

Выводы

1. Имитационное моделирование показало рациональность применения адаптивного алгоритма доступа к среде, применяющего правила того протокола, который при заданных условиях среды покажет наибольшую канальную скорость передачи данных.

2. В моделируемом примере адаптивный алгоритм показал увеличение средней канальной скорости на 2,45 % в сравнении с наиболее эффективным протоколом 0.1-persistent CSMA.

3. В канале существует оптимальный диапазон значений коллизий, который характеризует наибольшую канальную скорость передачи данных при заданных условиях. В представленном примере максимальная канальная скорость принадлежит прото-

колу, процент коллизий в котором находится в диапазоне 5–30 %.

Библиографические ссылки

1. *Прокус Дж.* Цифровая связь. – М. : Радио и связь, 2000.

2. *Kleinrock L., Tobagi, F. A.* Packet Switching in Radio Channels. – Part I. Carrier Sense Multiple-Access Modes and Their Throughput-Delay Characteristics // IEEE Transactions on Communications. – 1975. – Vol. COM-23. – No. 12. – P. 1400–1416.

3. *Tobagi F. A.* Random Access Techniques for Data Transmission Over Packet Switched Radio Networks. – School of Engineering and Applied Science, University of California, Los Angeles. UCLA-ENG-7499, December 1974.

I. Z. Klimov, DSc in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

V. E. Minin, Applicant, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

A. V. Zhidiaev, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

Simulation-Based Evaluation of the Common Network Channel Use Efficiency

The simulation model of the radio network is created. The comparison of the channel use efficiency is carried out by various access protocols within a simulation model.

Key words: radio network, simulation, radio network channel efficiency, medium access protocol, data link layer, slot, collisions.

УДК 621.376.9

О. А. Волков, соискатель, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

И. З. Климов, доктор технических наук, профессор, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

СИНТЕЗ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С РАВНОМЕРНЫМ СПЕКТРОМ

Предложен метод формирования широкополосного сигнала с равномерным спектром. Рассмотрена возможность манипуляции таким сигналом. Выполнен анализ основных характеристик данного сигнала.

Ключевые слова: спектр сигнала, широкополосный сигнал.

Для широкополосных сигналов (ШПС), получаемых на основе случайных или псевдослучайных последовательностей, характерна неравномерность энергетического спектра, что приводит к целому ряду негативных последствий.

Во-первых, возникают серьезные затруднения с определением интервалов частот, пораженных мощными сосредоточенными помехами (СП). Во-вторых, влияние помех существенно различается для составляющих дискретного спектра сигнала. При необходимости режекции помех неравномерность спектра ШПС приводит к деформации отклика в полосе ШПС.

Целью данной работы является синтез ШПС с равномерным спектром для более достоверной передачи информации в каналах с неравномерным спектром аддитивных помех и селективными замираниями.

Задача решена на основе использования принципа эквивалентности временного и частотного представлений сигнала в дискретной частотной области, т. е. использования пары дискретных преобразований Фурье (ДПФ). Действительно, ШПС с равномерным спектром задан в дискретной частотной области, если фиксировано значение модуля его коэффициентов ДПФ [1]:

$$|C_S(k)| = A, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (1)$$

В то же время вариантность и шумоподобный характер такого сигнала могут быть обеспечены случайным значением фаз спектральных составляющих. Тогда коэффициенты ДПФ при минимальной разности представления:

$$C_S(k) = A \cdot \exp(j \cdot \varphi_k),$$

$$\begin{cases} k \leq \frac{N_{\min}}{2}, & N_{\min} - \text{четное}, \\ k \leq \frac{N_{\min} - 1}{2}, & N_{\min} - \text{нечетное}, \end{cases} \quad (2)$$

где φ_k – фазы спектральной составляющей, определяющие индивидуальный структурный код ШПС. Значения фаз в (2) целесообразно определять в виде последовательности независимых, равномерно распределенных в интервале $0-2\pi$ случайных чисел, что обеспечит шумоподобный характер ШПС, практически аналогичный нормальному случайному процессу. Для представления во временной области вторая половина коэффициентов ДПФ должна быть комплексно сопряженной с коэффициентами (2):

$$C_S(k) = \hat{C}_S(N_{\min} - k),$$

$$\begin{cases} k > \frac{N_{\min}}{2}, & N_{\min} - \text{четное}, \\ k > \frac{N_{\min} - 1}{2}, & N_{\min} - \text{нечетное}. \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 1 представлен фрагмент ШПС с равномерным спектром, синтезированный по таким правилам. Здесь временная ось τ задается нормированием текущего времени к длительности ШПС T_S . В отличие от ФМ-ШПС синтезируемый сигнал в сочетании с равномерностью энергетического спектра существенно увеличивает скрытность канала связи [2].

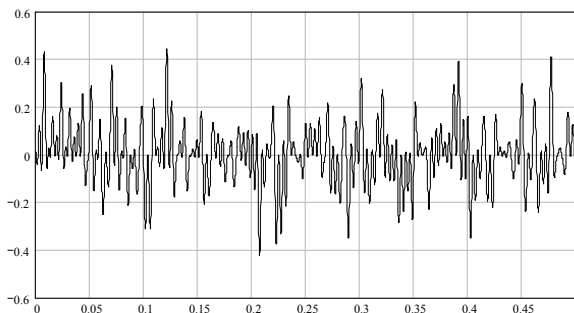


Рис. 1. Реализация ШПС с равномерным спектром на интервале 0,5 длительности кодовой посылки

Для рассматриваемого типа ШПС зависимость отклика на образец от задержки τ_z между сигналом и образцом задается следующим выражением:

$$Q(\tau_z) = \sum_{k=0}^{N_{\min}/2} A^2 \exp\left[j \frac{2\pi k \tau_z}{N_{\min}}\right] =$$

$$= A^2 \cdot \frac{2 \sin \pi \tau_z}{\sin \frac{2\pi \tau_z}{N_{\min}}} \cdot \exp\left[j \frac{\pi(N_{\min} - 1) \cdot \tau_z}{N_{\min}}\right]; \quad (4)$$

$$\tau_z = \begin{cases} \frac{\Delta t_z}{2T_S/N_{\min}}, & N_{\min} - \text{четное}, \\ \frac{\Delta t_z}{2T_S/(N_{\min} - 1)}, & N_{\min} - \text{нечетное}. \end{cases} \quad (5)$$

Нормированное значение мощности отклика имеет вид

$$R(\tau_z) = \left(\frac{|Q(\tau_z)|}{|Q(0)|}\right)^2 = \left(\frac{2 \sin \pi \tau_z}{N_{\min} \cdot \sin \frac{2\pi \tau_z}{N_{\min}}}\right)^2. \quad (6)$$

Анализ отклика (6) показывает, что максимальный боковой выброс всегда примыкает к главному пику характеристики, причем при $N_{\min} \gg 3\pi$ его величина практически не зависит от N_{\min} , и, соответственно, базы ШПС.

При таком методе формирования принимаемый ШПС не является в полной мере периодическим, так как спектральные составляющие сигнала подвергаются фазовой манипуляции в соответствии с передаваемой последовательностью двоичных символов. Результаты моделирования показали, что отклик в области главного пика не зависит от информационной фазовой манипуляции. Разрешающая способность рассматриваемого типа ШПС при вычислении отклика по полному спектру сигнала обратно пропорциональна ширине спектра, то есть соответствует разрешающей способности ФМ-ШПС. Влияние информационной фазовой манипуляции приводит к изменениям характеристики отклика в области боковых выбросов, что иллюстрируется рис. 2 и 3, построенных для ШПС с равномерным спектром, односторонняя ширина которого содержит 256 дискретных линий. База такого ШПС равна соответствующему параметру ФМ-ШПС. Это позволяет выполнить сравнительный анализ свойств рассматриваемого ШПС [3].

Анализ рис. 2, 3 показывает, что информационная фазовая манипуляция действительно приводит к изменению характеристики отклика в области боковых выбросов. Так, если при $\Delta\psi_{12} = \psi_2 - \psi_1 = 0$ (рис. 2, а) отклик в области боковых выбросов соответствует детерминированной кривой, заданной выражением (6), то при $\Delta\psi_{12} \neq 0$ боковые выбросы приобретают характер случайного процесса. Численные характеристики боковых выбросов, представленные в таблице, показывают, что по уровню максимального бокового выброса синтезируемый ШПС с равномерным спектром несколько уступает ФМ-ШПС при том же значении базы. Однако по среднему значению мощности боковых выбросов на порядок, а по дисперсии на 2 порядка лучше.

Равномерность спектра исследуемого типа ШПС позволяет рассматривать его многочастотным сигналом (МЧ), составленным из широкополосных элементов (ШПЭ), и, следовательно, реализовать соответствующий прием. Разбиение на ШПЭ может быть реализовано произвольным образом. Такое

свойство сигнала обеспечить реализацию максимально эффективной адаптации приема к воздействию сосредоточенных помех. Действительно, выделяя ШПЭ с учетом границ интервалов действия мощных СП, будем иметь ШПЭ, в пределах кото-

рых уровень аддитивных помех имеет относительно низкую спектральную плотность. Следовательно, всегда можно в полной мере использовать информацию, которая содержится в частотных составляющих, слабо пораженных помехой.

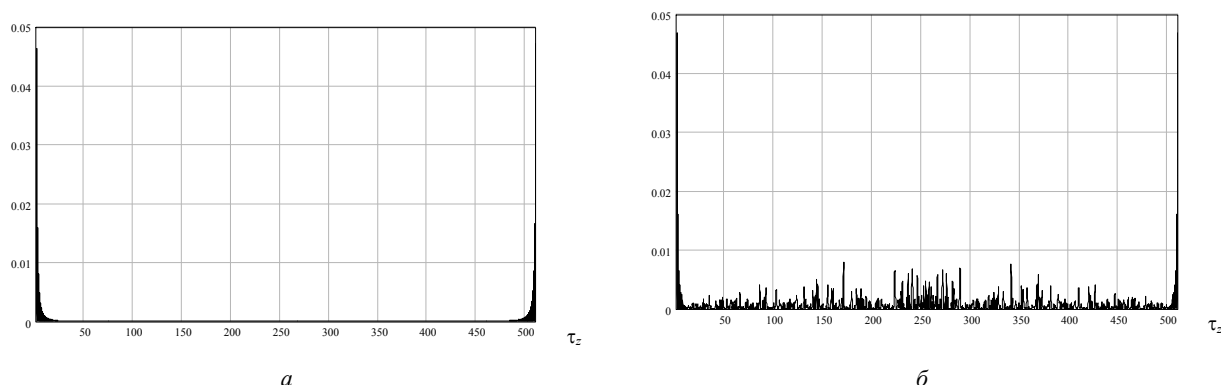


Рис. 2. Нормированные характеристики отклика в области боковых выбросов ($N_{\min} = 1024$):
 $a - \psi_1 = 0, \psi_2 = 0$; $b - \psi_1 = 0, \psi_2 = 0,5\pi$

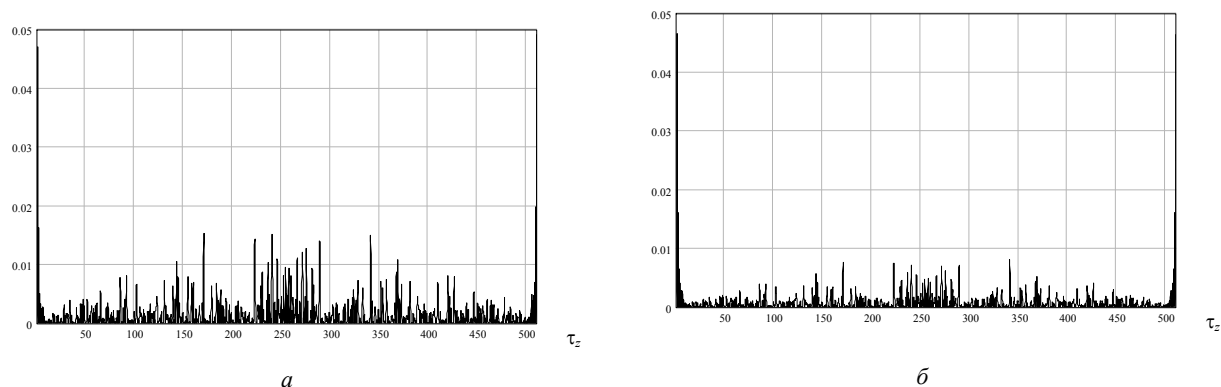


Рис. 3. Нормированные характеристики отклика в области боковых выбросов ($N_{\min} = 1024$):
 $a - \psi_1 = 0, \psi_2 = \pi$; $b - \psi_1 = 0, \psi_2 = 1,5\pi$

Параметры боковых выбросов отклика (б) при $N_{\min} = 1024$

ψ_1	ψ_2	$R_{\max}(\tau_z)$		$M_1\{R(\tau_z)\}$		$M_2\{R(\tau_z)\}$	
		$\tau_z > 1$	$\tau_z > 2$	$\tau_z > 1$	$\tau_z > 2$	$\tau_z > 1$	$\tau_z > 2$
0	0	0,047	0,017	$1,896 \cdot 10^{-4}$	$9,778 \cdot 10^{-5}$	$3,823 \cdot 10^{-6}$	$5,735 \cdot 10^{-7}$
	$0,5\pi$	0,047	0,016	$8,642 \cdot 10^{-4}$	$7,745 \cdot 10^{-4}$	$4,655 \cdot 10^{-6}$	$1,52 \cdot 10^{-6}$
	π	0,049	0,02	$1,555 \cdot 10^{-3}$	$1,465 \cdot 10^{-3}$	$7,958 \cdot 10^{-6}$	$4,772 \cdot 10^{-6}$
	$1,5\pi$	0,047	0,016	$8,639 \cdot 10^{-4}$	$7,74 \cdot 10^{-4}$	$4,658 \cdot 10^{-6}$	$1,525 \cdot 10^{-6}$
$0,5\pi$	0	0,048	0,018	$8,805 \cdot 10^{-4}$	$7,89 \cdot 10^{-4}$	$4,918 \cdot 10^{-6}$	$1,606 \cdot 10^{-6}$
	$0,5\pi$	0,047	0,017	$1,9 \cdot 10^{-4}$	$9,818 \cdot 10^{-5}$	$3,829 \cdot 10^{-6}$	$5,744 \cdot 10^{-7}$
	π	0,048	0,018	$8,797 \cdot 10^{-4}$	$7,881 \cdot 10^{-4}$	$4,921 \cdot 10^{-6}$	$1,616 \cdot 10^{-6}$
	$1,5\pi$	0,049	0,02	$1,554 \cdot 10^{-3}$	$1,464 \cdot 10^{-3}$	$7,948 \cdot 10^{-6}$	$4,768 \cdot 10^{-6}$
π	0	0,049	0,02	$1,555 \cdot 10^{-3}$	$1,465 \cdot 10^{-3}$	$7,958 \cdot 10^{-6}$	$4,772 \cdot 10^{-6}$
	$0,5\pi$	0,047	0,016	$8,639 \cdot 10^{-4}$	$7,74 \cdot 10^{-4}$	$4,658 \cdot 10^{-6}$	$1,525 \cdot 10^{-6}$
	π	0,047	0,017	$1,896 \cdot 10^{-4}$	$9,779 \cdot 10^{-5}$	$3,823 \cdot 10^{-6}$	$5,735 \cdot 10^{-7}$
	$1,5\pi$	0,047	0,016	$8,642 \cdot 10^{-4}$	$7,745 \cdot 10^{-4}$	$4,655 \cdot 10^{-6}$	$1,52 \cdot 10^{-6}$
$1,5\pi$	0	0,048	0,018	$8,797 \cdot 10^{-4}$	$7,881 \cdot 10^{-4}$	$4,921 \cdot 10^{-6}$	$1,616 \cdot 10^{-6}$
	$0,5\pi$	0,049	0,02	$1,554 \cdot 10^{-3}$	$1,464 \cdot 10^{-3}$	$7,948 \cdot 10^{-6}$	$4,768 \cdot 10^{-6}$
	π	0,048	0,018	$8,805 \cdot 10^{-4}$	$7,89 \cdot 10^{-4}$	$4,918 \cdot 10^{-6}$	$1,606 \cdot 10^{-6}$
	$1,5\pi$	0,047	0,017	$1,9 \cdot 10^{-4}$	$9,818 \cdot 10^{-5}$	$3,829 \cdot 10^{-6}$	$5,744 \cdot 10^{-7}$

В том случае, когда прием ШПС с равномерным спектром выполняется как прием некоторого множества ШПЭ, возникает вопрос о фазовых характери-

стиков откликов ШПЭ. Вычисление откликов по ШПЭ целесообразно выполнять в дискретной частотной области. Симметрия коэффициентов ДПФ

позволяет использовать для вычисления откликов половину из общего числа этих коэффициентов. Количество используемых коэффициентов ДПФ связано с параметрами ШПС произведением

$$M_S = \Delta f_S \cdot T_S, \quad (7)$$

где Δf_S – полная ширина полосы частот, занимаемой ШПС; T_S – его длительность.

Минимальная размерность такого сигнала в дискретной области равна:

$$N_{\min} = 2\Delta f_S \cdot T_S. \quad (8)$$

Значение представления (8) реализуется, если полный спектр сигнала занимает интервал частот от 0 до Δf_S .

Рассогласование по задержке ШПС порождает относительный линейный фазовый сдвиг ϕ_k дискретных линий, значение которого

$$\phi_k = \frac{2\pi k \cdot \Delta t_z}{T_S}, \quad k \leq M_S, \quad (9)$$

где Δt_z – абсолютная величина временного сдвига.

Относительный временной сдвиг:

$$\tau_z = \frac{M_S \cdot \Delta t_z}{T_S}. \quad (10)$$

Для периодического сигнала ШПЭ с дискретными частотными линиями с номерами от k_1 до k_2 включительно отклик определяется суммой

$$Q_e(\tau_z) = A^2 \cdot \sum_{k=k_1}^{k_2} \exp \left[j \left(\frac{2\pi k \cdot \tau_z}{M_S} + \psi \right) \right], \quad (11)$$

где A – модуль спектральных составляющих ШПС с равномерным спектром; ψ – фаза ШПС, включающая и информационную составляющую.

Преобразование (11) дает:

$$Q_e(\tau_z) = A^2 \cdot \frac{\sin \frac{\pi M_e \tau_z}{M_S}}{\sin \frac{\pi \tau_z}{M_S}} \times \exp \left[j \left(\frac{\pi(2k_1 + M_e - 1) \cdot \tau_z}{M_S} + \psi \right) \right], \quad (12)$$

где $M_e = k_2 - k_1 + 1$. (13)

Таким образом, отклик ШПЭ является вектором на комплексной плоскости, фаза которого содержит значение фазы ШПС и компоненту линейного фазового сдвига, обусловленную рассогласованием по задержке между образцом ШПЭ и принимаемым ШПС. Величина линейного фазового сдвига отклика равна соответствующему фазовому сдвигу средней частоты ШПЭ. Из функции отклика (12) имеем зависимость мощности отклика от величины относительного рассогласования:

$$R_e(\tau_z) = \left(\frac{|Q_e(\tau_z)|}{|Q_e(0)|} \right)^2 = \left(\frac{\sin \frac{\pi M_e \tau_z}{M_S}}{M_e \cdot \sin \frac{\pi \tau_z}{M_S}} \right)^2. \quad (14)$$

Ширина главного пика характеристики отклика ШПЭ определяется положением первого нуля функции (14) на оси времени:

$$\frac{M_e \cdot \Delta \tau_e}{M_S} = 1. \quad (15)$$

Отсюда имеем:

$$\Delta \tau_e = \frac{M_S}{M_e}. \quad (16)$$

Значение односторонней ширины главного пика отклика (6) есть

$$\Delta T_e = \frac{T_S}{M_e} = \Delta T_S \cdot \frac{M_S}{M_e}. \quad (17)$$

Анализ (17) показывает, что ШПЭ обладает меньшей разрешающей способностью по времени прихода, чем полный ШПС, и определяется шириной частотного интервала, который он занимает.

Таким образом, проведенный анализ показал, что любой участок ШПС с равномерным спектром может быть использован как ШПЭ, который представляет собой ШПС с меньшей базой, чем исходный ШПС. База и разрешающая способность ШПЭ определяется числом дискретных линий, которые включает ШПЭ. Поэтому при разделении ШПС на ШПЭ, согласованном с поражающей способностью аддитивных помех, будет формироваться группа ШПЭ с различной разрешающей способностью (шириной главного пика характеристики отклика).

Выводы

1. Используя дискретные преобразования Фурье и основываясь на методе эквивалентности временного и частотного представления сигнала синтезирован ШПС с равномерным спектром. Путем фазовой манипуляции над составляющими сигнала реализуется передача информации.

2. Характеристики полученного сигнала в области боковых выбросов выше аналогичных показателей ФМ-ШПС сигнала с той же базой.

3. Метод формирования сигнала позволяет рассматривать его как сигнал, состоящий из нескольких широкополосных элементов, что позволяет успешно реализовать режекцию сосредоточенных помех.

Библиографические ссылки

1. Зверев В. А., Стромков А. А. Выделение сигналов из помех численными методами. – Н. Новгород. : ИПФ РАН, 2001. – 188 с.
2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. – Т. 1. – М. : Сов. радио, 1972. – 744 с.
3. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

O. A. Volkov, Applicant, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

I. Z. Klimov, DSc in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

Synthesis of a Broadband Signal with the Uniform Spectrum

The method of formation of a broad-band signal with the uniform spectrum is proposed. Possibility of manipulation of such a signal is considered. Analysis of main characteristics of this signal is carried out.

Key words: signal spectrum, broadband signal.