

Метод снижения «шумового пола» цифровых анализаторов фазовых флуктуаций

© В. А. Карелин, А. С. Смелчаков

АО «РИРВ», г. Санкт-Петербург, Россия

Реферат

Цель работы – дальнейшее развитие предложенного ранее метода цифровой обработки сигналов прецизионных стандартов частоты и времени для измерения фазовых шумов. Решение ряда задач создания высокоточных задающих квантовых генераторов невозможно без использования автоматизированных информационно-измерительных систем прецизионного измерения спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций сигналов, так как фазовый шум является, по мнению авторов, важнейшим критерием стабильности частоты генераторов и синтезаторов. При построении таких систем современное состояние микроэлектроники позволяет реализовывать оптимальные методы измерений фазового сдвига радиосигналов (в частности ортогональные) в цифровом виде. Особенностью рассматриваемого алгоритма является использование синтезатора частоты квантовых импульсов, синхронизируемого эталонным сигналом.

Предлагаемый метод оценки метрологических параметров фазы и частоты особенно удобен при анализе спектра флуктуаций фазы вблизи несущей частоты сигнала, где требуется высокая разрешающая способность. Кроме того, метод основан на двухканальном алгоритме оценки фазы, который, в отличие от известных алгоритмов, позволяет существенно ослабить паразитное влияние фазовой погрешности опорного сигнала. Относительно невысокая вычислительная сложность метода достигается специальным выбором частоты квантующего сигнала. В работе обоснована основная идея предлагаемого метода и дается детальное математическое описание измерительного процесса. Показано, что высокая чувствительность метода достигается за счет стробоскопического эффекта при временном квантовании исследуемого сигнала. Реализация синтезированного алгоритма показана на примере цифровой структуры высокоточной оценки разности фаз на основе ортогонального метода. Рассмотренный алгоритм положен в основу разработки прецизионного цифрового прибора для оценки характеристик стабильности фазы и частоты.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций, стандарт частоты и времени, метод максимального правдоподобия, комплексный радиосигнал.

Контакты для связи: Карелин Владимир Александрович (repuha46@mail.ru).

Статья поступила в редакцию 22.11.2019, принята к публикации 29.11.2019, опубликована 12.05.2020.

Для цитирования: Карелин В. А., Смелчаков А. С. Метод снижения «шумового пола» цифровых анализаторов фазовых флуктуаций // Труды ИПА РАН. 2020. Вып. 52. С. 31–35.

<https://doi.org/10.32876/ApplAstron.52.31-35>

Method for Reducing the “Noise Floor” of Digital Phase Fluctuation Analyzers

V. A. Karelin, A. S. Smelchakov

Russian Institute of Radionavigation and Time, Saint Petersburg, Russia

Abstract

The purpose of the paper is to further develop the previously proposed method of digital signal processing of precision frequency and time standards for measuring phase noise. The solution to a number of problems of creating high-current setting quantum generators is impossible without the use of automated information and measurement systems for precision measurement of the spectral power density of phase fluctuations of signals, since phase noise is probably the most important criterion for frequency stability of generators and synthesizers. The current state of microelectronics allows us to implement optimal methods of measuring the phase shift of radio signals (in particular, orthogonal ones) in digital form when constructing such systems. A special feature of this algorithm is the use of a quantum pulse frequency synthesizer that is synchronized with a reference signal.

The method proposed for evaluating metrological parameters of phase and frequency is particularly useful when analyzing the spectrum of phase fluctuations near the carrier frequency of the signal, where high resolution is required. In addition, the method is based on a two-channel phase estimation algorithm, which, in contrast to the known algorithms, significantly reduces the parasitic influence of the phase error of the reference signal. The relatively low computational complexity of the method is achieved by a special selection of the frequency of the quantizing signal. The paper substantiates the main idea of the method proposed and provides a detailed mathematical description of the measurement process. It is shown that the high sensitivity of the method is achieved due to the stroboscopic effect during time quantization of the signal studied. The implementation of the synthesized algorithm is shown by the example of the digital structure of a high-precision estimation of the phase difference based on the orthogonal method. This algorithm is the basis for the development of a precision digital device for evaluating the characteristics of phase and frequency stability.

Keywords: digital signal processing, spectral power density of phase fluctuations, frequency standart, maximum likelihood method.

Contacts: Vladimir Karelin (renyxa46@mail.ru).

Recieved November 22, 2019, accepted November 29, 2019, published May 12, 2020.

For citation: Karelin V. A., Smelchakov A. S. Method for reducing the “noise floor” of digital phase fluctuation analyzers // Transactions of IAA RAS. 2020. Vol. 52. P. 31–35.

<https://doi.org/10.32876/AplAstron.52.31-35>

Введение

Вопросы оценок стабильности фазы (частоты) сигналов задающих генераторов чрезвычайно важны для достижения предельно допустимых технических характеристик различных радиосистем по точности и помехоустойчивости. Решение этих вопросов привлекает внимание многих исследователей [1–3]. Время и опыт выявили потенциальные ограничения методов измерения фазовых шумов. Большинство из них связано с наличием фазовых флуктуаций опорного сигнала и с уровнем собственных шумов анализатора. Исключение составляет метод двухканальной взаимной корреляции [3], позволяющий достичь высокой чувствительности без исключительно высоких характеристик опорных сигналов. Но с ростом числа корреляций увеличивается время измерений, которое оказывается недопустимо большим при оценке фазовых шумов, спектральная плотность мощности которых расположена вблизи несущей исследуемого сигнала. Существенно снизить чувствительность измерителя по отношению к фазовым шумам опорного сигнала можно с помощью двухканальных цифровых анализаторов с квадратурной обработкой [4], в которых специфическим выбором частоты временного квантования осуществляется перенос спектра цифрового сигнала в область низких частот.

Алгоритм оценки фазы

Для пояснения принципа работы алгоритма, аналогично [4], введем модели измеряемого и опорного сигналов соответственно в виде:

$$u(t) = A \sin(2\pi ft + \varnothing(t)), \quad (1)$$

$$u_0(t) = A_0 \sin(2\pi ft + \varnothing_0(t)), \quad (2)$$

где: f – номинальное значение частоты измеряемого и опорного сигналов; $\varnothing(t)$, $\varnothing_0(t)$ – функции фазы измеряемого и опорного сигналов соответственно, содержащие детерминированную и флуктуационные части. То есть

$$\varnothing(t) = \overline{\varnothing(t)} + \tilde{\varnothing}(t), \quad \varnothing_0(t) = \overline{\varnothing_0(t)} + \tilde{\varnothing}_0(t).$$

Обе составляющие $\overline{\varnothing(t)}$, $\tilde{\varnothing}(t)$ подлежат изменению относительно $\overline{\varnothing_0(t)}$. Поэтому можно положить $\overline{\varnothing_0(t)} = 0$, а наличие $\tilde{\varnothing}_0(t)$ приводит к погрешности измерения σ_0^2 . С учетом этих замечаний правое соотношение в выражении может быть переписано в виде:

$$u_0(t) = A_0 \sin(2\pi ft + \tilde{\varnothing}_0(t)).$$

Учитывая узкополосность исследуемых сигналов (1) и (2), которая всегда имеет место при оценке характеристик фазы (частоты) прецизионных задающих генераторов, частоту сигнала квантования целесообразно выбрать в виде:

$$f_s = 4if_0 / (2m + 1), \text{ где } i = 2, 3, 4 \dots \text{ и } m = 1, 2, 3. \quad (3)$$

Такой темп временной дискретизации позволяет:

– перенести спектр сигнала на частоту $f_{if} = f / (2m + 1)$, то есть исключить использование гетеродина;

– провести операцию деления частоты опорного сигнала на коэффициент $k_d = 2m + 1$:

$$u_0^*(t) = A_0 \sin(2\pi ft / (2m + 1) + \tilde{\varnothing}_0(t) / (2m + 1)).$$

Для перехода к цифровому сигналу запишем выражение для моментов t_k фиксации выборок сигналов в измеряемом и опорном каналах:

$$t_k = kt_s + \Delta_s(k), \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, \text{ где: } t_s = (2m + 1) / 4if,$$

$\Delta_s(k, m, i)$ – «джиттер» моментов выборок измеряемого и опорного сигналов из-за фазовых флуктуаций $\varnothing_s(k)$ сигнала квантования:

$$\Delta_s(k, m, i) = -\varnothing_s(k)(2m + 1) / 8\pi if.$$

Цифровые сигналы выражаются в виде:

$$u(k) = A \sin\left(\frac{\pi}{2i}k + 2\pi f\Delta_s(k, m, i) + \varnothing(k)\right), \quad (4)$$

$$u_0^*(k) = A_0 \sin\left(\frac{\pi}{2i}k + 2\pi f\Delta_s(k, m, i) / (2m + 1) + \tilde{\varnothing}_0(k) / (2m + 1)\right). \quad (5)$$

Сравнение этих выражений показывает, что цифровые выборки измеряемого и опорного сигналов имеют одинаковые относительные центральные частоты $\omega_0 = \frac{2\pi f}{f_s} = \pi / 2i$ с той лишь разницей, что в измерительном канале это результат стробоскопического эффекта (рис. 1), а в опорном канале – результат непосредственного квантования опорного сигнала с деленной на коэффициент $(2m + 1)$ частотой.

При этом ширина спектра измеряемого сигнала не изменяется при цифровом преобразовании на частоту ω_0 , а спектр опорного сигнала сужается в $(2m + 1)$ раз, так как относительная ширина спектра при делении частоты сигнала не изменяется. Это значит, что оценка разности фаз опорного и измеряемого сигналов может быть проведена при существенном ослаблении – в $(2m + 1)$ раз – влияния флуктуаций фазы опорного сигнала на результат измерения (рис. 2).

Для ослабления влияния «джиттера» квантовых импульсов алгоритм предполагает параллельное формирование пары децимированных цифровых сигналов измеряемого и опорного каналов:

$$u_d(k) = A \sin\left(\frac{\pi}{2}k + 2\pi f \Delta_s(k, m, l) + \mathcal{O}(k)\right), \quad (6)$$

$$u_{od}^*(k) = A_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}k + \frac{2\pi f \Delta_s(k, m, l)}{2j+1} + \frac{\tilde{\mathcal{O}}_0(k)}{2m+1}\right). \quad (7)$$

Процедура децимации определяется как цифровая обработка входного сигнала с помощью линейной фильтрации, в результате которой формируется выходной сигнал с пониженной в i раз частотой дискретизации [5].

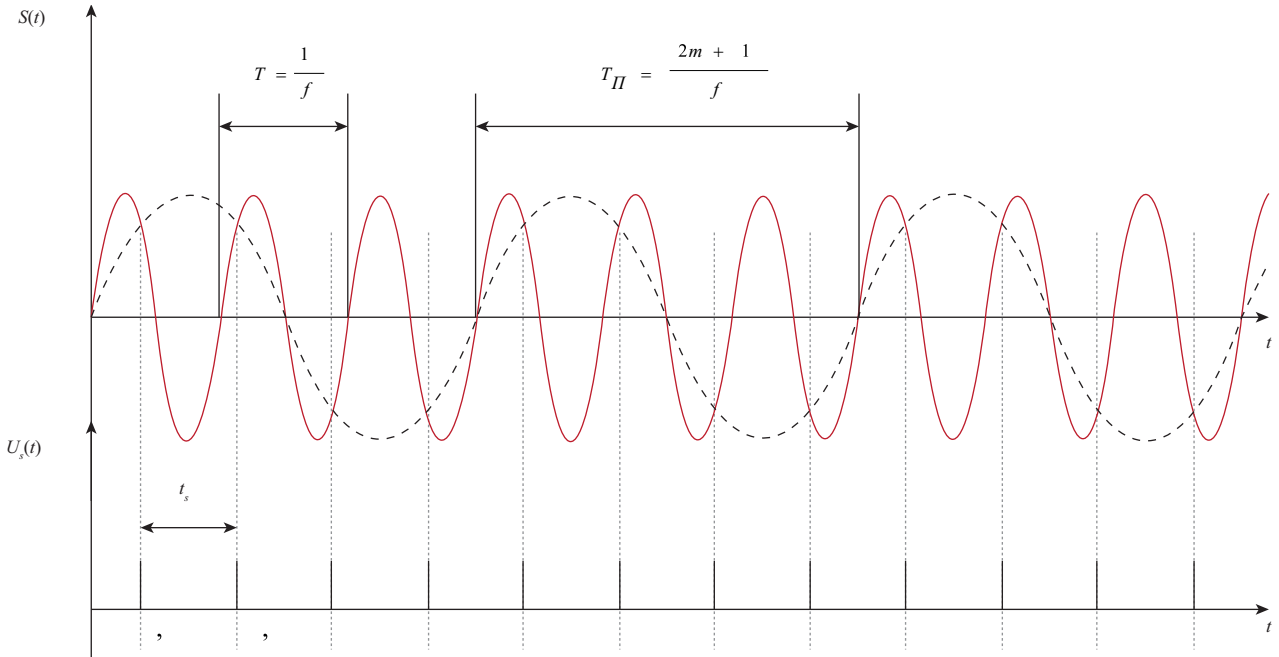


Рис. 1. Формирование выборок цифрового комплексного сигнала при $m = 1$

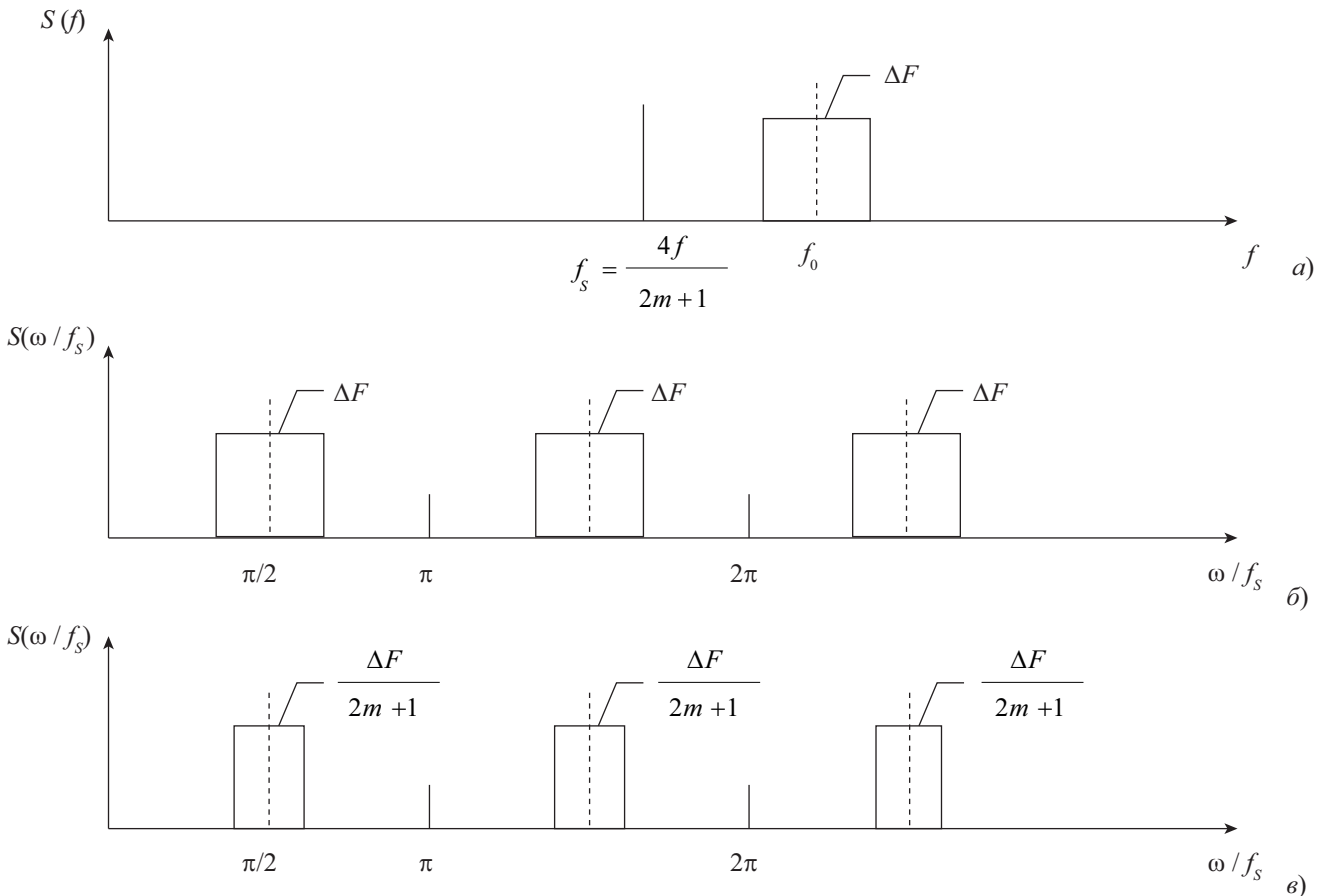


Рис. 2. Преобразование спектра сигнала основной частоты (б) и поделенной (в) при дискретизации

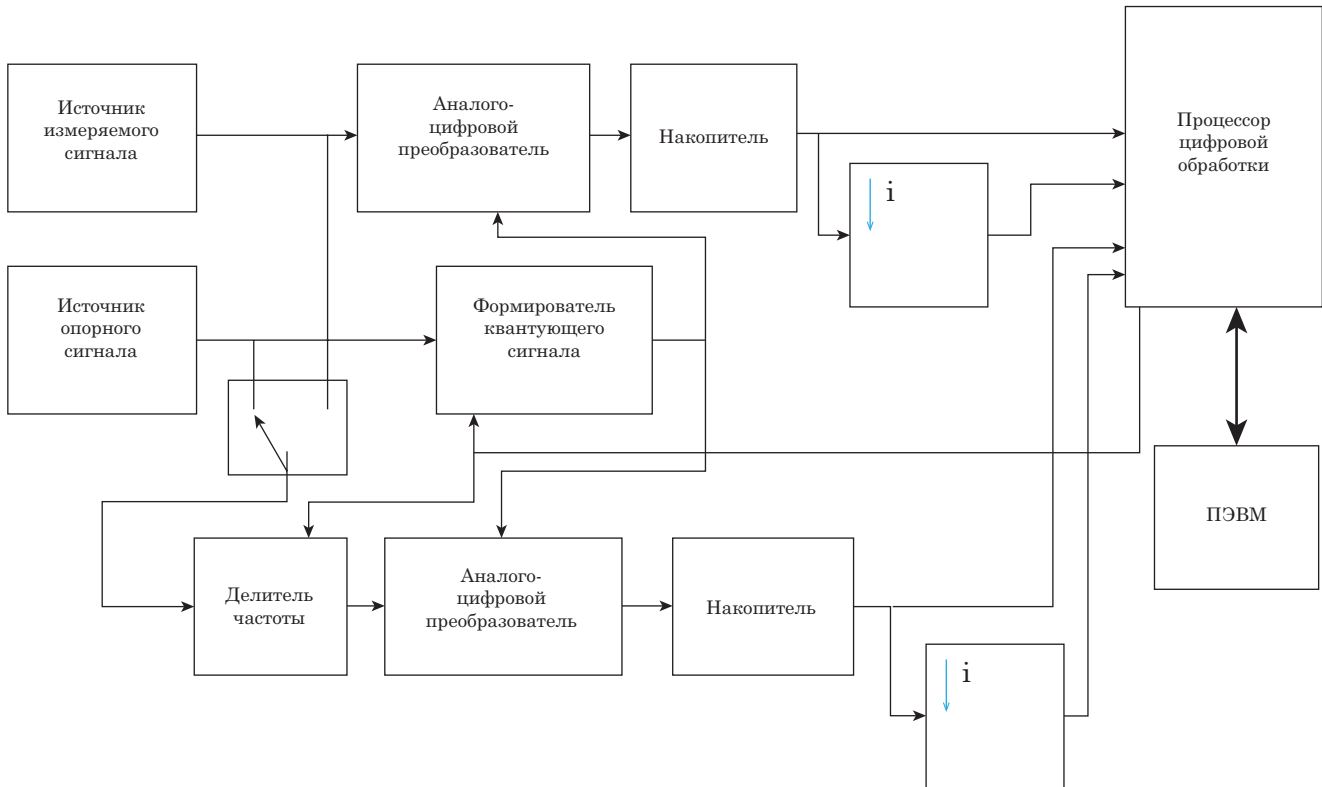


Рис. 3. Структурная схема анализатора фазовых флуктуаций

Метод максимального правдоподобия, как метод синтеза оптимальной структуры оценки параметров [6], предполагает формирование квадратурных компонент комплексного сигнала. Известно множество способов получения сигнальных квадратур. Например, синфазная и квадратурная составляющие могут быть получены путем умножения на цифровые коды $\sin(\frac{\pi}{2i}k)$ и $\cos(\frac{\pi}{2i}k)$ выборок (4), (5) и на $\sin(\frac{\pi}{2}k)$ и $\cos(\frac{\pi}{2}k)$ – выборок (6), (7).

Далее определяются фазы измеряемого $\theta(k)$ и опорного $\theta_0(k)$ сигналов, а также фазы измеряемого $\theta_d(k)$ и опорного $\theta_{od}(k)$ децимированных сигналов как аргументы комплексных цифровых выборок:

$$\begin{aligned} \theta(k) &= 2\pi f \Delta_s(k, m, i) + \mathcal{O}(k), \\ \theta_0(k) &= 2\pi f \Delta_s(k, m, i) / (2m + 1) + \tilde{\mathcal{O}}_0(k) / (2m + 1), \\ \theta_d(k) &= 2\pi f \Delta_s(k, m, 1) + \mathcal{O}(k), \\ \theta_{od}(k) &= 2\pi f \Delta_s(k, m, 1) / (2m + 1) + \tilde{\mathcal{O}}_0(k) / (2m + 1), \end{aligned}$$

и вычисляется разность фаз $\Delta\varphi_d(k)$ измеряемого и опорного сигналов и разность фаз $\Delta\varphi_0(k)$ этих же децимированных сигналов:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(k) &= \theta_0(k) - \theta(k) = -4\pi f \Delta_s(k, m, i) / (2m + 1) + \\ &\quad + \tilde{\mathcal{O}}_0(k) / (2m + 1) - \mathcal{O}(k), \\ \Delta\varphi_d(k) &= \theta_{od}(k) - \theta_d(k) = -4\pi f \Delta_s(k, m, 1) / (2m + 1) + \\ &\quad + \tilde{\mathcal{O}}_0(k) / (2m + 1) - \mathcal{O}(k). \end{aligned}$$

Окончательно оценка фазы $\theta^*(k)$ измеряемого сигнала получается в результате решения системы этих двух уравнений:

$$\theta^*(k) = \frac{\Delta\varphi_d(k) - i\Delta\varphi(k)}{i - 1} = \mathcal{O}(k) - \tilde{\mathcal{O}}_0(k) / (2m + 1).$$

Таким образом, при осуществлении измерений фазовых флуктуаций измеряемого сигнала рассматриваемым способом обеспечивается компенсация ошибки измерения из-за фазовых флуктуаций синтезатора частоты сигнала квантования, при этом маскирующее действие фазовых шумов опорного сигнала снижено в $(2m + 1)$ раза. Например, для реального на практике случая $m = 8$ выигрыш в точности равен 17 раз. Это значит, что измерения возможны даже тогда, когда фазовая стабильность опорного сигнала в несколько раз хуже, чем у измеряемого сигнала.

На рис. 3 изображена структурная схема цифрового анализатора фазовых флуктуаций, по которой реализован представленный алгоритм.

Заключение

На базе двухканальной обработки цифровых комплексных сигналов можно реализовать прецизионные алгоритмы и устройства для сравнения фаз и частот сигналов высокостабильных стандартов частоты и времени. При реализации устройства на основе сверхбольшой интегральной микросхемы, например, 1321XD1У производства ПКК «Миландр», можно обеспечить сличение сигналов с центральной частотой до 300 МГц.

Литература

1. *Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981. С. 117–212.

2. Аппаратура для частотных и временных измерений / под ред. Горшкова А. П. М.: Сов. радио, 1971. С. 7–15.

3. Agilent E5500 Series phase noise measurement solutions: product overview. USA: Agilent Technologies, 2000. [Электронный ресурс]: URL: <http://www.agilent.com> (дата обращения 21.11.2019).

4. Способ измерения частоты гармонического сигнала и устройство для его осуществления: пат. 2591742 Российская Федерация. МПК7 G01R 23/00 / Карелин В. А.; патентообладатель ОАО «Российский институт радионавигации и времени». № 2015116825/28; заявл. 30.04.2015; опубл. 20.07.2016, бюл. № 20.

5. Основы цифровой обработки сигналов: учебное пособие / А. И. Солонина [и др.] 2-е изд. испр. и перераб. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 768 с.

6. *Жодзишский М. И., Мазена Р. Б., Овсянников Е. П.* Цифровые радиоприемные системы: справочник / под ред. Жодзишского М. И. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.