

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛА С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ КВАНТОВАТЕЛЯХ ФАЗЫ И НАПРЯЖЕНИЯ

Д. С. Викторов, Е. В. Пластинина

*Военная академия воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г. К. Жукова,
г. Тверь, Российская Федерация*

Важнейшей составной частью современных земных станций спутниковой связи являются цифровые синтезаторы сигналов. С их помощью формируются различные сложные сигналы, требуемые показатели качества. Интерес разработчиков к использованию в создаваемых и перспективных земных станциях спутниковой связи цифровых синтезаторов сигналов обусловлен рядом объективных причин:

- цифровые синтезаторы сигналов по сравнению с аналоговыми имеют высокую стабильность параметров формируемых сигналов и низкий уровень фазовых шумов;
- сочетание широких функциональных возможностей с высокой скоростью переключения и малым шагом перестройки по частоте (доли герц) позволяет с использованием одного и того же устройства формировать сигналы различной частоты с высокой точностью установки и скоростью переключения;
- быстродействие современной элементной базы позволяет формировать гетеродинные сигналы в широком рабочем диапазоне частот, составляющем сотни мегагерц.

Исследованию методов и устройств цифрового формирования различных видов сигналов посвящено достаточное количество научных работ. Цифровые же синтезаторы сигналов с угловой модуляцией рассматриваются в них недостаточно полно, как правило, отдельно друг от друга, без выявления общих для них закономерностей и особенностей анализа. Анализ преобразований цифрового сигнала с угловой модуляцией в цифровых синтезаторах сигналов, представленного функцией нескольких переменных, как правило, основан на численных методах. Для его проведения необходимо получить математическое описание преобразований сигналов с угловой модуляцией в аналитическом виде. В статье представлены функциональные зависимости, описывающие преобразования сигналов с угловой модуляцией в последовательно соединенных квантователях фазы и напряжения с использованием метода отображения сигналов и метода контурных интегралов. Полученные зависимости позволяют оценить искажения формируемого сигнала с помощью спектрального и корреляционного анализа.

Ключевые слова: сигнал с угловой модуляцией, квантователь фазы и напряжения, метод отображения, метод контурных интегралов.

Для формирования сигналов с угловой модуляцией (УМ) используют цифровые синтезаторы сигналов (ЦСС). В зависимости от типа ЦСС с УМ используется как раздельное, так и совместное квантование фазы и напряжения [1–3]. При квантовании могут использоваться два способа: округление и усечение [4–6]. На рис. 1, *а–б* изображены передаточные характеристики квантования, соответствующие операции округления, а на рис. 1, *в* – операции усечения.

Рассмотрим функциональные преобразования сигнала с УМ в квантователе напряжения с передаточной характеристикой, соответствующей операциям усечения и округления первого и второго типов.

Ступенчатая функция $H(x)$, описывающая нелинейную передаточную характеристику квантователя, имеет точки разрыва 1-го рода. Для её аппроксимации аналитическими функциями можно использовать метод, в основе которого лежит представление нелинейной функции в виде контурного интеграла [7]

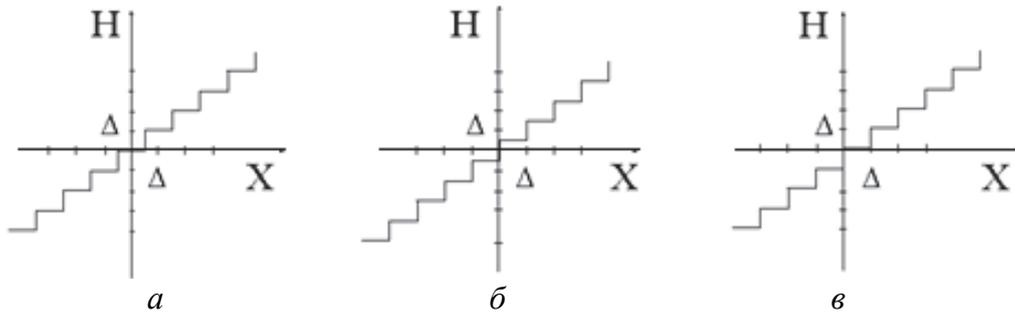


Рис. 1

$$H(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{\ell} F(js) e^{jxs} ds, \quad (1)$$

где

$$F(js) = \int_{-\infty}^{\infty} H(x) e^{-jxs} dx. \quad (2)$$

Решение задачи можно упростить, сводя интегральные преобразования (1) и (2) к ряду Фурье. При этом передаточные характеристики квантователей трех рассматриваемых вариантов, соответствующих операциям округления первого, второго типов и операции усечения, можно представить соответственно в виде:

$$H(x) = x + \frac{\Delta}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m} \sin\left(\frac{2\pi}{\Delta} mx\right); \quad (3)$$

$$H(x) = x + \frac{\Delta}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(\frac{2\pi}{\Delta} mx\right); \quad (4)$$

$$H(x) = x - \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(\frac{2\pi}{\Delta} mx\right), \quad (5)$$

где Δ – шаг квантования.

Математическое описание сигнала с квантованной фазой и напряжением можно получить с помощью операторов квантователей фазы H_{φ} и напряжения H_u :

$$U_{\varphi u}(t) = H_u \left\langle U_0 \cos \{ H_{\varphi} [\varphi(t)] \} \right\rangle. \quad (6)$$

Оператор квантования напряжения, соответствующий операции округления первого типа (3), имеет вид

$$H_u(U) = U + \sum_{\ell=1}^{\infty} \frac{(-1)^{\ell}}{\ell} \sin\left(\ell \frac{2\pi}{\Delta_u} U\right), \quad (7)$$

где $\Delta_u = 2U_0 / (L-1)$ – шаг квантования напряжения; U_0 – амплитуда исходного сигнала с УМ; L – количество уровней квантования напряжения.

Тогда выражение (6) можно преобразовать к виду

$$U_{\varphi u}(t) = U_0 \cos \{ H_{\varphi} [\varphi(t)] \} + \frac{2U_0}{\pi(L-1)} \sum_{\ell=1}^{\infty} \frac{-1^{\ell}}{\ell} \sin \left\langle \ell \pi (L-1) \cos \{ H_{\varphi} [\varphi(t)] \} \right\rangle. \quad (8)$$

В свою очередь, с помощью оператора квантования фазы, соответствующего операции усечения,

$$U_{\varphi}(t) = U_0 \frac{\sin \pi / M}{\pi / M} \cos [\varphi(t) - \pi / M] + \sum_{m=1}^{\infty} U_0 \frac{\sin \pi (mM \pm 1) / M}{\pi (mM \pm 1) / M} \times \cos \{ (mM \pm 1) [\varphi(t) - \pi / M] \}, \quad (9)$$

из выражения (8) получим

$$U_{\varphi u}(t) = U_0 \frac{\sin \pi / M}{\pi / M} \cos [\varphi(t) + \pi / M] + U_0 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin \pi (mM \pm 1) / M}{\pi (mM \pm 1) / M} \times \cos \{ (mM \pm 1) [\varphi(t) - \pi / M] \} + \frac{2U_0}{\pi(L-1)} \times \sum_{\ell=1}^{\infty} \frac{-1^{\ell}}{\ell} \sin \left\langle \ell \pi (L-1) \cos \{ H_{\varphi} [\varphi(t)] \} \right\rangle. \quad (10)$$

Первое слагаемое в (10) описывает основную составляющую сигнала с квантованной фазой и напряжением, второе слагаемое – дополнительные составляющие, обусловленные квантованием сигнала с УМ по фазе, а третье слагаемое – составляющие, обусловленные квантованием по напряжению сигнала с квантованной фазой. Однако

получить запись третьего слагаемого в (10) в явном аналитическом виде в данном случае затруднительно. Выражения, близкие по структуре к (10), имеют место и в случае, когда передаточная характеристика квантователя фазы соответствует операции усечения, а передаточная характеристика квантователя напряжения соответствует операциям округления второго типа и усечения [8, 9]. Для преодоления этих трудностей напрямую воспользуемся методом отображения сигналов, сущность которого состоит в следующем [10]. Неравномерно дискретизированный сигнал с УМ из области определения отображается в область изображений таким образом, что в ней уже имела место равномерная дискретизация сигнала с УМ. После этого исследуют функциональные преобразования сигнала с УМ и квантовой фазой, используя для этого известные результаты, полученные для равномерной дискретизации и интерполяции, а затем осуществляется обратное отображение.

Тогда получим отображение сигнала с квантованной фазой и напряжением φ

$$U_{\varphi u}(t) \rightarrow U_{\varphi u}(\psi) / \varphi'(\psi).$$

В соответствии с отношением эквивалентности

$$f[\varphi(t)] \sim f(\psi) / \varphi'(\psi) \quad (11)$$

образ сигнала (6) имеет вид

$$U_{\varphi u}(\psi) = U'_{\varphi u}(\psi) / \varphi'(\psi), \quad (12)$$

где

$$U'_{\varphi u}(\psi) = H_u \left\{ \cos \left[H_\varphi(\psi) \right] \right\}, \quad (13)$$

и представляет собой косинусоидальную функцию с квантованной фазой и напряжением.

Процесс квантования фазы и напряжения гармонического сигнала в области изображения представлен графически на рис. 2. Поскольку фаза такого сигнала $\varphi(\psi)$ изменяется по линейному закону, то длительность всех ступенек квантованного сигнала одинакова. Поэтому сигнал $U_{\varphi u}(\psi)$ можно рассматривать как результат последовательно проводимых операций: дискретизации сигнала $U_0 \cos \psi$ эквидистантной последовательностью дельта-функций

$$y(\psi) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\psi - r\Delta_\varphi),$$

квантования амплитуды дискретных отсчетов и ступенчатой интерполяции.

Дискретизированный и квантованный гармонический сигнал можно описать выражением

$$U_{\text{дк}}(\psi) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} U_r \delta(\psi - r\Delta_\varphi), \quad (14)$$

где амплитуда отсчетов U_r в зависимости от способа квантования напряжения определяется:

– при использовании операции округления первого типа (рис. 1, а)

$$U_r = \frac{2U_0}{L-1} \left\{ \text{ent} \left[\frac{L-1}{2} \cos(r\Delta_\varphi) + 0,5 \right] \right\}; \quad (15)$$

– при использовании операции округления второго типа (рис. 1, б)

$$U_r = \frac{2U_0}{L-1} \left\{ \text{ent} \left[\frac{L-1}{2} \cos(r\Delta_\varphi) \right] + 0,5 \right\}; \quad (16)$$

при использовании операции усечения (рис. 1, в)

$$U_r = \frac{2U_0}{L-1} \left\{ \text{ent} \left[\frac{L-1}{2} \cos(r\Delta_\varphi) \right] + 0,5 \right\} - \frac{\Delta_u}{2}, \quad (17)$$

где $\text{ent}(x)$ – операция выделения целой части числа.

Сигнал $U_{\text{дк}}(\psi)$ является периодическим с периодом повторения $\psi_0 = M\Delta_\varphi$. В связи с этим спектр его также представляет собой дискретную периодическую функцию, интервал между соседними спектральными линиями которой $\zeta_1 = 2\pi/\psi_0 = 1$, а период повторения по оси ζ равен $\zeta_0 = 2\pi/\psi_0 = M$. Значения коэффициентов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) определяются из выражения

$$\dot{C}_k = \frac{1}{2\pi} \sum_{r=0}^{M-1} U_r e^{-j\frac{2\pi}{M}kr}. \quad (18)$$

Ступенчатую интерполяцию сигнала $U_{\text{дк}}(\psi)$ можно представить в виде свертки $U_{\text{дк}}(\psi) \otimes g_0(\psi)$, где $g_0(\psi)$ для квантователя фазы с передаточной характеристикой, соответствующей операции усечения, представляет собой прямоугольный импульс вида

$$g_0(\psi) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \psi < \Delta_\varphi; \\ 0, & \psi < 0, \psi \geq \Delta_\varphi, \end{cases}$$

спектральная плотность которого определяется выражением

$$\dot{G}_0(\zeta) = \frac{\sin \zeta \Delta_\varphi / 2}{\zeta / 2} e^{-j\zeta \Delta_\varphi / 2}.$$

В этом случае коэффициенты \dot{C}_k сигнала $U_{\varphi u}(\psi)$ можно определить из произведения

$$\dot{C}_k = \left\{ \frac{\sin(\pi k / M)}{\pi k / M} e^{-j\pi k / M} \right\} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} U_r e^{-j\frac{2\pi}{M}kr} \right\}. \quad (19)$$

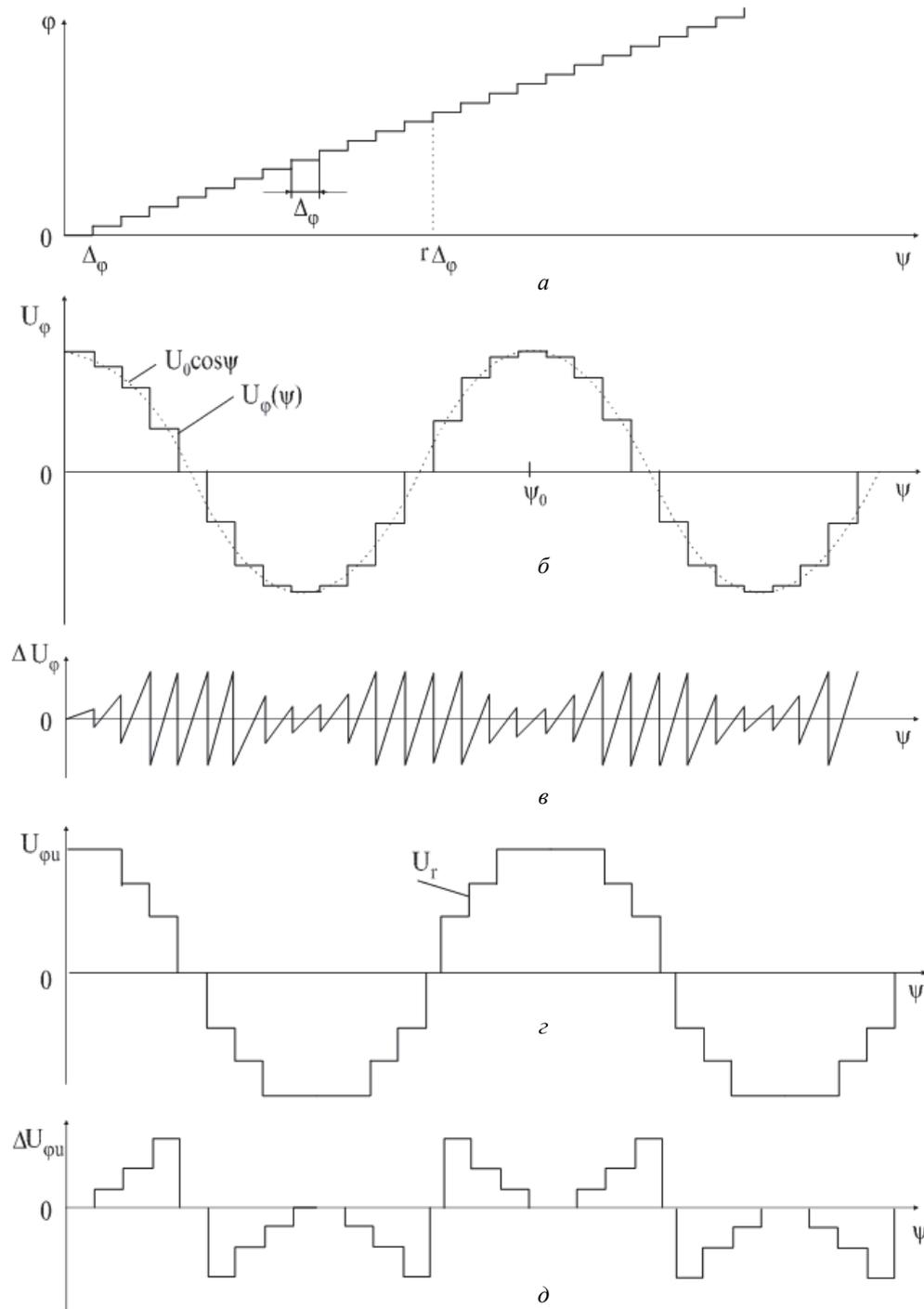


Рис. 2

Сначала рассмотрим ситуацию, когда передаточная характеристика квантователя напряжения соответствует операции округления первого и второго типов. В этом случае, как видно из (15) и (16), амплитуды r -го и $(r + M/2)$ -го дискретных отсчетов U_r одинаковы, а их полярности разные. Поэтому по аналогии со спектром сигнала с УМ, квантованного по напряжению, спектр сиг-

нала $U_{\phi u}'(\psi)$ содержит только нечетные составляющие

$$\begin{aligned} \dot{C}_{2k-1} = & \frac{\sin[\pi(2k-1)/M]}{\pi(2k-1)/M} e^{-j\pi(2k-1)/M} \times \\ & \times \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} U_r e^{-j\frac{2\pi}{M}\pi(2k-1)r}. \end{aligned} \quad (20)$$

Тогда сигнал $U'_{\varphi u}(\psi)$ можно представить рядом Фурье:

$$U'_{\varphi u}(\psi) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{2k-1} \cos[(2k-1)\psi - \pi(2k-1)/M], \quad (21)$$

где $U_{2k-1} = 2|\dot{C}_{2k-1}|$.

Подставляя (21) в (12) и осуществляя обратное отображение $\Theta: U(\psi) \rightarrow U(t)$ в соответствии с отношением эквивалентности (11), получим

$$U_{\varphi u}(t) = U_1 \cos[\varphi(t) - \pi/M] + \sum_{k=2}^{\infty} U_{2k-1} \cos[(2k-1)\varphi(t) - \pi(2k-1)/M]. \quad (22)$$

В выражении (22) первое слагаемое описывает основную составляющую сигнала с квантованной фазой и напряжением, которая имеет такую же фазовую структуру, что и исходный сигнал с УМ. Второе слагаемое описывает дополнительные нечетные составляющие сигнала с квантованной фазой и напряжением. Их полный фазовый угол в $(2k-1)$ раз больше, чем полный фазовый угол $\varphi(t)$ исходного сигнала с УМ. Поскольку при квантовании фазы используется операция усечения, то сигнал с квантованной фазой и напряжением имеет постоянный фазовый сдвиг, пропорциональный номеру составляющей $\pi(2k-1)/M$.

Рассмотрим теперь ситуацию, когда передаточные характеристики квантователя напряжения, как и квантователя фазы, соответствуют операции усечения. В этом случае для коэффициентов ДПФ сигнала $U'_{\varphi u}(\psi)$, учитывая (17) и (18), получим следующее выражение:

$$\dot{C}_k = \left\{ \frac{\sin(\pi k/M)}{\pi k/M} e^{-j\pi k/M} \right\} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} U_r e^{-j\frac{2\pi}{M}kr} \right\} - \left\{ \frac{\sin(\pi k/M)}{\pi k/M} e^{-j\pi k/M} \right\} \left\{ \frac{\Delta_{\varphi}}{2M} \sum_{r=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi}{M}kr} \right\}. \quad (23)$$

Первое слагаемое в (23) аналогично выражению (19), а второе слагаемое равно $\Delta_{\varphi}/2$ при $k=0$ и равно нулю при остальных значениях k . Тогда, учитывая (23) и производя преобразования, аналогичные используемым при выводе выражения (22), для последнего рассматриваемого случая получим:

$$U_{\varphi u}(t) = U_1 \cos[\varphi(t) - \pi/M] + \sum_{k=2}^{\infty} U_{2k-1} \cos[(2k-1)\varphi(t) - \pi(2k-1)/M] - \frac{\Delta_{\varphi}}{2}, \quad (24)$$

где $U_{2k-1} = 2|\dot{C}_{2k-1}|$, а коэффициенты ДПФ C_{2k-1} определяются из (20) и (16).

На рис. 3 в логарифмическом масштабе изображены нормированные значения амплитуд нечетных составляющих сигнала с квантованной фазой и напряжением U_{2k-1}/U_0 в зависимости от значения k , рассчитанные в соответствии с выражениями (20) и (15), для различных числа разрядов квантования фазы R_{φ} и напряжения R_u .

На рис. 4 приведены аналогичные зависимости, рассчитанные в соответствии с выражениями (20) и (16), также указаны нормированные значения амплитуды основной составляющей сигнала с УМ с квантованной фазой и напряжением U_1/U_0 .

Сопоставляя выражения (24) и (22), с учетом (16), (19), (20) и (23) нетрудно убедиться, что при использовании операции усечения для квантования фазы и напряжения аналогичные графики будут отличаться от графиков, изображенных на рис. 3, только постоянной составляющей, равной $\Delta_{\varphi}/2$. Как следует из (10) и (22), (24) и наглядно видно на рис. 3 и 4, дополнительные составляющие сигнала с УМ с квантованной фазой и напряжением можно разделить на два вида. Первые из них, имеющие индекс $mM \pm 1$, представляют собой дополнительные составляющие, обусловленные квантованием фазы сигнала с УМ. Их полный фазовый угол в $mM \pm 1$ раз больше, чем у исходного сигнала с УМ, а амплитуда пропорциональна значению

$$\sin[\pi(mM \pm 1)/M] / [\pi(mM \pm 1)/M].$$

Вторые из них, имеющие индекс $2k-1$, обусловлены квантованием напряжения сигнала с УМ с квантованной фазой. Эти составляющие, как видно из (20), в зависимости от их номера имеют амплитудную модуляцию в виде

$$\sin[\pi(2k-1)/M] / [\pi(2k-1)/M].$$

Максимальное значение этих составляющих не превышает половины шага квантования напряжения.

Резюмируя все вышесказанное, можно сделать следующие выводы:

- полученные аналитические выражения описывают функциональные преобразования сигналов с УМ в последовательно соединенных квантователях напряжения и фазы с использованием методов контурного интеграла и отображения сигналов;
- полученные математические модели функциональных преобразований сигналов с УМ в последовательно соединенных квантователях фазы и напряжения позволяют использовать их для анализа структуры спектров и для аналитических расчетов искажений спектров и корреляционных функций этих сигналов.

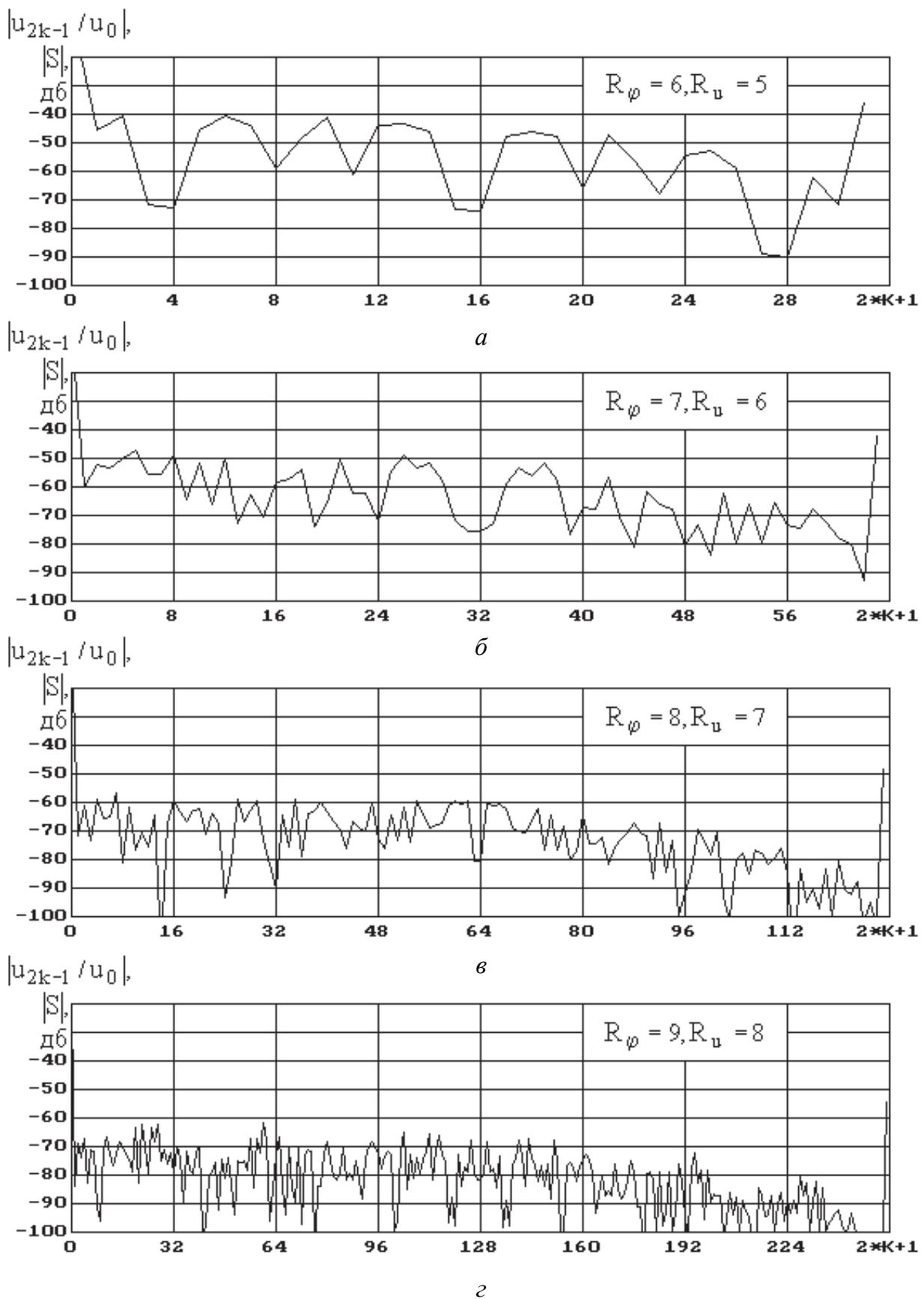
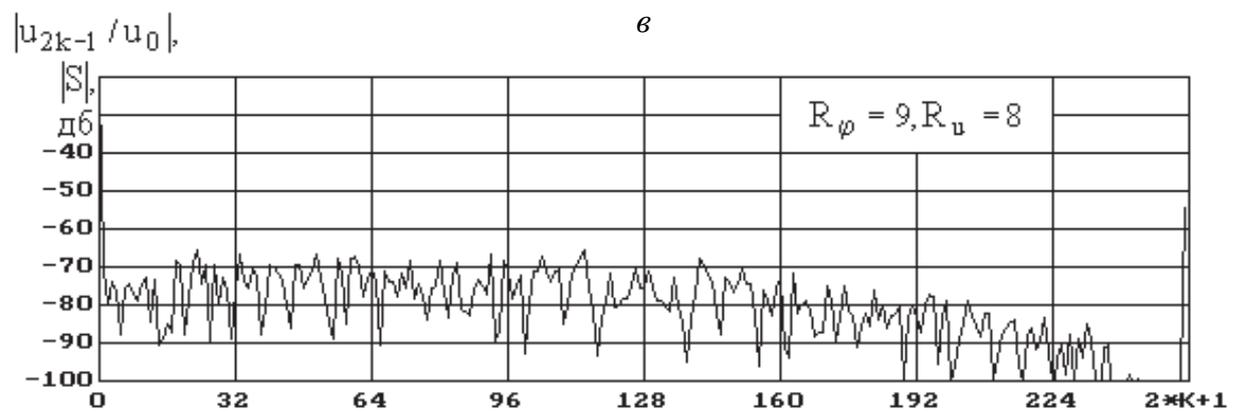
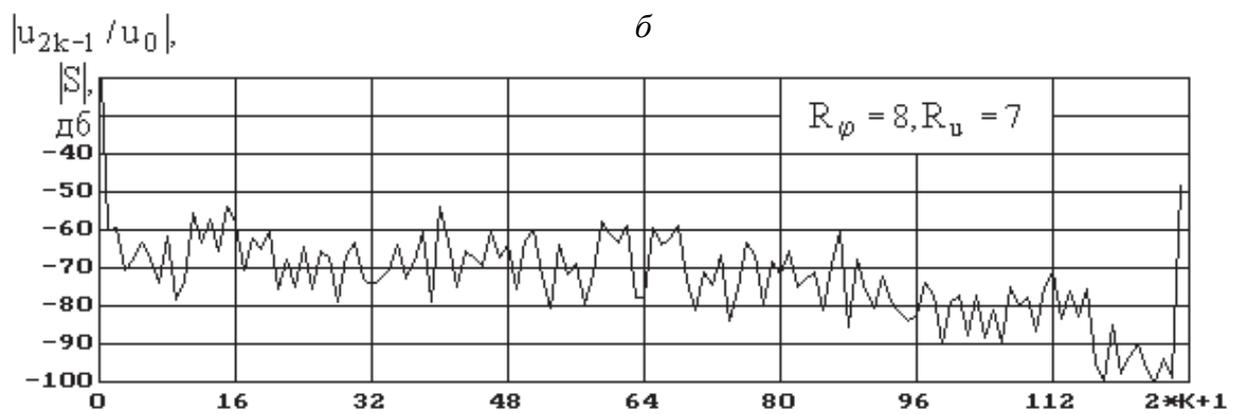
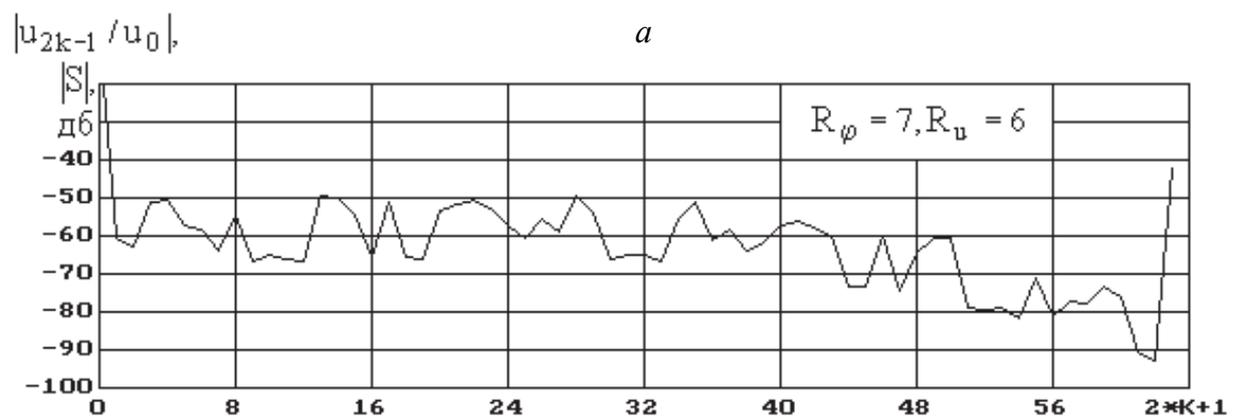
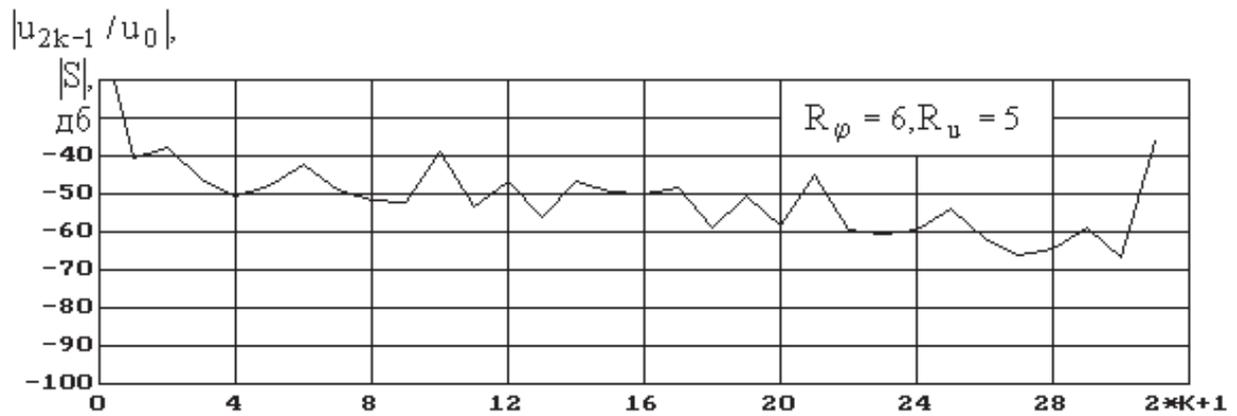


Рис. 3



г

Рис. 4

Список литературы

1. Гомозов В. И. Формирование сложных радиолокационных СВЧ-сигналов с высокой скоростью угловой модуляции : дис. ... д-ра техн. наук. 1982. 485 с.
2. Цифровые фильтры и устройства обработки сигналов на интегральных микросхемах : справ. пособие / под ред. Б. Ф. Высоцкого. М. : Радио и связь, 1984. 216 с.
3. Варакин Л. Е. Цифровая обработка сигналов // Радиотехника. 1984. № 3. С. 6–10.
4. Гольденберг Л. М., Матюшин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов : справочник. М. : Радио и связь, 1985. 312 с.
5. Цикин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. М. : Радио и связь, 1982. 160 с.
6. Пестряков В. Б., Белецкий А. К., Журавлев В. И., Сердюков П. Н. Дискретные сигналы с непрерывной фазой: Теория и практика // Зарубежная радиоэлектроника. 1988. № 4. С. 16–37.
7. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование / пер. с фр. под ред. А. В. Шилейко. М. : Энергия, 1989. 144 с.
8. Семенов О. Б. Нелинейные искажения генератора цифрового гармонического сигнала // Радиотехника. 1987. № 4. С. 49–51.
9. АС № 272536 (СССР). Цифровой синтезатор ЛЧМ-сигналов / Бондарь Л. В., Гомозов В. И., Кандырин Н. П., Михайлов Н. А., Романов Ю. М. – заявл. 11.05.87.
10. Викторов Д. С., Гарин Е. Н., Пластинина Е. В., Лютиков И. В. Метод компенсации искажений сигналов с угловой модуляцией в цифровых синтезаторах сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 12. С. 85–88.

История статьи

Поступила в редакцию 16 марта 2018 г.

Принята к публикации 5 апреля 2018 г.

THE MATHEMATICAL DESCRIPTION OF THE FUNCTIONAL TRANSFORMATIONS OF A SIGNAL WITH ANGULAR MODULATION IN SEQUENTIALLY THE CONNECTED QUANTIZERS OF A PHASE AND TENSION

D. S. Viktorov, E. V. Plastinina

Military Aerospace Defense Academy, Tver, Russian Federation

The most important constituent of the modern terrestrial stations of satellite communication are digital synthesizers of signals. With their help various composite signals indicators. The interest of developers in use in the created and perspective terrestrial stations of satellite communication of digital synthesizers of signals is caused by a number of the objective reasons:

- *digital synthesizers of signals, in comparison with analog, have high stability of parameters of the formed signals and low level of phase noise;*
- *the combination of broad functionality to high speed of switching and a small step of reorganization on the frequency (a share of hertz) allows to form with use of the same device signals of various frequency with a high precision of installation and speed of switching;*
- *the quick action of the modern element base allows to form heterodyne signals in the wide working range of frequencies making hundreds of megacycles.*

Enough scientific works is devoted to a research of methods and devices of digital formation of different types of signals. Digital synthesizers of signals with angular modulation are considered in them insufficiently fully, as a rule, separately from each other, without identification of common for them regularities and features of the analysis. The analysis of transformations of the digital signal with angular modulation in digital synthesizers of signals presented by function of several variables, as a rule, is based on numerical methods. For its carrying out it is necessary to receive the mathematical description of transformations of signals with angular modulation in an analytical look. The functional dependences describing transformations of signals with angular modulation in sequentially the connected quantizers of a phase and tension with use of a method of display of signals and a method of planimetric integrals are presented in article. The received dependences allow to estimate distortions of the formed signal by means of spectral and correlation analysis.

Keywords: angle modulation signal, phase and voltage quantizer, signal display method, contour integration method.

References

1. Gomozov V. I. *Formirovanie slozhnykh radiolokatsionnykh SVCh signalov s vysokoi skorost'iu uglovoi moduliatsii. Dokt. Diss.* [Formation of difficult radar very high frequencies of signals with a high speed of angle modulation. Dokt. Diss.]. VIRTА Publ., 1982. 485 p.
2. *Tsifrovye fil'try i ustroistva obrabotki signalov na integral'nykh mikroskhemakh* [Digital filters and processing devices of signals on integral chips: handbook] (under edition B.F. Vysotskogo). Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1984. 216 p.
3. Varakin L. E. *Tsifrovaia obrabotka signalov. Spravochnik* [Digital signal processing]. Radiotekhnika, 1984, no. 3, pp. 6–10. (In Russian)
4. Gol'denberg L. M., Matiushin B. D., Poliak M. N. *Tsifrovaia obrabotka signalov*. [Digital processing of signals]. Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1985. 312 p.
5. Tsikin I. A. *Diskretno-analogovaia obrabotka signalov* [Discrete and analog signal processing]. Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1982. 160 p.
6. Pestriakov V. B., Beletskii A. K., Zhuravlev V. I., Serdiukov P. N. *Diskretnye signaly s nepreryvnoi fazoi: Teoriia i praktika* [Discrete signals with the continuous phase: Theory and practice]. Zarubezhnaia radioelektronika, 1988, no. 4, pp. 16–37. (In Russian)
7. Markus I. Echantillonnage et quantification. RuMoRGB, 1989. 144 p.
8. Semenov O. B. *Nelineinye iskazheniia generatora tsifrovogo garmonicheskogo signala* [Nonlinear distortions of the generator of a digital harmonic signal]. Radiotekhnika, 1987, no. 4, pp. 49–51. (In Russian).
9. Bondar' L.V., Gomozov V. I., Kandyryn N. P., Mikhailov N. A., Romanov U.M. *Tsifrovoi sintezator LChM signalov* [Digital synthesizer of linear and frequency-modulated signals]. Patent USSR, no. 272536, 1987.
10. Viktorov D. S., Garin E. N., Platinina E. V., Lyutikov I. V. *Metod kompensacii iskazhenii signalov s uglovoi moduliatsiey v tsifrovih sintesatorah signalov* [Method of compensation og distortions of signals with angle modulation in digital synthesizers of signals]. Uspehi sovremennoi radioelektroniki, 2012, no. 12, pp. 85–88. (In Russian)

Article history

Received 16 March 2018

Accepted 5 April 2018