных сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 5. С. 9.
25. Dickson D., Jett P. An application specific integrated circuit implementation of a multiple correlator for UWB radio applications // Proc. IEEE Military Communications Conf. (MILCOM). Atlantic City, USA, 1999. P.1207–1210. doi: 10.1109/milcom.1999.821395
26. Caso G., Le M.T.P., De Nardis L., Di Benedetto M.G. Performance comparison of WiFi and UWB fingerprinting indoor positioning systems // Technologies. 2018. V. 6. N 1. doi: 10.3390/technologies6010014
- signals. *Zhurnal Radioelektroniki*, 2016, no. 5, p. 9. (in Russian)
25. Dickson D., Jett P. An application specific integrated circuit implementation of a multiple correlator for UWB radio applications. *Proc. IEEE Military Communications Conf., MILCOM*. Atlantic City, USA, 1999, pp. 1207–1210. doi: 10.1109/milcom.1999.821395
26. Caso G., Le M.T.P., De Nardis L., Di Benedetto M.G. Performance comparison of WiFi and UWB fingerprinting indoor positioning systems. *Technologies*, 2018, vol. 6, no. 1. doi: 10.3390/technologies6010014

Автор

Гришенцев Алексей Юрьевич – доктор технических наук, доцент, доцент, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, Scopus ID: 56321138400, ORCID ID: 0000-0003-1373-0670, Grishentcev@yandex.ru

Author

Alexey Yu. Grishentsev – D.Sc., Associate Professor, Associate Professor, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, Scopus ID: 56321138400, ORCID ID: 0000-0003-1373-0670, Grishentcev@yandex.ru