



DOI: <https://doi.org/10.15688/jvolsu1.2017.2.7>

УДК 621.376.4

ББК 32.842

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ СХЕМЫ РАДИОИМПУЛЬСНОГО СТРОБИРОВАНИЯ¹

Владимир Дмитриевич Захарченко

Доктор технических наук, профессор кафедры радиофизики,
Волгоградский государственный университет
ZVD@volsu.ru
просп. Университетский, 100, 400062 г. Волгоград, Российская Федерация

Олег Викторович Пак

Магистр техники и технологии, ведущий инженер-конструктор,
ООО «Аверия Электроникс»
oleg.pak@volsu.ru
ул. Качинцев, 39, 400010 г. Волгоград, Российская Федерация

Аннотация. Рассматривается математическая модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя, состоящего из перемножителя и узкополосного фильтра, настроенного на разностную частоту несущих. Показано, что сдвиг несущей частоты стробирующего радиоимпульса на величину, кратную нечетному числу первой субгармоники частоты стробирования, позволяет преобразовать фазовую структуру радиосигнала в модуляцию огибающей без применения дополнительных фазочувствительных элементов. При этом измерение фазовой структуры может производиться на низкой промежуточной частоте амплитудными методами. Приводятся результаты полунатурного моделирования фазочувствительного режима работы стробоскопического преобразователя на экспериментальном макете, построенном на основе микроконтроллеров ATmega16, STM32F407 и ПЭВМ.

Ключевые слова: стробоскопическое преобразование, узкополосный сигнал, математическое и полунатурное моделирование, внутриимпульсная фазовая модуляция, радиоимпульсное стробирование, фазочувствительный режим.

Вопросы исследования формы огибающей и фазовой структуры периодической последовательности когерентных радиоимпульсов возникают в задачах импульсной рефлектометрии и радиолокации при полунатурном моделировании [1]. Для этой цели используются стробоскопические методы трансформации временного масштаба, позволяющие согласовать частотный диапазон широкополосных радиосигналов с возможностями измерительной аппаратуры [6; 9]. Сочетание стробоскопической трансформации с обработкой информации на ЭВМ значительно расширяет области применения этих методов [7; 8].

В настоящей работе рассматривается модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя, работающего в специальном режиме преобразования фазовой модуляции в амплитудную. Такой режим позволяет производить измерения внутриимпульсной фазовой модуляции

радиосигналов наносекундной длительности без применения дополнительных фазочувствительных элементов.

При анализе используется математическая модель стробоскопического преобразователя [6; 11], состоящая из перемножителя (смесителя) и узкополосного фильтра, настроенного на разностную частоту несущих (рис. 1):

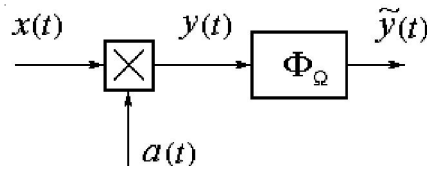


Рис. 1. Математическая модель стробоскопического преобразователя

Модели сигналов $x(t)$ и $a(t)$ представляются в виде когерентных узкополосных процессов на интервале наблюдения $t \in (0, NT)$:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{k=0}^N A(t - kT) \cos[\omega_0 t + \theta(t - kT)]; \\ a(t) &= \sum_{k=0}^N A_1(t - kT_1) \cos[\omega_1 t + \varphi(t - kT_1)]. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $A(t)$, $A_1(t)$ – огибающие; ω_0, ω_1 – несущие частоты; $\theta(t)$, $\varphi(t)$ – внутриимпульсная фазовая модуляция входного $x(t)$ и стробирующего $a(t)$ радиосигналов соответственно; $\omega_0 - \omega_1 = \Omega$ – низкая промежуточная частота ($\Omega \ll \omega_0, \omega_1$); T – период повторения входного сигнала; $T_1 = T + \Delta T$; $\Delta T = T/N$ – шаг считывания; N – коэффициент спектральной трансформации ($N \gg 1$).

Используя асимптотический подход, развитый в работах [2; 4], и полагая достаточно малой длительность стробирующих радиоимпульсов, сигнал на выходе перемножителя (рис. 1) асимптотически (при $N \rightarrow \infty$) приводится к виду:

$$y(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{4T} \sum_n A\left(\frac{t}{N}\right) \left\{ \cos\left[(\omega_n + \Omega)t + \theta\left(\frac{t}{N}\right) - \varphi_0\right] + \cos\left[(\omega_n - \Omega)t - \theta\left(\frac{t}{N}\right) + \varphi_0\right] \right\}, \quad (2)$$

где \tilde{A}_1 – площадь огибающей стробирующего радиоимпульса; φ_0 – его «средняя» фаза [5]; $\omega_n = 2\pi n/T_1$ – частота n -й гармоники частоты повторения стробирующих импульсов ($n = 1, 2, 3 \dots$). Вид амплитудного спектра в низкочастотной области на выходе перемножителя для $\Omega < \pi/T_1$ представлен на рисунке 2.

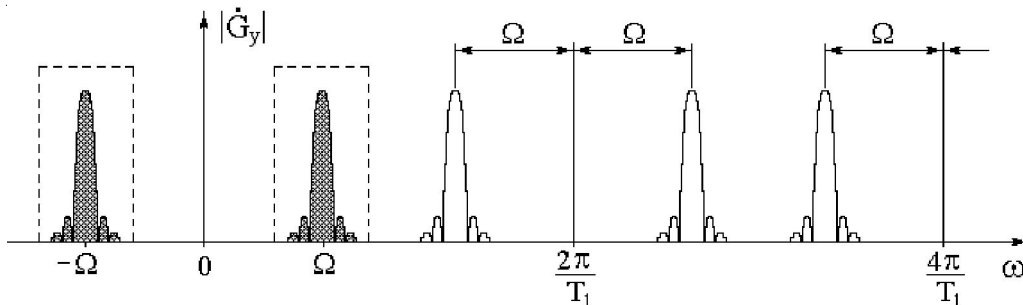


Рис. 2. Вид спектра в низкочастотной области на выходе перемножителя при $\Omega \leq \pi/T_1$

При выделении спектральной компоненты на разностной частоте несущих узкополосным фильтром Φ_Ω , на выходе преобразователя будет сформирован сигнал на частоте Ω с трансформированной во времени огибающей $A(t/N)$ и внутриимпульсной фазовой модуляцией $\theta(t/N)$:

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{4T} A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\Omega t + \theta\left(\frac{t}{N}\right) - \varphi_0\right].$$

В фазочувствительном режиме из суммы в (2) путем фильтрации выбираются две спектральные компоненты с близкими частотами $\omega_n + \Omega$ и $\omega_{n+1} - \Omega$ (рис. 3):

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{4T} A\left(\frac{t}{N}\right) \left\{ \cos\left[(\omega_n + \Omega)t + \theta\left(\frac{t}{N}\right) - \varphi_0\right] + \cos\left[(\omega_{n+1} - \Omega)t - \theta\left(\frac{t}{N}\right) + \varphi_0\right] \right\},$$

сумма которых преобразуется к виду:

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{2T} A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\left(\Omega - \frac{\pi}{T_1}\right)t + \theta\left(\frac{t}{N}\right)_0 - \varphi_0\right] \times \cos(\omega_{n+1/2}t), \quad (3)$$

где $\omega_{n+1/2} = 2\pi(n+1/2)/T_1$.

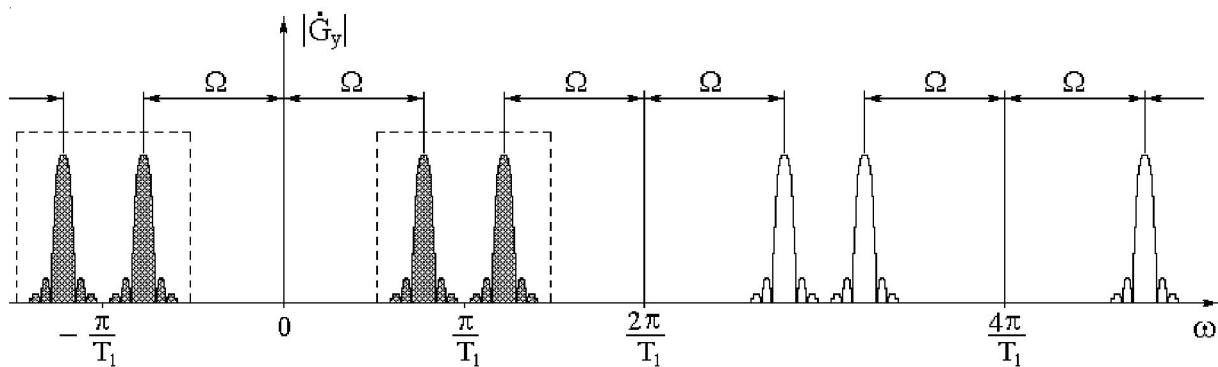


Рис. 3. Фильтрация спектральных компонент для $\Omega \leq \pi/T_1$ ($n=0$)

Преобразование фазовой структуры исследуемого сигнала $x(t)$ в изменение амплитуды $y(t)$ происходит при синхронизации разностной частоты несущих Ω с периодом повторения радиостроба $a(t)$:

$$\Omega = \frac{2\pi}{T_1} \left(p + \frac{1}{2}\right), \text{ где } p = 0,1,2... \quad (4)$$

На рисунке 4 показан амплитудный спектр сигнала $y(t)$ при выполнении условия (4) для $p=0$.

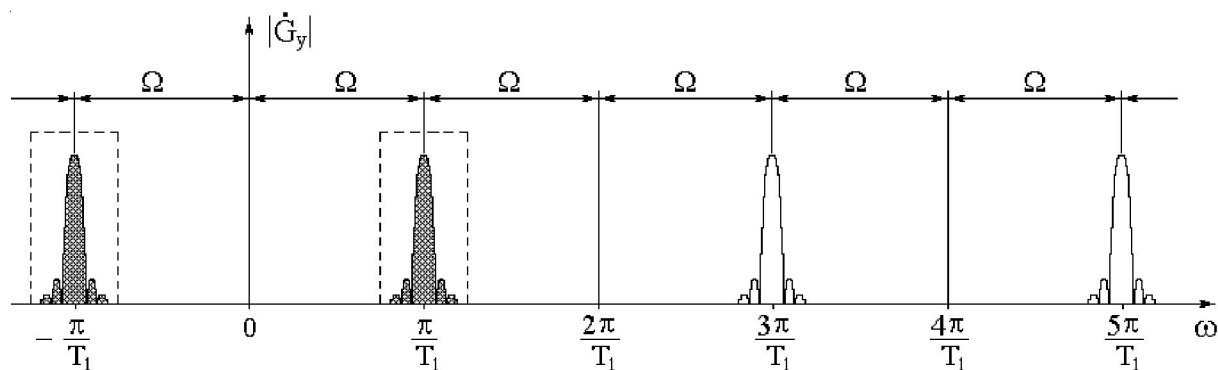


Рис. 4. Амплитудный спектр на выходе перемножителя в фазочувствительном режиме работы стробоскопического преобразователя ($p=0, n=0$)

При этом сигнал на выходе преобразователя имеет вид:

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{2T} A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\theta\left(\frac{t}{N}\right) - \varphi_0\right] \times \cos(\Omega t). \quad (5)$$

Таким образом, сдвиг несущей частоты стробирующего радиоимпульса на величину, кратную нечетному числу первой субгармоники частоты стробирования, позволяет преобразовать фазовую структуру радиосигнала $\theta(t)$ в модуляцию огибающей без применения дополнительных фазочувствительных элементов. При этом измерение фазовой структуры может производиться на низкой промежуточной частоте Ω амплитудными методами.

Для моделирования работы радиоимпульсного стробоскопического преобразователя использовался экспериментальный макет [3], функциональная схема которого приведена на рисунке 5.

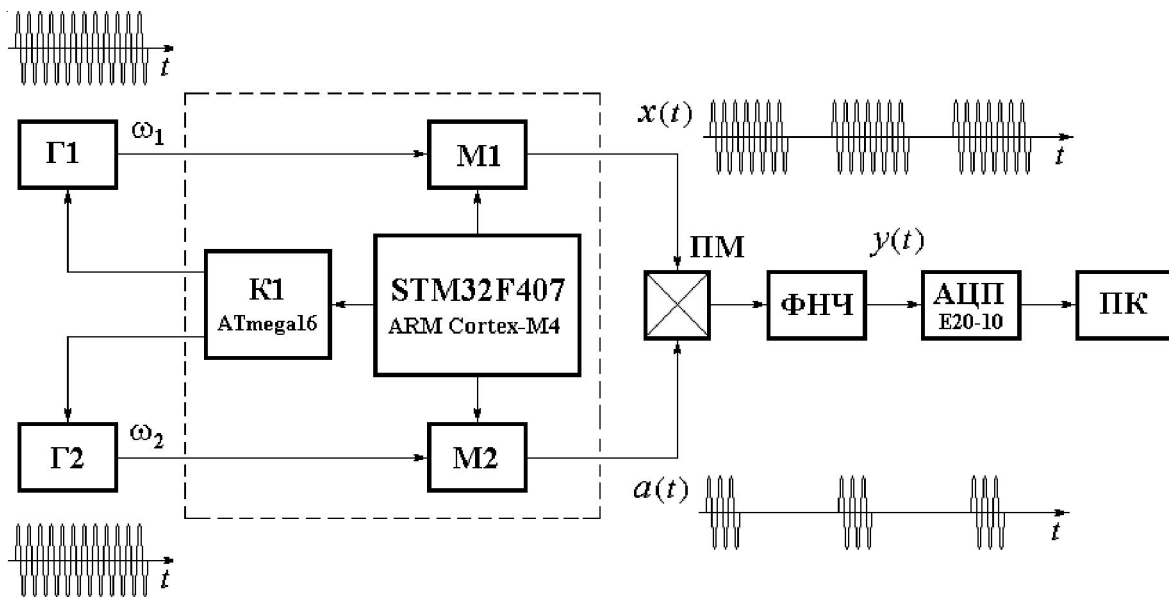


Рис. 5. Макет радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

Цифровая часть макета (на рис. 5 выделена штриховой линией) включает в себя микроконтроллер К1 (АТmega16), микропроцессор STM32F407 и два мультиплексора М1, М2 (ОРА3875). Аналоговая часть состоит из двух цифровых генераторов Г1 и Г2 (AD9851), перемножителя ПМ (МРУ634) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

Микроконтроллер К1 служит для настройки генераторов Г1, Г2 на заданную частоту. Генераторы вырабатывают непрерывный гармонический сигнал с частотами $F_{01} = 10,010$ МГц и $F_{02} = 10,0$ МГц. Сигналы подаются на мультиплексоры, на выходе которых получают исследуемый $x(t)$ и стробирующий $a(t)$ радиоимпульсы прямоугольной формы с длительностями $\tau_x = 30$ мкс и $\tau_a = 0,5$ мкс соответственно. Далее сигналы $x(t)$ и $a(t)$ поступают на коррелятор разностной частоты, состоящий из перемножителя (ПМ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза ~ 20 кГц. Сигнал разностной частоты, выделяемый ФНЧ, подвергается дискретизации аналогово-цифровым преобразователем (АЦП) E20-10.

Поскольку преобразованный сигнал получается на разностной частоте $F_{\Omega} = 10$ кГц, в персональном компьютере (ПК) реализован цифровой узкополосный КИХ-фильтр порядка 10^4 с шириной полосы пропускания ~ 50 Гц. Расчет коэффициентов импульсной характеристики фильтра производился по методу взвешивания; в качестве весовой функции использовалось окно Блэкума [10], спектральные характеристики которого позволяют достичь неравномерности в полосе пропускания $\sim 0,002$ дБ и затухания в полосе подавления ~ 57 дБ. Коэффициент спектральной трансформации огибающей в макете составляет $N = 5\,000$.

На рисунке 6, а представлен выходной сигнал схемы радиоимпульсного стробирования при работе преобразователя в обычном режиме (спектральная диаграмма показана на рис. 2), когда субгармоники частоты повторения лежат за пределами полосы пропускания узкополосного цифрового фильтра системы.

Фазочувствительный режим схемы радиоимпульсного стробирования экспериментально проверен на работоспособность. При практической реализации этого режима в схеме макета тактовая частота системы $F_T = 1/T$ получалась путем удвоения разностной частоты несущей $F_\Omega = \Omega/2\pi$, поскольку она остается неизменной при изменении коэффициента спектральной трансформации N . Неизменность тактовой частоты является необходимым условием синхронизации работы высокочастотной и низкочастотной части макета. Однако при этом из соотношения (3) следует, что в огибающей преобразованного сигнала $\tilde{y}(t)$ появляется дополнительная линейная фазовая модуляция $\Delta\theta(t) = \Delta\Omega t$, где

$$\Delta\Omega = \pi \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_1} \right) \approx \frac{\pi}{NT} \quad (6)$$

Эта величина будет восприниматься стробоскопической системой обработки как доплеровский сдвиг несущей частоты. Оценка дополнительного набега фазы $\Delta\varphi$ за время длительности выходного сигнала $\tilde{\tau}_u = N\tau_u$ дает величину

$$\Delta\varphi = \Delta\Omega \tilde{\tau}_u \approx \frac{\pi}{Q}, \quad (7)$$

которая **не зависит** от коэффициента спектральной трансформации (не уменьшается с ростом N) и определяется только скважностью сигнала $Q = T/\tau_u$.

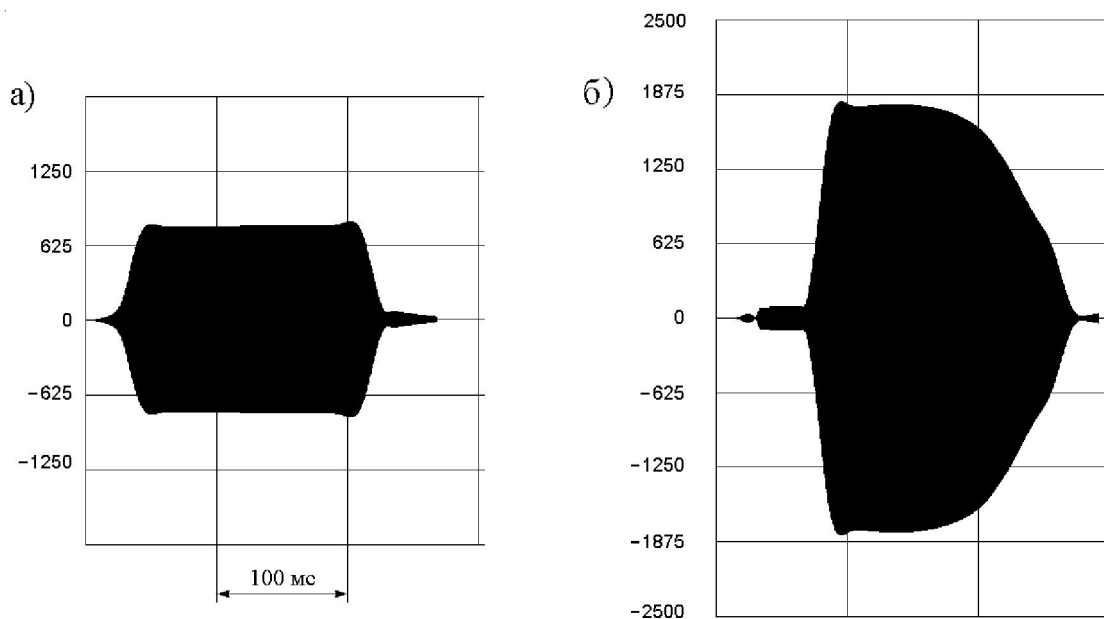


Рис. 6. Сигнал на выходе макета радиоимпульсного стробоскопического преобразователя при $F_T > 2F_\Omega$ (а) и в фазочувствительном режиме (б) при $F_T = 2F_\Omega$ (масштаб указан в отсчетах АЦП)

На рисунке 6, б приведен результат полунатурного моделирования фазочувствительного режима при $F_T = \pi/\Omega$, $\theta(t) \equiv 0$, $\varphi_0 = 0$. Длительность входного сигнала составляет $\tau_u = 30$ мкс; частота повторения $F_T = 20$ кГц. В соответствии с соотношениями (6) и (7), расчетный дополнительный набег фазы за время длительности импульса составляет $\sim 0,6\pi$ и искажает прямоугольную огибающую добавлением множителя $\sim \cos(\Delta\Omega t)$, что хорошо видно на рисунке 6, б.

ПРИМЕЧАНИЕ

¹ Работа подготовлена по материалам исследования, выполненного при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области в рамках научного проекта № 15-47-02438-р_поволжье_а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Астанин, Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев. – М. : Радио и связь, 1989. – 192 с.
2. Захарченко, В. Д. Вопросы теории стробоскопического преобразования узкополосных периодических сигналов / В. Д. Захарченко // Изв. ВУЗов СССР. Приборостроение. – 1976. – № 10. – С. 5–8.
3. Захарченко, В. Д. Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя / В. Д. Захарченко, О. В. Пак // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах : межвуз. сб. науч. тр. – Рязань : Изд-во РГРТУ, 2010. – С. 5–8.
4. Захарченко, В. Д. Обработка сложных радиосигналов стробоскопическими методами / В. Д. Захарченко // Радиотехника и электроника. – 1980. – № 10. – С. 2099–2104.
5. Захарченко, В. Д. О начальной фазе сигнала при стробоскопическом преобразовании / В. Д. Захарченко // Изв. ВУЗов СССР. Приборостроение. – 1980. – № 1. – С. 74–76.
6. Найденов, А. И. Трансформация спектра наносекундных импульсов / А. И. Найденов. – М. : Сов. радио, 1973. – 180 с.
7. Патент № 2359286 Российская Федерация. Способ радиолокационного контроля протяженного участка пространства / Захарченко В. Д., Баландин П. В. – Оpubл. 04.10.2006.
8. Патент № 2527252 Российская Федерация. Способ предотвращения угрозы для планеты путем оценки размеров пассивных космических объектов / Захарченко В. Д., Коваленко И. Г. – Оpubл. 07.06.2013.
9. Рябинин, Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование / Ю. А. Рябинин. – М. : Сов. радио, 1972. – 272 с.
10. Ifeachor, Eh. Digital signal processing : a practical approach / Eh. Ifeachor, B. Jervis. – 2nd ed. – Harlow, England ; New York : Prentice Hall, 2002. – 933 p.
11. Zakharchenko, V. D. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation / V. D. Zakharchenko, I. G. Kovalenko, O. V. Pak // Acta Astronautica. – 2015. – Vol. 108. – P. 57–61. – DOI:10.1016/j.actaastro.2014.12.006.

REFERENCES

1. Astanin L.Yu., Kostylev A.A. *Osnovy sverkhshirokopolosnykh radiolokatsionnykh izmereniy* [Fundamentals of Ultra-Wideband Radar Measurements]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1989. 192 p.
2. Zakharchenko V.D. Voprosy teorii stroboskopicheskogo preobrazovaniya uzkopolosnykh periodicheskikh signalov [Issues of the Theory of Stroboscopic Transformation of Narrow-Band Periodic Signals]. *Izv. Vuzov SSSR. Priborostroenie*, 1976, no. 10, pp. 5-8.
3. Zaharchenko V.D., Pak O.V. Modelirovanie radioimpulsnogo stroboskopicheskogo preobrazovatelya [Modeling of the Radio-Impulse Stroboscopic Converter]. *Metody i ustroystva formirovaniya i obrabotki signalov v informatsionnykh sistemakh: Mezhvuz. sbornik nauchnykh trudov* [Methods and Devices of Signal Generation and Processing in Information Systems: Interuniversity Collection of Scientific Works]. Ryazan, RGRTU Publ., 2010, pp. 5-8.
4. Zakharchenko V.D. Obrabotka slozhnykh radiosignalov stroboskopicheskimi metodami [Processing of Complex Radio Signals by Stroboscopic Methods]. *Radiotekhnika i elektronika*, 1980, no. 10, pp. 2099-2104.
5. Zakharchenko V.D. O nachalnoy faze signala pri stroboskopicheskom preobrazovanii [On the Initial Phase of a Signal under Stroboscopic Transformation]. *Izv. Vuzov SSSR. Priborostroenie*, 1980, no. 1, pp. 74-76.
6. Naydenov A.I. *Transformatsiya spektra nanosekundnykh impulsov* [Transformation of the Spectrum of Nanosecond Impulses]. Moscow, Sov. radio Publ., 1973. 180 p.
7. Zakharchenko V.D., Balandin P.V. *Patent RF № 2359286 ot 04.10.2006. Sposob radiolokatsionnogo kontrolya protyazhennogo uchastka prostranstva* [Patent of the Russian Federation no. 2359286 of October 4, 2006. Method of Radar Control of an Extended Space].

8. Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G. *Patent RF № 2527252 ot 07.06.2013. Sposob predotvrashcheniya ugrozy dlya planety putem otsenki razmerov passivnykh kosmicheskikh obyektov* [Patent of the Russian Federation no. 2527252 of June 7, 2013. A Method of Preventing Threat to the Planet by Estimating the Size of Passive Space Objects].
9. Ryabinin Yu.A. *Stroboskopicheskoe ostsillografirovanie* [Stroboscopic Oscillography]. Moscow, Sov. radio Publ., 1972. 272 p.
10. Ifeachor E., Jervis B. *Digital signal processing: a practical approach*. 2nd ed. England, Harlow; New York, Prentice Hall, 2002. 933 p.
11. Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G., Pak O.V. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation. *Acta Astronautica*, 2015, vol. 108, pp. 57-61. DOI:10.1016/j.actaastro.2014.12.006.

MATHEMATICAL MODELING OF PHASE-SENSITIVE MODE OF RADAR PULSE STROBING SCHEME

Vladimir Dmitrievich Zakharchenko

Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radio Physics,
Volgograd State University
ZVD@volsu.ru
Prosp. Universitetsky, 100, 400062 Volgograd, Russian Federation

Oleg Viktorovich Pak

Master of Engineering, Leading Architect-Engineer,
Averiya Electronics LLC
oleg.pak@volsu.ru
Kachintsev St., 39, 400010 Volgograd, Russian Federation

Abstract. We study a mathematical model of the radar pulse stroboscopic transformer, which consists of a multiplier and a narrowband filter tuned to the carrier difference frequency Ω . Additional capabilities of the transformer which allow extending its area of application in short radar signal phase measurements are studied. An asymptotic approach to analysis is used which assumes a large time scale transformation factor ($N \gg 1$) and strobing radar pulses significantly shorter than input signals.

It is shown that shifting the strobing pulse carrier frequency by an odd multiple of the first subharmonic of the strobing frequency allows transforming the radar signal's phase structure into envelope modulation without employing additional phase-sensitive elements. Phase structure measurement can then be performed on a low intermediate frequency using amplitude methods. Results of seminatural modelling of the stroboscopic transformer phase-sensitive operation mode are presented, which were obtained on an experimental model built using ATmega16 and STM32F407 MCUs and a PC.

It is shown that if the clock frequency is synchronized to the second harmonic of the difference frequency Ω , additional phase modulation $\Delta\theta(t) = \pi t/NT$ appears in the signal's complex envelope, where T is the input signal repetition period, N is the time scale transformation factor. As a result, this value appears to the stroboscopic processing system as carrier Doppler shift. Estimation of surplus phase $\Delta\varphi$ accumulated for the transformed signal duration $\tilde{\tau}_u = N\tau_u$ yields $\Delta\varphi = \alpha\pi$, which doesn't depend on the spectral transformation factor N and is solely determined by the signal duty cycle $\alpha = \tau_u/T$.

Key words: stroboscopic transformation, narrowband signal, mathematical and seminatural modelling, in-pulse phase modulation, radioimpulse strobing, phase-sensitive mode.