

**Хадыка Иван Владимирович** – e-mail: Ivanthebest2010@mail.ru; аспирант.

**Plaksienko Vladimir Sergeevich** – Southern Federal University; e-mail: vsp46@mail.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; dr. of eng. sc.; professor.

**Sidenkov Alexandr Sergeevich** – e-mail: alexandrsidenkov@rambler.ru; postgraduate student.

**Khadyka Ivan Vladimirovich** – e-mail: Ivanthebest2010@mail.ru; postgraduate student.

УДК 004.93'12, 004.93'14

**В.П. Федосов, Р.В. Рубцов**

**ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА СИНТЕЗА СИГНАЛА С МАЛЫМ  
УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ СПЕКТРА**

*Представлен регулярный метод синтеза элементарных сигналов для беспроводных сетей, применяющих частотное уплотнение при кодировании передаваемой информации. Синтезированный сигнал обладает двухуровневой огибающей и низким уровнем боковых лепестков в заданной частотной области. Метод основан на многократном применении операции задержки и сложения пачки прямоугольных импульсов, эквивалентный свертке исходного сигнала с двумя дельта-функциями, разнесенными на интервал задержки. При выборе задержки учитывается взаимное несовпадение импульсов. В результате получаем пачку импульсов с широтно-импульсной модуляцией и двухуровневой огибающей. Для проверки работоспособности алгоритма была создана программная реализация в среде разработки National Instruments LabVIEW. Были исследованы временные и спектральные характеристики сигналов, подтвердившие исходные предпосылки. Помимо радиосвязи, алгоритм может найти применение в доплеровских ультразвуковых системах, использующих нелинейные усилители большой мощности. При излучении таких сигналов узкополосной антенной происходит преобразование широтно-импульсной модуляции в амплитудную, сигналы с такой модуляцией обладают низким уровнем боковых лепестков в широкой полосе.*

*Регулярный метод синтеза битового сигнала без обработки окна; низкий уровень боковых лепестков спектра; двухуровневая огибающая.*

**V.P. Fedosov, R.V. Rubtsov**

**INVESTIGATION OF ALGORITHMS FOR SIGNAL SYNTHESIS WITH LOW  
SIDELOBES SPECTRUM**

*The paper represents regular method of synthesis of a bit signal for the wireless communication networks using frequency manipulation for coding of the transferred information. The synthesized signal possesses two-level envelope and low side-lobe level in the set frequency area. The method is based on repeated application of operation of a delay and addition of a pack of the rectangular impulses, equivalent to convolution of an initial signal with two delta-functions, separated with a delay interval. Delay choice is made considering mutual mismatch of impulses. As a result we receive a pack of impulses with pulse-width modulation and two-level envelope. To test the working capacity of algorithm the program realization has been created using National Instruments LabVIEW developer software. Temporal and spectral characteristics of signals have been researched, confirming initial preconditions. Besides a radio communication, the algorithm can find application in Doppler's ultrasonic systems that use high-powered nonlinear amplifiers. Radiation of such signals by the narrow-band antenna transforms pulse-width modulation into amplitude modulation. Signals with such modulation have low side-lobe level in a wide frequency band.*

*Regular method of synthesis of a bit signal without window processing; low sidelobe level of spectrum; two-level envelope.*

**Введение.** В настоящее время большинство видов беспроводных сетей основываются на фиксированном распределении частотных диапазонов и иерархической инфраструктуре. Разрабатывая новые способы связи, приходится принимать в расчет занятость частотного пространства. Переход на менее занятую область более высоких частот означает либо сокращение зоны покрытия, либо повышение затрачиваемых мощностей. Таким образом, основными критериями при разработке новых систем являются максимальная спектральная и энергетическая эффективности. Это особенно критично для систем, ориентированных на работы в уже плотно занятых диапазонах (0,7–3) и (8–12) ГГц [1-8].

В беспроводных сетях передачи данных третьего и четвертого поколений широко применяют технологию ортогонального частотного уплотнения OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*), которая основана на использовании большого количества близко расположенных ортогональных поднесущих. При OFDM каждая поднесущая модулируется по обычной схеме модуляции (например, QAM) на низкой символьной скорости, сохраняя общую скорость передачи данных, как и у обычных систем модуляции одной несущей в той же полосе пропускания.

Такой сигнал может рассматриваться как множество медленно модулируемых узкополосных сигналов, но только при условии наличия возможности различать сигналы соседних поднесущих.

Одной из причин ухудшения разрешения по частоте является расширение спектра сигнала из-за нелинейности каскадов передатчика и наложение боковых лепестков спектров сигналов поднесущих. Это может привести как к межканальной (часть спектра сигнала, излучаемого одной радиостанцией, попадает в полосу другой), так и к межсимвольной интерференции (пересечение спектров поднесущих делает их неразличимыми) (рис. 1).

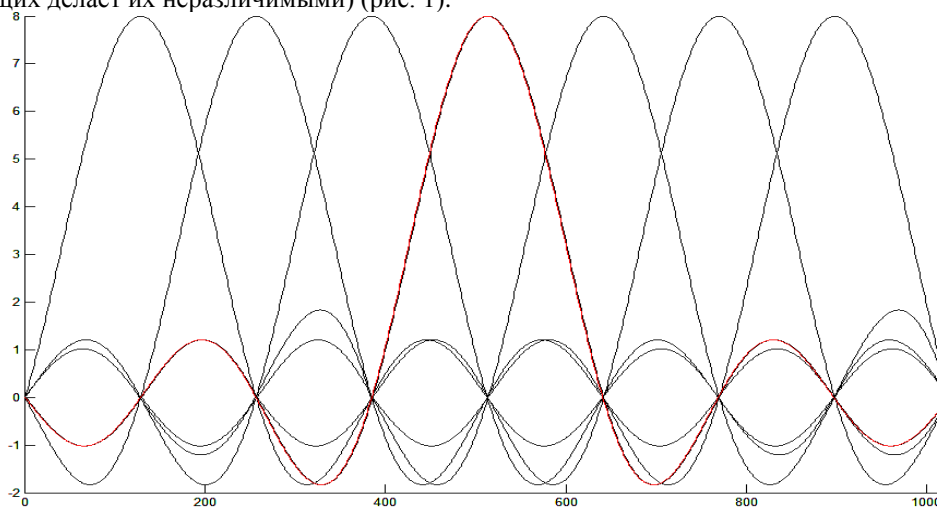


Рис. 1. Спектр сигнала с ортогональным частотным уплотнением (OFDM)

**Постановка задачи.** Одной из ключевых особенностей 5G является оппортунистический доступ (*opportunistic spectral access*). Он заключается в предоставлении пользователям временного доступа к неиспользуемым диапазонам частот (так называемым “белым полям”). Сложность его применения заключается в необходимости предварительной проверки спектра на занятость. При достаточно высокой мощности шумов может быть принято решение о ложной занятости диапазо-

на. С другой стороны, замирания в канале могут привести к ошибке ложного белого пространства. Более точные способы требуют сложных алгоритмов и увеличения времени интегрирования (оценки), что невыгодно сказывается на быстродействии. Применение этого метода позволяет увеличить общую эффективность использования частотного пространства, но при этом ещё сильнее обостряет проблему внеполосного излучения.

Самый простой способ ослабления интерференции такого рода – вводить защитные интервалы. Но они ухудшают спектральную эффективность, так как часть частотного диапазона не используется для передачи полезного сигнала. Более сложным является синтез сигналов с заданными параметрами, а именно с определенными спектральными характеристиками. Действительно, если при формировании, например, OFDM-сигнала подавлять боковые лепестки поднесущих, можно существенно увеличить разрешающую способность и снизить межсимвольную интерференцию.

Аналогичные сложности и гораздо более жесткие требования к их решению встречаются в доплеровских системах радио- и гидролокации [9, 10]. На эффективность их решения большое влияние оказывает выбор зондирующего сигнала, его структура и свойства. Форма парциального импульса, его длительность, число и расстановка импульсов в пачке – эти параметры определяются требуемым разрешением, точностью измерений, динамическим диапазоном локатора и т.д. Эхо-сигнал, принятый гидролокатором, будет иметь задержку во времени (пропорционально пройденному расстоянию) и доплеровский сдвиг частоты (пропорциональный радиальной скорости движения цели). Этот сдвиг и необходимо измерить. Боковые лепестки в этом случае являются помехой. Избавиться от них, сохраняя импульсный характер сигнала, не представляется физически реализуемым. Следовательно, следует максимально ослабить их влияние.

По большинству вышеперечисленных критериев можно обосновать свой выбор, проанализировав функцию неопределенности (ФН): ширину её главного лепестка, расстояние между боковыми и основным лепестками, положение нулей в сечении ФН.

Традиционным способом снижения уровня боковых лепестков (УБЛ) ФН является весовая обработка, при которой предсказания в виде амплитудной модуляции вводятся в принимаемый или опорный сигналы. Однако формирование зондирующих сигналов, модулированных по амплитуде одной из весовых функций, в мощных нелинейных передающих устройствах сопряжено с техническими трудностями.

Наличие узкополосных помех может её ещё больше усложнить. В таких случаях иногда требуется сосредоточенное подавление некоторой зоны в области боковых лепестков ФН. Эффективность решения радиолокационных задач, основывающихся на анализе доплеровского спектра, определяется УБЛ в сечении ФН по частоте. Поэтому имеет смысл синтез зондирующих сигналов с прямоугольной огибающей, обеспечивающих малый УБЛ ФН в сечении по оси доплеровских частот.

**Разработка алгоритма.** Пусть зондирующий сигнал  $x(t)$  представляет собой высокочастотное гармоническое колебание с частотой  $f_0$ , промодулированное по амплитуде функцией  $w_z(t)$ :

$$x(t) = \operatorname{Re}\{w_z(t)e^{j2\pi f_0 t}\}, \quad t \in (0, T_l),$$

где  $w_z(t)$  – действительная функция, принимающая значения 0 и 1;  $T_l$  – длительность зондирующего сигнала.

Сечение ФН  $\chi(F)$  зондирующего сигнала  $x(t)$  вдоль частотной оси описывается выражением

$$\chi(F) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x_{ref}^*(t) e^{-j2\pi Ft} dt,$$

где  $x_{ref}^*(t) = \exp(-j2\pi f_0 t)$ ;  $t \in (0, T_1)$  – опорный сигнал.

Проанализировав приведенные соотношения, можно заметить, что функция  $\chi(f)$  является Фурье-изображением функции  $w_z(t)$ . Из этого следует, что вид функции  $w_z(t)$  определяет УБЛ и ФН, и спектра излучаемого сигнала.

Основываясь на этом, можно утверждать, что введение весовой функции в излучаемый, а не в принимаемый (или опорный) сигнал имеет ряд преимуществ: результатом весовой обработки является не только уменьшение УБЛ ФН, но и снижение уровня излучаемой мощности вне главного лепестка (уровень внеполосного излучения). Это позволяет уменьшить влияние боковых лепестков мощных отраженных сигналов, вторгающихся в рабочую полосу.

На данный момент эта проблема является наиболее актуальной для гидролокации, так как в большинстве гидролокаторов используют высокоомощные тиристорные генераторы. Тиристоры работают по принципу ключа, а значит, дополнительным требованием является обеспечение двухуровневости огибающей излучаемого сигнала [10].

Таким образом, задача синтеза зондирующего сигнала сводится к выбору такой двухуровневой функции  $w_z(t)$ , которая обеспечит необходимый уровень боковых лепестков в сечении ФН по частоте.

Пусть исходная функция  $w_0(t)$  описывает сигнал в виде пачки длительностью  $T$  из  $N+1$  коротких импульсов единичной амплитуды с периодом повторения  $\Delta t$  внутри пачки. Требуется уменьшить УБЛ на частоте  $f_i$  в спектральной плотности  $W_0(f)$  этого сигнала. Для этого нужно умножить  $W_0(f)$  на функцию  $S_1(t)$ , которая равна нулю на частоте  $f_i$  и близка к нулю в её окрестностях. Согласно одному из свойств преобразования Фурье, результирующий спектр будет соответствовать сигналу, полученному сверткой функции  $w_0(t)$  с функцией  $s_1(t)$ , спектром которой является функция  $S_1(f)$ . Если подавление необходимо осуществить в нескольких точках частотной оси, то новая функция  $w_z(t)$  может быть получена в результате выполнения многократной свертки

$$w_z(t) = w_0(t) * s_1(t) * s_2(t) * \dots * s_z(t) = w_0(t) * s(t).$$

Описанным требованиям удовлетворяет функция  $s_i(t)$ , состоящая из двух коротких импульсов с единичной амплитудой, разделенных интервалом  $\tau_i$ . Модуль спектра  $S_i(f)$  такой функции имеет вид

$$S_i(f) = G(f) |\cos \pi f \tau_i|,$$

где  $G(f)$  – модуль спектра парциального (одиночного) импульса.

Функция  $S_i(f)$  принимает нулевые значения на частотах  $f_{i,k}$ , равных

$$f_{i,k} = (2k-1)/(2\tau_i) = (2k-1)f_{i1}, \quad k=1,2,\dots; \quad i=1,2,\dots,z.$$

Таким образом, свертка исходной функции  $w_0(t)$  с функциями  $s_i(t)$  приводит к формированию нулей в спектре полученной весовой функции на частотах  $f_{i,k}$  и снижению УБЛ вблизи этих частот.

Если определить частоты  $f_{i1}$  соотношением

$$f_{i1} = \beta 2^{i-1}/T, \quad 1 \leq \beta < 2,$$

то множество  $\{f_{i,k}\}_{i=1}^z$  образует сетку равномерно распределенных частот с шагом  $\beta/T$ .

Из приведенных выше формул следует, что интервал  $\tau_i$  между импульсами в функции  $s_i(t)$  равен

$$\tau_i = T / (\beta 2^i).$$

Свертка исходной функции  $w_0(t)$  с функциями  $\{s_i(t)\}_{i=1}^z$  может быть получена в результате реализации алгоритма

$$\left. \begin{aligned} w_1(t) &= w_0(t) * s_1(t) = w_0(t) + w_0(t - \tau_1); \\ w_2(t) &= w_1(t) * s_2(t) = w_1(t) + w_1(t - \tau_2); \\ &\dots \\ w_z(t) &= w_{z-1}(t) * s_z(t) = w_{z-1}(t) + w_{z-1}(t - \tau_z). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Функция  $w_z(t)$  будет иметь прямоугольную огибающую и соответствовать последовательности единичных импульсов только при несовпадении во времени импульсов слагаемых последовательностей. Условием такого несовпадения является некратность интервала  $\Delta t$  интервалу  $\tau_i$ , имеющая место при

$$\tau_i / \Delta t = N / (2^i \beta) \neq m, \quad m = 1, 2, \dots$$

Рассмотрим спектральные свойства полученной непериодической импульсной последовательности  $w_z(t)$ .

Модуль спектра  $W_z(f)$  функции  $w_z(t)$  может быть описан следующим выражением [9]:

$$W_z(f) = G(f) \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi T (f - nN/T)}{\pi T (f - nN/T)} \prod_{i=1}^z \cos \pi f T / (2^i \beta) \right|.$$

В этом выражении спектр в виде произведения косинусов соответствует сигналу  $s(t)$ , представляющему результат свертки  $z$  пар единичных импульсов, разделенных интервалами  $\tau_i$ . При выполнении операций свертки образуется последовательность единичных импульсов с периодом повторения  $T / (\beta 2^z)$  и длительностью

$$T' = \sum_{i=1}^z \tau_i (1 - 2^{-z}) / \beta.$$

Модуль спектра  $S(f)$  такой ограниченной по длительности последовательности описывается выражением

$$S(f) = G(f) \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi T (1 - 2^{-z}) (f - n2^z \beta / T) \beta}{\pi T (1 - 2^{-z}) (f - n2^z \beta / T) \beta} \right|.$$

Из приведенных соотношений следует, что подавление боковых лепестков в полосе частот  $\Delta F$  будет происходить пропорционально величине параметров  $\beta 2^z$ .

Считая  $N > \beta 2^z$ , получим, что полоса частот равна

$$\Delta F = 2^{z-1} \beta / T.$$

В полосе  $\Delta F$  спектр  $W_z(f)$  близок к спектру весовой функции Бартлетта (при  $\beta = 1$  практически совпадает со спектром этой функции) вследствие того, что как спектр  $W_z(f)$ , так и спектр функции Бартлетта получены перемножением функций вида  $\sin(x)/x$ .

При необходимости более глубокого подавления боковых лепестков следует многократно выполнить алгоритм. Кратность выполнения этого алгоритма  $l$  связана с требуемыми УБЛ  $D$  и крутизной  $S$  его спада следующими соотношениями:

$$D = 13,4(l + 1); S = 6(l + 1),$$

где  $D$  – в дБ,  $S$  – в дБ/окт.

Применение алгоритма  $l$  раз должно выполняться при таких значениях  $\beta_j$ ,  $j=2,3,\dots,l$ , при которых функции  $s_{i,j}(t)$  и  $w_0(t)$  не будут иметь совпадающих во времени импульсов, а сформированная огибающая сигнала останется двухуровневой. Такому требованию при  $\beta_1=1$  удовлетворяет ряд значений  $\beta_j$  с общим членом

$$\beta_i = l / \left[ l - 1 / \left( N 2^{(j-1)z} \right) \right].$$

При трехкратном выполнении алгоритма (1) образуется сигнал в виде непериодической импульсной последовательности со спектральными свойствами в полосе  $\Delta F$ , близкими к свойствам весовой функции Парзена.

**Исследование алгоритма.** Рассмотрим параметры сформированной последовательности  $w_z(t)$ . Длительность последовательности увеличивается до величины

$$T_l = T \left( 1 + (1 - 2^{-z}) \sum_{j=1}^l \beta_j^{-1} \right).$$

Число импульсов  $N_l$  в последовательности  $w_z(t)$   $N_l = (N + 1) 2^{zl}$ .

Выше предполагалось, что как исходная последовательность  $w_0(t)$ , так и последовательность  $s_{i,j}(t)$  состоят из коротких импульсов длительностью  $\Delta\tau \ll \Delta t_i$ . На практике для увеличения излучаемой мощности целесообразно использовать прямоугольные парциальные импульсы при  $\Delta\tau = \Delta t_i$ . В этом случае на большей части интервала  $T_l$  импульсы суммируемых последовательностей  $w_{i,j}(t)$  сливаются в один импульс, а образовавшаяся двухуровневая огибающая сигнала по структуре является ШИМ-сигналом (pulse-width modulation signal).

Для примера ниже показаны результаты синтеза огибающей сигнала с шириной  $\Delta f$  главного лепестка спектра не более 100 Гц, полосой подавления  $F$  2 кГц и УБЛ в этой полосе  $D$  не более –40 дБ.

Синтез был выполнен с помощью виртуального прибора, созданного в среде разработки NI LabVIEW 2012. Программа формирует сигнал с заданными значениями разрешения по частоте, ширины полосы подавления и требуемой глубины подавления, выполняя операцию многократной свертки с весовой функцией.

На рис. 2 представлена огибающая синтезированного сигнала, а на рис. 3 – ее спектр.

Как видно из рис. 3, УБЛ в диапазоне (1550-1650) Гц достигает уровня –30 дБ. Дополнительно подавить их можно, сместив нули весовой функции. Добиться такого эффекта можно увеличением коэффициентов  $\beta$ , уменьшив  $\tau_i$ .

На рис. 4 и 5 изображена огибающая синтезированного сигнала с измененными задержками  $\tau_i$ .

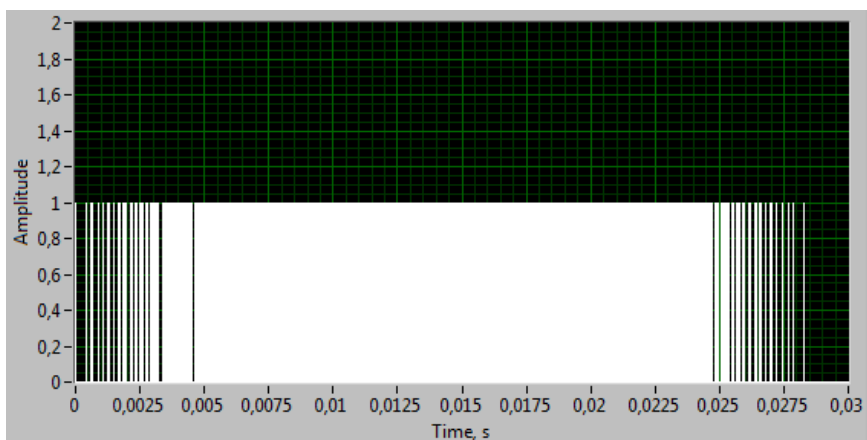


Рис. 2. Временная функция огибающей синтезированного сигнала

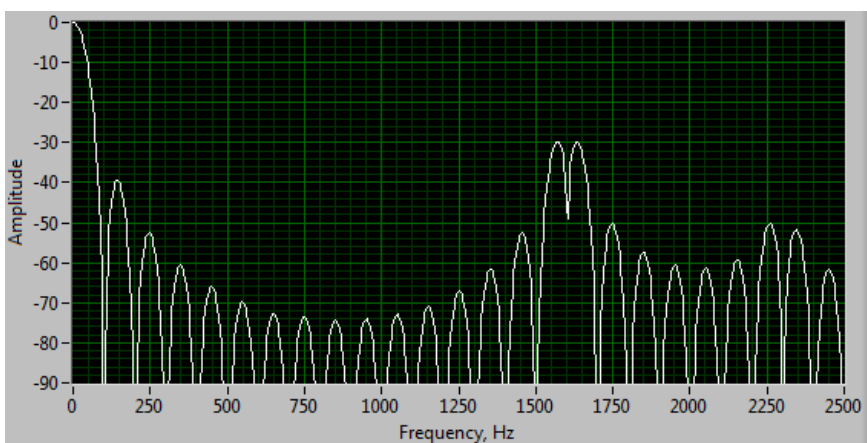


Рис. 3. Спектр огибающей синтезированного сигнала

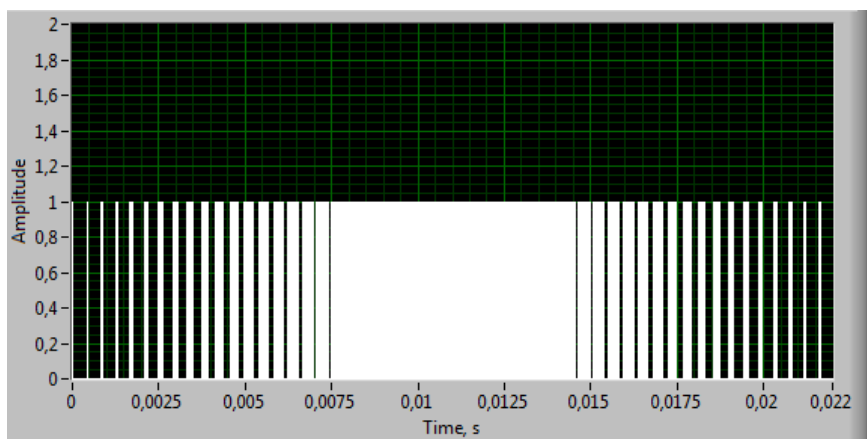


Рис. 4. Огибающая сигнала после коррекции задержек

После сдвига нулей весовой функции, боковые лепестки в полосе 100–2100 Гц не превышают  $-40$  дБ, удовлетворяя заданному значению  $D$ . Стоит отметить, что увеличение  $\beta$  ведет к уменьшению длительности пачки и, следовательно, к расширению главного лепестка. Именно для этого при формировании исходной пачки её длительность выбирается так, чтобы в любом случае обеспечить разрешение по частоте не хуже заданного.

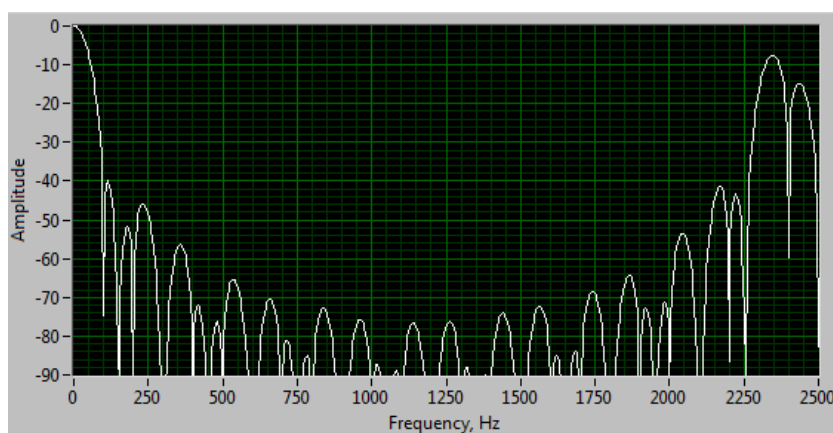


Рис. 5. Спектр огибающей сигнала после коррекции задержек

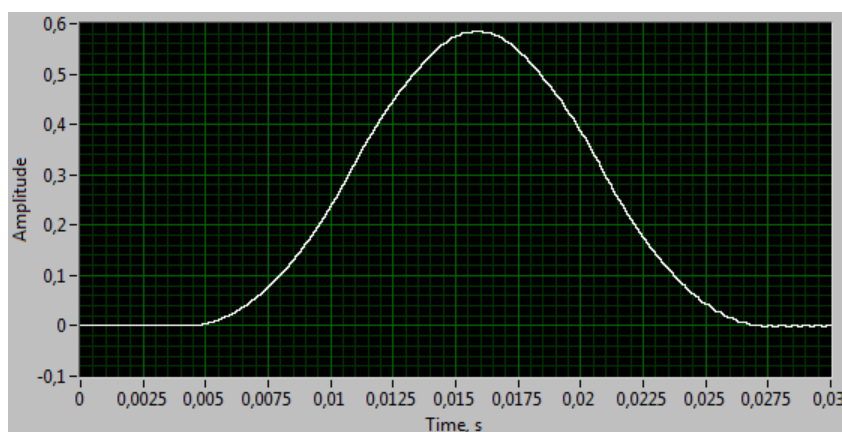


Рис. 6. Спектр огибающей сигнала после прохождения идеального фильтра нижних частот (низкочастотного эквивалента полосового фильтра)

Спектр огибающей сигнала после прохождения идеального фильтра нижних частот (в качестве модели использовался БИХ-фильтр нижних частот с частотной характеристикой Батерворта 100-го порядка) с частотой среза, равной 2100 Гц, имитирующего пропускание сигнала через узкополосную антенну при его излучении, и автокорреляционная функция преобразованной фильтром огибающей приведены на рис. 6 и 7. Задержка сигнала на выходе фильтра объясняется его высоким порядком.



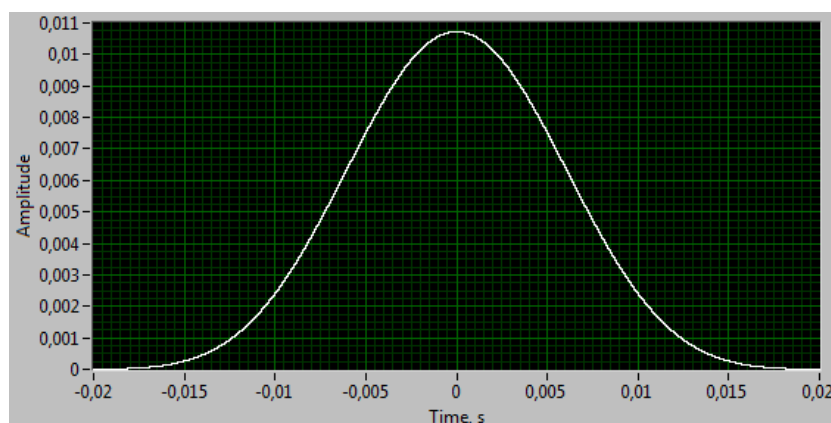


Рис. 7. Автокорреляционная функция преобразованной фильтром огибающей

**Выводы.** Исследован регулярный алгоритм синтеза двухуровневой огибающей сигнала с малым уровнем боковых лепестков ее спектра в заданной полосе частот и его анализ на основе программы на языке графического программирования LabVIEW. Пример демонстрирует высокую эффективность алгоритма.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Pan L., Xiao S., Qiu Y., Zhang T. and Li B. An Adaptive Precoder for Out-of-band Power Reduction in OFDM-Based Cognitive Radio System. *International // Journal of Future Generation Communication and Networking*. – 2014. – Vol. 7, No. 1. – P. 137-150.
2. Fischer R.F.H., Siegl C., Hoch M. Out-of-band power reduction in MIMO OFDM // in *Proceedings of International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas, Vienna, Austria, February 2007*.
3. Cosovic I., Vijayasarithi Janardhanam. Sidelobe suppression in OFDM systems // *Proceedings 5th International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS'05), Oberpfaffenhofen. – Germany, 2005. – P. 473-482*.
4. Baltar L.G., Waldhauser D.S. and Nossek J.A. Out-of-band radiation in multicarrier systems: a comparison // *Proceedings from the 6th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum, May 2007 (Springer), Herrsching, Germany. – P. 107-116*.
5. Siegl C. and Fischer R.F.H. Out-of-Band Power Reduction using Selected Mapping with Power-Amplifier-Oriented Metrics // *Proceedings of 14th International OFDM Workshop, Hamburg, Germany, September 2009*.
6. Sokhandan N., Safavi S.M., Shafiee M. Out-of-Band Radiation Reduction in OFDM-based Cognitive Radio Systems // *18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010), Aalborg, Denmark. – August 23-27. – 2010. – P. 870-874*.
7. Sahoo A.K., Panda G. Sidelobe Reduction of LFM Signal Using Convolutional Windows // *International Conference on Electronic Systems (ICES-2011), 7-9 January 2011, National Institute of Technology, Rourkela, India. – P. 86-89*.
8. Vizitiu I.-C. Some Aspects of Sidelobe Reduction in Pulse Compression Radars Using NLFM Signal Processing, *Progress In Electromagnetics Research C*. – 2014. – Vol. 47. – P. 119-129.
9. Marder M.M., Surkov M.N., Fedosov V.P. Synthesis of sounding signals with low level of out-of-band radiation // *Radioelectronics and Communications Systems (English translation of Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Z. – 1987. – № 30 (7). – P. 16-19*.
10. Senina I.S., Surkov M.N., Fedosov V.P. Envelope shaper for probing signals with extraband radiation low level // *Izvestia VUZ: Radioelektronika. – 1993. – № 36 (4). – P. 68-71*.

## REFERENCES

1. Pan L., Xiao S., Qiu Y., Zhang T. and Li B. An Adaptive Precoder for Out-of-band Power Reduction in OFDM-Based Cognitive Radio System, *International Journal of Future Generation Communication and Networking*, 2014, Vol.7, No. 1, pp. 137-150.
2. Fischer R.F.H., Siegl C., Hoch M. Out-of-band power reduction in MIMO OFDM, in *Proceedings of International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas*, Vienna, Austria, February 2007.
3. Cosovic I., Vijayasarithi Janardhanam. Sidelobe suppression in OFDM systems, *Proceedings 5th International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS'05)*, Oberpfaffenhofen. Germany, 2005, pp. 473-482.
4. Baltar L.G., Waldhauser D.S. and Nossek J.A. Out-of-band radiation in multicarrier systems: a comparison, *Proceedings from the 6th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum*, May 2007 (Springer), Herrsching, Germany, pp. 107-116.
5. Siegl C. and Fischer R.F.H. Out-of-Band Power Reduction using Selected Mapping with Power-Amplifier-Oriented Metrics, *Proceedings of 14th International OFDM Workshop*, Hamburg, Germany, September 2009.
6. Sokhandan N., Safavi S.M., Shafiee M. Out-of-Band Radiation Reduction in OFDM-based Cognitive Radio Systems, *18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010)*, Aalborg, Denmark, August 23-27, 2010, pp. 870-874.
7. Sahoo A.K., Panda G. Sidelobe Reduction of LFM Signal Using Convolutional Windows, *International Conference on Electronic Systems (ICES-2011)*, 7-9 January 2011, National Institute of Technology, Rourkela, India, pp. 86-89.
8. Vizitiu I.-C. Some Aspects of Sidelobe Reduction in Pulse Compression Radars Using NLFM Signal Processing, *Progress In Electromagnetics Research C*, 2014, Vol. 47, pp. 119-129.
9. Marder M.M., Surkov M.N., Fedosov V.P. Synthesis of sounding signals with low level of out-of-band radiation, *Radioelectronics and Communications Systems (English translation of Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Z.*, 1987, No. 30 (7), pp. 16-19.
10. Senina I.S., Surkov M.N., Fedosov V.P. Envelope shaper for probing signals with extraband radiation low level, *Izvestia VUZ: Radioelektronika*, 1993, No. 36 (4), pp. 68-71.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.И. Марчук.

**Федосов Валентин Петрович** – Южный федеральный университет; e-mail: vpfedosov@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; д.т.н.; профессор.

**Рубцов Руслан Викторович** – e-mail: starlight332@gmail.com; кафедра теоретических основ радиотехники.

**Fedosov Valentin Petrovich** – Southern Federal University; e-mail: vpfedosov@sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371632; the department of fundamental of radioengineering; dr. of eng. sc.; professor.

**Rubtsov Ruslan Viktorovich** – e-mail: starlight332@gmail.com; the department of fundamental of radioengineering.

УДК 629.3.066.3

**С.И. Клевцов**

**РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ И АЛГОРИТМА ОТСЛЕЖИВАНИЯ  
ИЗМЕНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ  
МОДИФИЦИРОВАННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ХЭММИНГА**

*Для предупреждения и предотвращения нештатных ситуаций разработана модель отслеживания изменения состояния технического объекта в реальном времени. Для решения этой задачи часто достаточно проведение анализа поведения одного, наиболее важного и значимого параметра, без учета остальных параметров, влияющих на его состояние.*