

МЕТОД СЛУЧАЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ФАЗОЙ КОЛЕБАНИЯ В ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ

Пестряков А.В., Репин А.В.

Московский технический университет связи и информатики
111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, 8^а, т. 273-75-04

Введение. В настоящее время цифровые вычислительные синтезаторы частот (ЦВС) находят широкое применение в различных системах передачи информации, радиолокации и радионавигации. Современное развитие микроэлектроники и технологии изготовления цифровых микросхем позволило реализовать синтезаторы со значениями максимальных тактовых частот порядка сотен мегагерц и шага сетки частот доли герца [1,2]. По-прежнему, существенным недостатком, ограничивающим применение цифровых синтезаторов частот, является относительно высокий уровень побочных спектральных составляющих на выходе ЦВС.

При использовании ЦВС в цифровых возбудителях радиовещательных устройств существенным оказывается влияние дискретных составляющих на качественные характеристики звукового сигнала при обеспечении требований к допустимому уровню фазовых и амплитудных шумов ЦВС [3].

В данной статье предложен и проанализирован один из способов снижения уровня побочных дискретных составляющих (ПДС) в спектре выходного колебания ЦВС, представлены результаты теоретического исследования, приведены результаты компьютерного моделирования.

Состояние вопроса и постановка задачи. Общая функциональная схема ЦВС представлена на рис.1 [3]. На этом рисунке введены обозначения: НС – накопительный сумматор, ПК – преобразователь код фазы/код выборки синтезируемого колебания, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь. В работе рассматривается ЦВС с формированием колебаний гармонической формы.

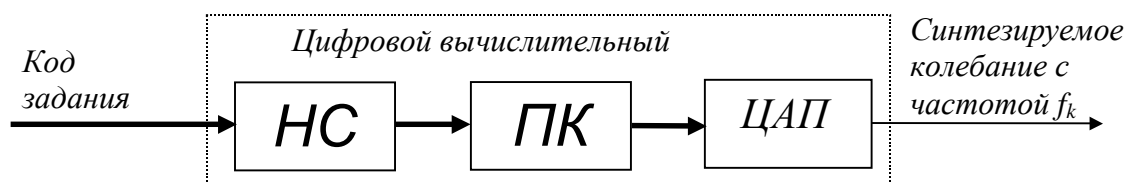


Рис.1. Функциональная схема цифрового вычислительного синтезатора частот

Процесс формирования колебания в ЦВС на каждой ступени связан с погрешностями формирования – ошибками округления фазы, ошибками округления значений выборок синтезируемого колебания, импульсными выбросами напряжения или тока, возникающими на выходе цифро-аналогового преобразователя вследствие несовпадения моментов переключения разрядов ЦАП, которые в литературе принято называть глитчами ЦАП. Дискретный характер побочных спектральных составляющих ЦВС обусловлен периодической структурой погрешностей формирования колебания.

Детальный анализ спектральных диаграмм цифровых вычислительных синтезаторов показал, что основным источником побочных дискретных составляющих в ЦВС являются глитчи на выходе ЦАП. Так, например, для ЦВС типа AD9850 [1] общий уровень ПДС не превышает -80 дБ в полосе анализа 50 кГц. При этом уровень отдельных ПДС на выходе синтезатора составляет $-59,925$ дБ при формировании колебания с частотой $f_{k1}=20$ МГц и $-54,818$ дБ при $f_{k2}=41$ МГц. Тенденция увеличения уровня наибольших дискретных составляющих с увеличением синтезируемой частоты говорит о том, что основным источником этих составляющих являются глитчи, поскольку остальные факторы не зависят от частоты.

Таким образом, является актуальной задача снижения уровня ПДС, обусловленных глитчами на выходе ЦАП.

Стохастизация глитчей методом случайной фазовой модуляции. Одним из способов снижения уровня ПДС в спектре выходного колебания ЦВС является преобразование периодических отклонений формируемого колебания в стохастические. В результате этого дискретный спектр побочных составляющих преобразуется в сплошной.

Такой подход к управлению формой спектра выходного колебания ЦВС в отечественной литературе принято называть методом стохастизации (в зарубежной литературе – методом рандомизации [5]) погрешностей формирования колебаний.

В [6] разработан теоретический подход к снижению уровня ПДС глитчей методом стохастизации. В этой работе рассмотрена модель независимых случайных временных сдвигов глитчей и показано, что для полного подавления ПДС глитчей необходимо обеспечить случайный временной сдвиг глитчей в пределах периода синтеза. Предполагалось, что случайный временной сдвиг имеет равномерное распределение плотности вероятности.

В работе [7] предложена структура синтезатора со стохастизацией глитчей путем добавления случайных чисел на входе ЦАП. В такой структуре обеспечивается снижение уровня всех ПДС, связанных с

глитчами на выходе ЦАП. Однако, отсутствие возможности введения управляющего параметра на стадии формирования аналогового сигнала в ряде выпускаемых синтезаторов частот ограничивает применение предложенного в работе метода стохастизации на практике.

В данной работе предлагается метод стохастизации глитчей, основанный на введении случайной фазовой модуляции в ЦВС. Метод заключается во введении случайной фазовой добавки, изменяющейся от периода к периоду синтеза и имеющей равномерное распределение плотности вероятности.

Введение случайной фазовой добавки на входе синтезатора в диапазоне от 0° до 360° обеспечивает случайный временной сдвиг глитчей в максимальных пределах, равных периоду синтеза. Таким образом, следует ожидать эффективное подавление ПДС глитчей, расположенных в рабочей полосе частот ЦВС.

Теоретические оценки. Используя теорию периодически нестационарных случайных процессов для спектрального анализа выходного колебания ЦВС [8], были получены теоретические оценки спектральной плотности мощности стохастизированных глитчей на выходе ЦВС при формировании колебания нижней частоты:

$$S(\omega) = S_c(\omega) + S_d(\omega), \quad (1)$$

где

$$S_c(\omega) = \frac{\mathcal{E}_G^2}{T} \cdot [1 - |\Phi[j\omega]|^2], \quad (2)$$

$$S_d(\omega) = \left(\frac{\mathcal{E}_G}{T}\right)^2 \cdot \sum_{q=-\infty}^{+\infty} |\Phi[jq\omega_0]|^2 \cdot \delta(\omega - q\omega_0) \quad (3)$$

– непрерывная и дискретная части спектра соответственно,

$$\Phi[j\omega] = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau_\xi) e^{-j\omega\tau_\xi} d\tau_\xi \quad (4)$$

– характеристическая функция случайного временного сдвига глитчей τ_ξ , $w(\tau_\xi)$ – плотность вероятности τ_ξ , \mathcal{E}_G – энергия глитчей, $\omega_0 = 2\pi T$ – частота синтеза, T – период синтеза, $T = K/f_c$, K – емкость накопительного сумматора, f_c – тактовая частота, $\delta(\omega)$ – функция Дирака.

Данные формулы получены в предположении о статистической независимости случайных временных сдвигов глитчей и соответствуют наиболее неблагоприятному случаю возникновения глитчей в моменты переключения старшего значащего разряда ЦАП. При этом была принята во внимание относительно малая длительность глитчей, что позволило записать соответствующие выражения без учета формы глитчей.

Из полученных соотношений видно, что непрерывная и дискретная части спектра после стохастизации определяются характеристической функцией случайного временного сдвига глитчей, т.е. статистическими свойствами случайной величины, зависящей от фазы. Очевидно, что дискретная часть спектра обращается в нуль при условии:

$$|\Phi[jq\omega_0]| \equiv 0. \quad (5)$$

Данное условие выполняется при равномерном распределении случайной фазовой добавки в пределах от 0° до 360° [8].

Цифровой метод синтеза частот позволяет обеспечить модуляцию в ЦВС с дискретными значениями управляющего параметра. В этом случае дискретный характер изменения фазы синтезируемого колебания влияет на эффективность подавления ПДС.

Количественные оценки. Оценим эффективность предложенного метода стохастизации, реализованного на основе ЦВС AD9850. Управление фазой синтезируемого колебания в данном синтезаторе обеспечивается с помощью 5-разрядного цифрового кода, подаваемого на вход регистра задания частоты и управления фазой. При этом фазовая добавка может принимать любое заданное дискретное значение в пределах от 0° до 360° с шагом $11,25^\circ$ [1].

Обеспечим случайную фазовую модуляцию в синтезаторе в максимальных пределах. В этом случае выражение для плотности вероятности случайной фазовой добавки $w(\varphi_\xi)$ имеет вид:

$$w(\varphi_\xi) = \frac{1}{2^5} \sum_{i=1}^{2^5} \delta\left(\varphi_\xi - \frac{2 \cdot \pi}{2^5} \cdot i\right). \quad (6)$$

Однозначное соответствие между случайной фазовой добавкой φ_ξ и величиной случайного временного сдвига глитчей τ_ξ позволяет записать выражение для плотности вероятности случайного временного сдвига глитчей $w(\tau_\xi)$ в виде:

$$w(\tau_\xi) = \frac{1}{2^5} \sum_{l=1}^{2^5} \delta\left(\tau_\xi - \frac{T}{2^5} \cdot l\right). \quad (7)$$

Подставив (7) в (4), получим выражение для модуля характеристической функции

$$|\Phi[j\omega]| = \left| \frac{1}{32} \sum_{l=1}^{32} e^{-j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{16} l} \right|. \quad (8)$$

Из последнего соотношения следует, что модуль характеристической функции $\Phi[j\omega]$ отличен от нуля при $\omega = n \cdot 32\omega_0$. Анализ выражения (3) с учетом (8) указывает на то, что при таком способе управления параметрами синтезируемого колебания в выходном спектре ЦВС будет присутствовать остаточный дискретный спектр побочных составляющих, связанных с глитчами на выходе ЦАП.

Результаты компьютерного моделирования. Для анализа спектральных характеристик ЦВС при различных значениях синтезируемых частот была построена модель синтезатора со стохастизацией и проведено исследование методом компьютерного моделирования.

В качестве параметров модели ЦВС были заданы емкость накопительного сумматора $K=256$, тактовая частота $f_c=125$ МГц, энергия глитчей $\mathcal{E}_G=57$ нВ·с. Выбор параметров синтезатора осуществлялся с учетом реальных затрат машинного времени на вычислительные процессы, параметры глитчей соответствуют справочным данным по современным ЦАП.

Результаты компьютерного моделирования представлены на рис.2. На этом рисунке точками показан относительный уровень ПДС глитчей до стохастизации, сплошной линией – остаточный спектр глитчей после стохастизации. Полученные данные соответствуют результатам исследования спектральных характеристик при синтезе частот $f_{k1}=f_0$ и $f_{k2}=41f_0$ ($f_0=1/T$).

Из рисунка видно, что предложенный в данной работе метод стохастизации обеспечивает снижение уровня всех ПДС, за исключением составляющих, расположенных на частотах, кратных $32f_0$.

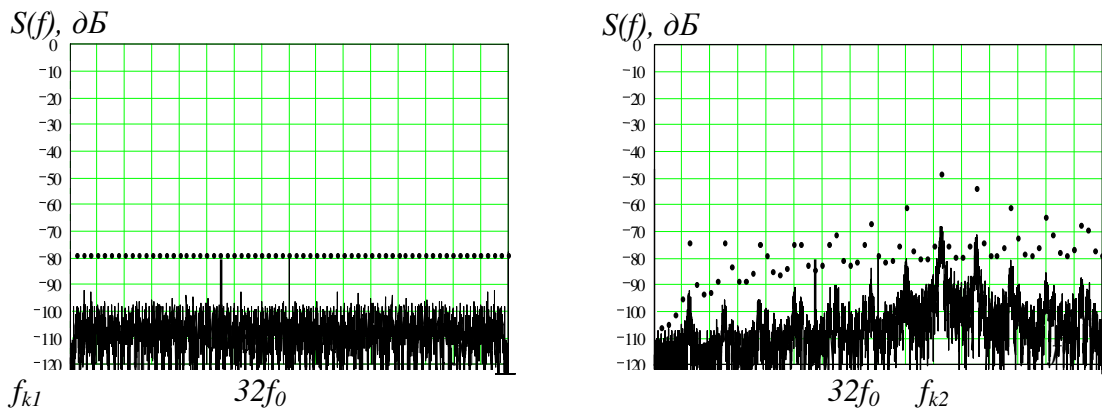


Рис.2. Спектральные диаграммы выходного процесса ЦВС, связанного с наличием глитчей на выходе ЦАП при различных значениях синтезируемых частот

Алгоритм стохастизации с компенсацией фазовых шумов. Недостатком предложенного метода стохастизации является относительно высокий уровень фазовых шумов на выходе ЦВС. Наличие такого уровня фазового шума связано с введением случайной фазовой добавки большой величины.

Для компенсации фазовых шумов можно предложить алгоритм, основанный на использовании тригонометрических соотношений вида $\cos(A+B) \cdot \cos(A-B)$ и $\sin(A+B) \cdot \sin(A-B)$. В данном случае алгоритм стохастизации глитчей с компенсацией фазовых шумов может быть описан выражением

$$\cos(\omega_k t) \cdot \cos(\omega_k t + (2\pi - \varphi_\xi)) - \sin(\omega_k t) \cdot \sin(\omega_k t + (2\pi - \varphi_\xi)) = \cos(2\omega_k t). \quad (9)$$

Для практической реализации такого алгоритма необходимо использование двух ЦВС с квадратурными каналами. При этом расчет схемы с компенсацией необходимо проводить с учетом неидеальных свойств аналоговых перемножителей сигналов. Так, для получения заданного уровня фазовых шумов на выходе устройства должны обеспечиваться соответствующие требования к фазовым ошибкам. Ширина спектральной линии синтезируемой частоты определяется уровнем проникновения сигнала в соседний канал.

Литература

1. AD9850 DDS. "Analog Devices" data sheet.
2. AD9854 DDS. "Analog Devices" data sheet.
3. Pestryakov A.V., Smirnov A.E. The characteristics of the digital exciter design // Proc. of the 2nd Int. Conference on Digital Signal Processing and its Applications. M.: v3, 1999. – P. 726-730.
4. Tirney J., Radar C.M., and Gould B. A Digital Frequency Synthesizer // Transactions on Audio Electroacoust. 1971. Vol. 19, №3. – P. 43-56.
5. Reinhardt V.S. Spur Reduction Techniques in Direct Digital Synthesizer // Proceedings 1993 IEEE International Frequency Control Symposium, 1993. – P. 230-241.
6. Kuleshov V.N., Repin A.V. Theoretical Approach to the DAC Glitch Spurious Signal Reduction in DDFS // In book: Proceedings 1998 International Symposium Acoustoelectronics, Frequency Control and Signal Generation. St.Petersburg, 1998. – P.134-139.
7. Свидетельство РФ на полезную модель №13126 МПК 7 Н 03 В 19/00. Цифровой синтезатор частот/ В.Н. Кулешов, А.В. Репин. 20.03.2000. Бюл. №8.
8. Репин А.В. Спектральные характеристики цифровых вычислительных синтезаторов частот со стохастизацией погрешностей формирования колебаний: Дисс. канд. техн. наук. – М., 1999. – 186 с.



RANDOM PHASE MODULATION TECHNIQUE IN DIRECT DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZERS

Pestryakov A.V., Repin A.V.

Moscow Technical University of Communications and Informatics,
8a, Aviamotornaya St., Moscow, 111024, Russia. Tel: (095)273-7504

Introduction. Nowadays, the direct digital frequency synthesizers (DDS) are widely used for different commercial and military applications. The main disadvantage of DDS is high level spurious discrete components (SDC) at the output spectrum of synthesizer. The SDC dependence of broadcasting systems characteristics limits DDS application in the capacity of digital exciters for these systems [1].

The present paper offers and analyses one method of the spurious discrete spectrum components reduction in DDS. The theoretical results and computer simulation data are given and discussed in this paper.

The problem statement. A block diagram of traditional DDS is shown in fig.1 [2]. DDS consists of three main components: phase accumulator (ACC), phase-to-amplitude converter (usually, read-only-memory, ROM) and digital-to-analog converter (DAC). On the each stage of signal generation the errors of conversion (spurious signals) are taken place. These are phase truncation errors, sample truncation errors, nonlinearity and glitches of the DAC. The periodicity of the spurious signals results in the spurious discrete spectrum components at the output of DDS.

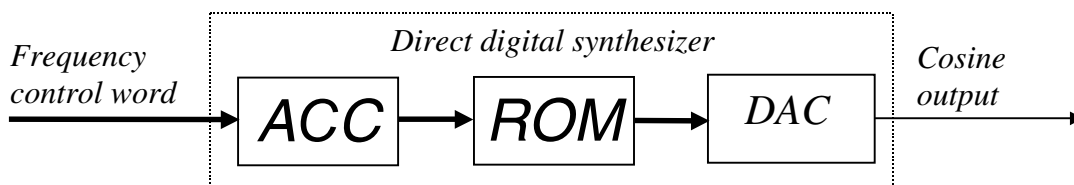


Fig.1. A block diagram of the direct digital frequency synthesizer

The detail analyses of the spectrum diagrams of DDSs [3,4] shows that the main source of the SDC is glitches of the DAC. So, the problem of the glitches discrete spectrum components reduction is actual.

A technique of the glitches SDC reduction. One method of the spurious discrete spectrum components reduction is the randomization method [5]. It is based on the spectrum transformation discrete components into noise's ones.

We offer a random phase modulation technique, which allows glitch SDC to be reduced. The technique consists in random phase addition at the input of DDS. It is supposed that the random phase is constant during period of synthesis and changed from 0° to 360°.

Because of phase modulation the glitches become time-dependent. The glitches are shifted within the maximum timing range, which is equaled to the period of synthesis. It allows the periodicity of the glitches to be completely destroyed and transformation of discrete spectrum into continuous one to be done.

Using the theory of periodically nonstationary random processes [6], we found general formula for power spectral density of randomized worst case glitches at the lowest synthesized frequency, which contains both continuous and discrete parts:

$$S(\omega) = S_c(\omega) + S_d(\omega), \quad (1)$$

where
$$S_c(\omega) = \frac{\mathcal{E}_G^2}{T} \cdot [1 - |\Phi[j\omega]|^2], \quad (2)$$

$$S_d(\omega) = \left(\frac{\mathcal{E}_G}{T}\right)^2 \sum_{q=-\infty}^{+\infty} |\Phi[jq\omega_0]|^2 \cdot 2\pi\delta(\omega - q\omega_0), \quad (3)$$

$$\Phi[j\omega] = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau_\xi) \cdot e^{-j\omega\tau_\xi} d\tau_\xi \quad (4)$$

– the characteristic function of the random timing shift of the glitches τ_ξ , dependent on random phase addition φ_ξ , $w(\tau_\xi)$ – the probability density of τ_ξ , \mathcal{E}_G – glitch energy, $\omega_0=2\pi/T$, T – period of synthesis, $T=K/f_c$, K – phase accumulator capacity, f_c – clock frequency, $\delta(\omega)$ – Dirac’s function.

As one can see from eq. (3), in order to eliminate glitches discrete spectrum components one need that the modulus of the characteristic function to be equaled to zero. But, the possible discrete phase modulation in available DDS doesn’t permit this requirement. So, there is residual discrete spectrum, which is due to glitches, after randomization. The computer simulation data shows off this fact (see fig.2).

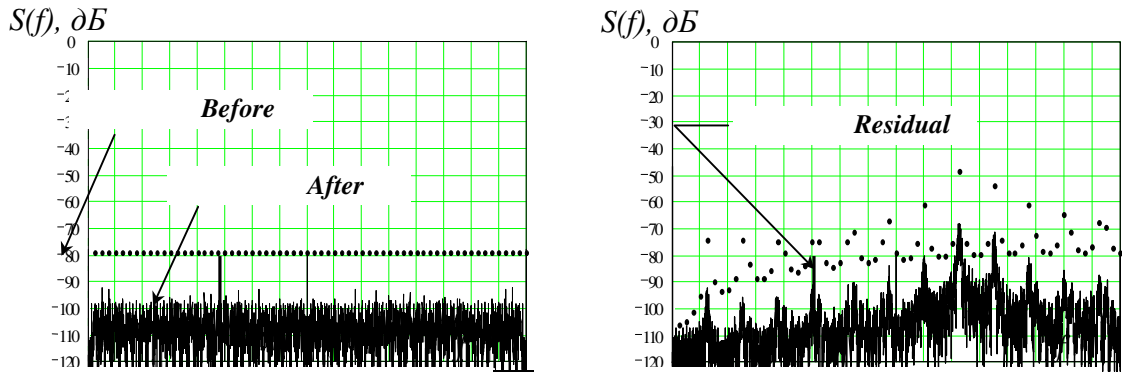


Fig.2. The spectra of the glitches at the output of DDS

A randomization technique with phase noise compensation. The obvious disadvantage of the offered technique is the large phase noise at the output of direct digital synthesizer, which is due to the random phase modulation in DDS. Because of it one need to use a compensation method.

A glitch randomization technique with phase noise compensation can be written by formula:

$$\cos(\omega_k t) \cdot \cos(\omega_k t + (2\pi - \varphi_\xi)) - \sin(\omega_k t) \cdot \sin(\omega_k t + (2\pi - \varphi_\xi)) = \cos(2\omega_k t), \quad (5)$$

where ω_k – synthesized frequency. The compensation method application is limited by stringent requirements to analog multipliers.

References

1. Pestryakov A.V., Smirnov A.E. The characteristics of the digital exciter design // Proc. of the 2nd Int. Conference on Digital Signal Processing and its Applications. M.: v3, 1999. – P. 726-730.
2. Tirney J., Radar C.M., and Gould B. A Digital Frequency Synthesizer // Transactions on Audio Electroacoustic. 1971. Vol. 19, №3. P. 43-56.
3. AD9850 DDS. Data sheet.
4. AD9854 DDS. Data sheet.
5. Reinhardt V.S. Spur Reduction Techniques in Direct Digital Synthesizer // Proceedings 1993 IEEE International Frequency Control Symposium. 1993. P. 230-241.
6. Репин А.В. Спектральные характеристики цифровых вычислительных синтезаторов частот со стохастизацией погрешностей формирования колебаний: Дисс. канд. техн. наук. – М., 1999. – 186 с.