

**Kisel' Natalia Nikolayevna** – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371634; the department of antennas and radio transmitters; professor; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Grishchenko Sergey Grigorievich** – the college of radio engineering; dean; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Kisel' Natalia Nikolayevna** – Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education «Southern Federal University»; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371634; the department of antennas and radio transmitters; professor; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Grishchenko Sergey Grigorievich** – the college of radio engineering; dean; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Bogachenko Denis Alexandrovich** – the college of radio engineering, student.

УДК 621.396.96

**М.Ш. Бозиев, А.А. Зори, Г.В. Мокрый**

### **РЕАЛЬНЫЙ СПЕКТР КОРОТКИХ СООБЩЕНИЙ РАДИОЛИНИЙ**

*Поставлена задача по выделению полезного сигнала из принятого сообщения радиолинии, определению его специального гармонического спектра конечных отрезков сигнала (КСО), представлению его аппроксимирующей функцией, параметрами которой являются спектральные составляющие, которые составляют базу сигнатуры объекта распознавания радиолинии. Предлагается современный подход построения спектра и аппроксимации радиосигналов ограниченной длительности, основанный на понятиях конечного спектра отрезка процесса и оптимизационных методах определения счётного набора гармоник, характеризующих гармонический спектр процесса. Приводится один из вариантов алгоритмов расчёта и оценки параметров спектра КСО сигнала в реальном масштабе времени для практической реализации. Для ускорения быстродействия вычислений по определению набора  $\{\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K\}$  совокупностей спектра КСО рекомендуется разработать специализированные процессоры с распараллеливанием вычислений либо процессоры цифровой обработки сигналов на базе платформы TMS3206xxx, имеющие VLIW-инструкции распараллеливания вычислений.*

*Сигнал; спектр отрезка; алгоритм оценки.*

**M.Sh. Boziev, A.A. Zori, G.V. Mokryy**

### **REAL SPECTRUM OF SHORT MESSAGES OF RADIO**

*The task is to separate the useful signal from the received of the radio link messages, to define its special harmonic spectrum of signal finite segments (SFS), to present the approximating function, which parameters are the spectral components that constitute the basis of the object signature of the link recognition. A modern approach of the spectrum construction and radio approximation of limited duration is proposed, based on the concept of a spectrum finite segment of the process and optimization methods for the identification of a harmonics countable set that characterize the harmonic spectrum of the process. One algorithm for the calculation and estimation of SFS spectrum parameters of the signal in real time for implementation is proposed. To speed up calculations on a set  $\{\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K\}$  of the SFS spectrum sets is encouraged to develop specialized processors with parallel computing, or digital signal processors based on a platform TMS3206xxx, with VLIW-instruction of parallelization.*

*Signal; spectrum of the interval; the estimate algorithm.*

Системы связи передачи информации с погруженными подводными лодками используют радиолинии на сверхдлинноволновом (СДВ, десятки килогерц) и сверхнизкочастотном (СНЧ, сотни герц) диапазонах волн. Приём и передача данных по радиолиниям на такие объекты требует обеспечения своевременного, достоверного и скрытного доведения информации, поэтому передача данных осуществляется в сжатой форме и на ограниченном отрезке времени. Качество связи по радиолиниям существенно зависит от состояния ионосферы и атмосферы, трассы распространения, атмосферных и промышленных помех каналам связи, а скрытность передаваемой информации требует обеспечить защиту от трансформаций и искажений, приводящих к потере части передаваемых данных.

**Анализ особенностей определения параметров коротких сообщений.** Выделение полезного сигнала из входного сообщения радиолинии, принятого некоторым устройством, в виде его реализации на временном интервале в виде непрерывного отрезка функции

$$x(t), \text{ где } t \in [t_0, T + t_0], \quad (1)$$

или в виде дискретной последовательности из  $N$  ее отсчетов

$$x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_N) = \{x_n\}, \text{ где } t_1 = t_0; t_N = T + t_0, \quad (2)$$

и подлежащие обработке и анализу, представляется суммой

$$x(t) = s(t, u(t)) + \xi(t), \quad (3)$$

где  $s(t) = s(t, u(t))$  – результат преобразования исходного сигнала  $u(t)$ , и  $\xi(t)$  – аддитивная помеха – случайный процесс с неизвестными параметрами. Полезный сигнал  $u(t)$  характеризуется совокупностью параметров  $c_1, c_2, \dots = \{c_k\}$ , и существует функциональная зависимость  $u = u(t, \{c_k\})$ . Короткий сигнал радиолинии  $x(t)$  содержит весь объём информации о сообщении, структуре и составе, которые необходимо раскрыть, поэтому целью обработки является выделить исходный сигнал  $u(t)$  и определить оценки истинных параметров  $\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots = \{\hat{c}_k\}$ . Такая задача возникает при разработке и использовании устройств цифровой обработки для обнаружения и различения сигналов и помех, измерения их параметров, например, для гармонического анализа, а построение функциональных зависимостей  $\{\hat{c}_k\} = \{C_k[x(t)]\}$ , связывающие параметры сигнала  $u(t)$  с функцией – аргументом  $x(t)$ , определяют алгоритмы преобразования, реализуемые функционалами, и составляют алгоритм работы устройства обработки и анализа сигналов. В качестве меры правильности выбора функционалов  $\{C_k[x(t)]\}$  и меры точности определения параметров полезного сигнала может быть использован функционал

$$J = J(x(t), y(t, \{c_k\})) = J[x(t), y(t)], \quad (4)$$

называемый расстоянием между входным сигналом  $x(t)$  и некоторой функцией  $y(t) = y(t, \{c_k\})$ , являющейся аппроксимацией зависимости  $s(t) = s(t, u(\{c_k\}))$ . Для этого проводится оптимизация (4) с минимизацией по функциям  $y(t)$ , и усреднение по различным реализациям  $u(t)$  и  $\xi(t)$ .

Рассмотрим важный вариант такой задачи в получении аппроксимирующей зависимости коротких сообщений сигналов радиолиний и расчет их гармонических спектров. Традиционные способы определения спектра процессов и отдельных сигналов основаны на использовании их разложений в ряды Фурье или представлении их интегралами Фурье [1, 2]. Однако эти способы не всегда эффективны для коротких процессов, заданных на интервале  $[t_0, T + t_0]$ , так как в них искусст-

венно навязывается поведение сигнала на концах и вне интервала, что существенно сказывается на показателях, характеризующих колебательные свойства сигнала внутри интервала. В данной работе решение задачи реального спектра сообщений радиолоний СДВ-диапазона решается оптимизационными методами в постановке, предлагаемые в работе [3].

**Постановка задачи.** Определить минимальное количество  $K$  гармоник, не обязательно ортогональных, в сумме образующих внутри временного интервала  $[t_0, T + t_0]$  процесс – непрерывный  $x(t)$ , или дискретный по времени  $x[n]$ , а также рассчитать значения

$$A_0, (A_1, B_1, \omega_1), \dots, (A_K, B_K, \omega_K) = \{A_K, B_K, \omega_K\} \quad (5)$$

параметров этих гармоник – частоты и амплитуды, при этом поведение процесса вне интервала ничем не должно быть ограничено. Набор (5) будем считать гармоническим спектром короткого процесса, точнее, конечным спектром отрезка (КСО).

Сформулированная постановка отражает дуальность задачи, с одной стороны, является задачей определения спектра короткого процесса, а с другой – задачей аппроксимации короткого процесса, функцией

$$y(t) = \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t + B_k \sin \omega_k t), \quad (6)$$

если рассматривается непрерывный процесс (3.1), или функцией

$$y(t_n) = \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t_n + B_k \sin \omega_k t_n), \quad (7)$$

при дискретной последовательности (2).

Такая постановка задачи предполагает решение обеих задач в комплексе, а определение спектров КСО параметры гармоник предлагается рассчитывать путём минимизации по переменным  $\{A_k, B_k, \omega_k\}$  (5) функционала  $J$  (4), специально выбранного для поставленной задачи. При этом допускается присутствие в этом наборе как ортогональных, так и неортогональных функций, имеющих такие частоты, что

интеграл  $\int_0^T [A_i \cos(\omega_i t) + B_i \sin(\omega_i t)] [A_j \cos(\omega_j t) + B_j \sin(\omega_j t)] dt$ , где  $i \neq j$ , не обя-

зательно равен нулю в случае представления  $x(t)$  в виде (1), или имеющих частоты, различающиеся на не обязательно кратные значения  $2\pi/T$ , для вида (2).

В качестве функционала (4) использована традиционная – средне квадратичная форма в виде интеграла

$$J = \frac{1}{T + t_0} \int_{t_0}^{T+t_0} \left[ x(t) - \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t + B_k \sin \omega_k t) \right]^2 dt \quad (8)$$

для непрерывного сигнала  $x(t)$ , и суммы

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[ x(t_n) - \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t_n + B_k \sin \omega_k t_n) \right]^2, \quad (9)$$

для дискретной последовательности  $\{x_n\}$ . Минимальное значение, определяемое соотношением  $\bar{\delta} = \sqrt{\bar{J}(x(t), \bar{y}(t))}$ , является погрешностью представления сигнала  $x(t)$  его оптимальной оценкой  $\bar{y}(t)$  в виде

$$\bar{y}(t) = \sum_{k=0}^K (\bar{A}_k \cos \bar{\omega}_k t + \bar{B}_k \sin \bar{\omega}_k t), \quad (10)$$

характеризует расстояние между входным сигналом  $x(t)$  и суммой  $K$  оптимальных гармоник, как ошибку воспроизведения сигнала по найденному спектру (5).

Следует отметить, что при анализе отрезков одиночных или нескольких элементов реального сообщения, принимаемого с радиолинии, расчет гармонического спектра короткого процесса целесообразно осуществлять с помощью цифровой обработки, обеспечивающей любую точность вычислений [4, 5]. Поэтому задача решается с учётом выполнения дополнительного условия, связывающего параметр  $K$  с величиной допустимой ошибки вычисления значения функционала  $J$ , обеспечивая такой минимальный набор из  $\bar{K}$  синусоидальных компонент, характеризующихся совокупностью параметров  $\bar{\delta}, \bar{K}, \bar{A}_0, [\bar{A}_1, \bar{B}_1, \bar{\omega}_1], \dots, [\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K]$ , означающих амплитуды и частоты этих гармоник, представляющих отрезок процесса  $x(t)$  с ошибкой, не превышающей заданное значение  $\bar{\delta}$ .

**Основной алгоритм решения задачи.** Для разработки эффективных алгоритмов решения задачи необходимо руководствоваться практическими целями – определение спектра КСО в реальном масштабе времени для СДВ- или СНЧ-радиосигнала. Ориентируясь на цифровую обработку сигнала [4, 5], и учитывая априори, что процесс  $x(t)$  не содержит гармоник с частотами большими  $\omega_{\max}$ , то число  $N$  отсчетов дискретизованного процесса  $\{x_n\}$  будет  $N = \lceil T\omega_{\max} / \pi \rceil$ , (здесь  $\lceil \cdot \rceil$  – целая часть числа). Произведем замену  $n = T/N, t_n = n\Delta t, \omega_k = p_k N/T$ , где  $p_k$  – относительная частота,  $0 \leq p_k \leq \pi$ , и из (9) получим

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K A_k \cos(p_k n) - \sum_{k=1}^K B_k \sin(p_k n)]^2. \quad (11)$$

Начальное минимальное априорное значение числа гармоник  $K = K_a$  определяется по одному из трех вариантов:

1)  $N$  кратно 3, то  $K_a < N/3$ ; 2)  $N+1$  кратно 3, то  $K_a < (N+1)/3$ ; 3)  $N+2$  кратно 3, то  $K_a < (N+2)/3$ .

Составляем систему из  $3K+1$  уравнений, линейных относительно амплитуды и нелинейных относительно частот, вида:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial J}{\partial A_0} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] = 0, \\ -\frac{\partial J}{\partial A_i} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] \cos(p_i n) = 0, \\ -\frac{\partial J}{\partial B_i} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] \sin(p_i n) = 0, \end{aligned} \quad (12)$$

$-\frac{\partial J}{\partial p_i} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] [A_i \sin(p_i n) - B_i \cos(p_i n)] = 0$ , где  $i = 1, 2, \dots, K$ ; решая которую определяют оптимальное значение числа гармоник  $K = K_{opt}$ , при котором достигается минимально возможное значение функционала (11), либо пока не будет достигнута заданная точность  $\bar{\delta}$  его вычислений при некотором значении  $K = \bar{K}$ .

Рассчитанный таким способом спектр КСО непрерывного или дискретного сигнала  $x(t)$  не будет непрерывным, или кусочно-непрерывной функцией, а будет всегда линейчатым, поскольку количество  $K$  рассматриваемых частот по определению счётно. Естественно, в зависимости от типа и формы входного сигнала оно может быть большим. Поскольку значения  $t_0$  и  $T + t_0$  не рассматриваются как точки разрыва непрерывного сигнала  $x(t)$  при определении аппроксимирующей функции  $\bar{y}(t)$  (10) данным способом, то у неё явление Гиббса [5] отсутствует, которое хорошо известно специалистам по цифровой обработке сигналов традиционными методами. Это значительно облегчает задачу распознавания объекта радиолнии по сигнальным признакам, базовыми среди которых является сигнатура принятого или обнаруженного сигнала.

Анализ ошибки приближения  $\delta = \sqrt{J(x(t), y(t))}$  (9) показывает, что она имеет сложную зависимость от тригонометрических функций и имеет множество локальных минимумов, и, как функция, представляет собой «овражно-бугристую» многомерную поверхность, причём, чем ближе друг к другу частоты гармоник в исходном сигнале, тем ближе локальные минимумы к глобальному и тем самым процесс установления оптимального значения  $K_{opt}$  числа гармоник спектра КСО. Поэтому для ускорения процесса вычислений необходимо разрабатывать вычислительные спецпроцессоры с распараллеливанием вычислений, которые обеспечивают быструю сходимость алгоритмов для поиска минимума ошибки приближения. Либо использовать процессоры цифровой обработки сигналов на базе платформы TMS320bxxx [6], которые выполнены по архитектуре третьего поколения Velocity с поддержкой очень длинных слов инструкции (VLIW). Архитектура VLIW может использовать для вычисления все блоки одновременно и выполнять параллельно до восьми инструкций. Разработчик может писать программный код на C или на Ассемблере, не заботясь о параллелизме – оптимальное разбиение на VLIW-инструкции производится специальным компилятором.

#### Выводы

1. Поставлена задача по выделению полезного сигнала из принятого сообщения радиолнии, определению его специального гармонического спектра КСО, представлению сигнала аппроксимирующей функцией, параметрами которой являются спектральными составляющими, которые составляют базу сигнатуры объекта распознавания радиолнии.
2. Предлагается современный подход построения спектра и аппроксимации радиосигналов ограниченной длительности СДВ- или СНЧ-диапазона, основанный на понятиях конечного спектра отрезка процесса и оптимизационных методах определения счётного набора гармоник, характеризующих гармонический спектр процесса.
3. Приводится один из вариантов алгоритмов расчёта и оценки параметров спектра КСО сигнала в реальном масштабе времени для практической реализации.
4. Для ускорения быстрогодействия вычислений по определению набора  $\{\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K\}$  совокупностей спектра КСО рекомендуется разработать специализированные процессоры с распараллеливанием вычислений, либо процессоры цифровой обработки сигналов на базе платформы TMS320bxxx, имеющие VLIW-инструкции распараллеливания вычислений.
5. Способ определения специального гармонического спектра КСО может быть использован в реальном масштабе времени для частотно-временного анализа для разного рода низкочастотных сигналов: звуковых и гидроакустических сигналов, длинноволновых и сверхдлинноволновых радиосигналов, а также атмосферных и геофизических процессов.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: Физматгиз, 1962. – 236 с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
3. Дмитриев Е.В. Гармонические спектры и аппроксимация коротких сигналов. – Воронеж: ВГУ, 2006. – 73 с.
4. Умняшкин С.В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов: Учеб. пособие. – М.: ИНФРА-М, 2008. – 304 с.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
6. Чернов В. Процессоры цифровой обработки сигналов компании Texas Instruments // Компоненты и Технологии. – 2005. – № 6. – С. 128-133.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.Е. Панич.

**Бозиев Малик Шутаевич** – Государственное высшее учебное заведение «Донецкий национальный технический университет»; e-mail: zori@kita.dgtu.edu.ua; 83001, г. Донецк, ул. Артема, 58, Украина; тел.: +380623045571; +380623010942; старший научный сотрудник; доцент.

**Зори Анатолий Анатольевич** – кафедра электронной техники; зав. кафедрой; д.т.н.; профессор.

**Мокрый Георгий Васильевич** – старший научный сотрудник; доцент.

**Boziev Malik Shutaevich** – State Higher Education Establishment “Donetsk National Technical University”; e-mail: zori@kita.dgtu.edu.ua; 58, Artyom street, Donetsk, 83001, Ukraine; phone: +380623045571; +380623010942; the senior scientific employee; associate professor.

**Zori Anatolii Anatolievich** – the department of electronic engineering; head the department; professor.

**Mokryy Georgiy Vasilievich** – the senior scientific employee; associate professor.

УДК 621.396.98

**А.И. Панычев, И.В. Дубинская**

### СИНТЕЗ ЛУЧЕВОЙ ТРАЕКТОРИИ ПРОНИКНОВЕНИЯ СИГНАЛОВ WLAN В СМЕЖНЫЕ ПОМЕЩЕНИЯ

*Формирование зоны обслуживания локальной беспроводной сети связи внутри здания является результатом совместного действия нескольких основных механизмов многолучевого распространения радиоволн: отражения, преломления, дифракции, диффузии. С целью анализа направления распространения сигналов WLAN в помещениях, смежных с местом расположения точки доступа, выполнено моделирование прохождения лучей сквозь стены и перекрытия здания. Поверхности элементов конструкций здания аппроксимированы плоскостями. Преломление лучей рассмотрено в приближении геометрической оптики. Разработан алгоритм построения траектории луча двукратного преломления в случае предопределённого положения точки доступа и клиента сети связи. Процедура построения трехмерной трассы основана на расчете координат точек пересечения луча с первой и второй преломляющими поверхностями, для чего решается система нелинейных алгебраических уравнений в векторной форме. Приведены примеры лучевых траекторий и оценены размеры областей, содержащих точки преломления, в типичных для внутренних помещений случаях.*

*WLAN; метод геометрической оптики; преломление лучей; алгоритм; лучевая трассировка.*