

ИМПУЛЬСНЫЕ ПОМЕХИ ЦАП И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ЧИСТОТУ СПЕКТРА ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

© 2009 Я. А. Измайлова

ФГУП «НПП «Полет», г. Нижний Новгород

Дается анализ влияния импульсных помех («глитчей») центрального аналогового преобразователя (ЦАП) на чистоту спектра выходных колебаний цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС). Предложен основанный на методах рандомизации декорреляционный способ снижения влияния «глитчей» ЦАП на уровень дискретных побочных составляющих в спектре выходного сигнала ЦВС, не приводящий к потере быстродействия синтезатора. Показано, что предложенный способ может найти должное применение при проектировании интегральных ЦВС для реализации в виде заказных БИС.

Цифровой вычислительный синтезатор, «глитч», аппаратура средств связи, дискретные побочные спектральные составляющие, функциональный преобразователь, БИС, разрядность, тактовая частота.

Введение

В последние годы в приемо-передающей авиационной аппаратуре средств связи (АСС) все более широкое применение в качестве источников прецизионных высокостабильных колебаний находят цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС).

Принцип действия «классического» ЦВС (рис.1) основан на вычислении отсчетов синтезируемого синусоидального колебания в фиксированные тактовые моменты времени $t_i = iT_0 = 1/f_0$ (где $i=0, 1, 2, \dots$) с последующим цифроаналоговым преобразованием и низкочастотной фильтрацией [1].

Синтезаторы данного класса обладают рядом преимуществ по сравнению с синтезаторами частот (СЧ) с фазовой автоподст-

ройкой частоты (ФАПЧ). К числу основных следует отнести: во-первых, в них практически отсутствуют переходные процессы, что определяет их высокое быстродействие, во-вторых, ЦВС способны обеспечить высокую разрешающую способность по частоте и формирование сложных сигналов, в-третьих, архитектура ЦВС позволяет с меньшими затратами, чем СЧ с ФАПЧ, изготавливать их в интегральном исполнении [2, 3].

Однако серьезным недостатком ЦВС является достаточно высокий, по сравнению с СЧ с ФАПЧ, уровень побочных спектральных составляющих, особенно в области максимальных значений синтезируемых частот. При современных требованиях к чистоте спектра выходных колебаний СЧ данный недостаток существенно сдерживает приме-

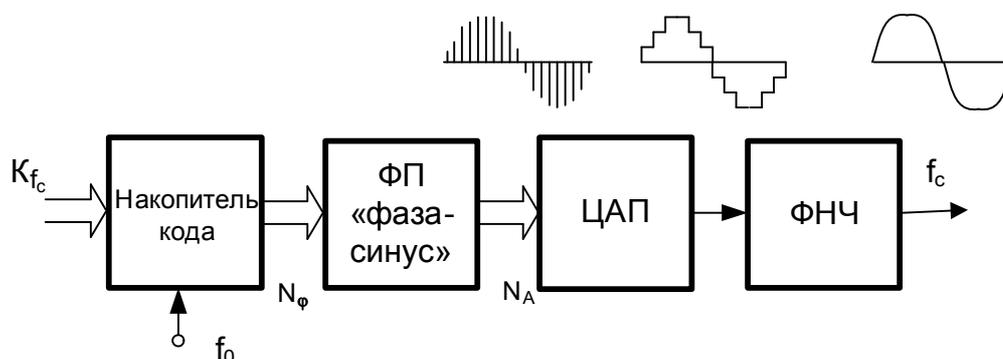


Рис. 1. Структурная схема «классического» ЦВС

ние ЦВС в перспективных системах связи, навигации, кабельного и спутникового телевидения [3]. Поэтому задача уменьшения побочных составляющих в выходном колебании ЦВС без снижения максимального значения выходной частоты синтезатора актуальна и требует своего решения.

В статье рассматриваются отдельные аспекты решения данной задачи на основе предложенного автором декорреляционного способа снижения влияния импульсных помех ЦАП на чистоту спектра выходных колебаний ЦВС.

Анализ проблемы и постановка задачи

Спектр $S(\omega)$ выходного сигнала ЦВС имеет (рис. 2) линейчатый характер и содержит помимо основного (полезного) колебания частоты ω_0 с амплитудой A_0 паразитные колебания или дискретные побочные спектральные составляющие (ДПСС) с амплитудами $A_{\pm j}$. Наличие ДПСС в спектре $S(\omega)$ связано, как показано в работах [4, 5, 6], с эффектом дискретизации сигнала по фазе N_ϕ и амплитуде N_A .

Вместе с тем практика создания ЦВС показала, что чистота спектра выходного колебания ЦВС, особенно в верхней части диапазона синтезируемых частот зависит не только от разрядности N_ϕ и N_A (рис.3), но и от величины импульсных помех - «глитчей» ЦАП. Возникновение «глитчей» происходит в моменты переключения ЦАП и обусловлено, как показано в работе [7], неодинаковым временем включения и выключения аналоговых ключей ЦАП (рис. 4).

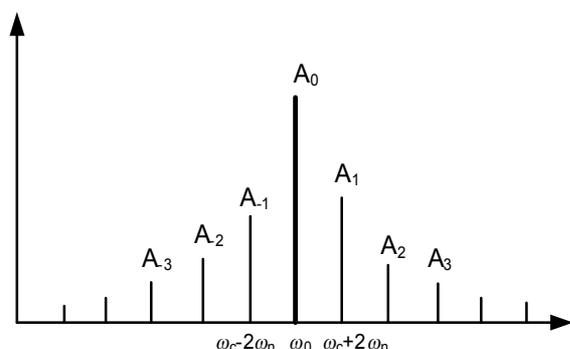


Рис. 2. Спектр выходного сигнала ЦВС

К сожалению, следует отметить, что полученные экспериментальные данные о влиянии «глитчей» ЦАП на чистоту спектра выходных колебаний ЦВС не получили должного теоретического анализа. Вследствие этого предложенные подходы к снижению влияния «глитчей» на чистоту спектра выходного колебания ЦВС решают данную задачу путем уменьшения величины «глитчей» ЦАП. Для этого в ЦВС рекомендуется применять ЦАП с быстродействующими ключами, уменьшать скорость нарастания напряжения выходного суммирующего усилителя ЦВС, использовать ЦАП совместно со схемой выборка-запоминание. Однако большинство из этих мер отрицательно сказывается на быстродействии ЦВС, что приводит к снижению максимального значения выходной частоты синтезатора [8].

Автор предложил другой, не приводящий к потере быстродействия синтезатора, декорреляционный способ снижения влияния «глитчей» ЦАП на чистоту спектра выходных колебаний ЦВС. Для объяснения данного способа воспользуемся математической моделью выходных колебаний ЦВС при наличии «глитчей» ЦАП.

Математическая модель выходных колебаний ЦВС при наличии «глитчей» ЦАП

Для разработки математической модели выходных колебаний ЦВС при наличии «глитчей» ЦАП графически представим выходной сигнал ЦАП (рис.5) в виде суммы двух сигналов:

$$S_{\text{ЦАП}}(t) = S(t) + S_{\text{ИМ}}(t), \quad (1)$$

где $S(t)$ – идеальный выходной сигнал ЦАП при отсутствии «глитчей»; $S_{\text{ИМ}}(t)$ – сигнал импульсных всплесков - «глитчей» ЦАП.

Для упрощения математических выкладок на рис. 5 показан только «глитч», находящийся в середине полной шкалы ЦАП (рис. 4), который имеет наибольшее значение [7].

Графическое представление сигнала $S_{\text{ЦАП}}(t)$ показывает, что «глитчи» ЦАП имеют периодический характер. Следовательно, для расчета спектра сигнала $S_{\text{ИМ}}(t)$, побочно-

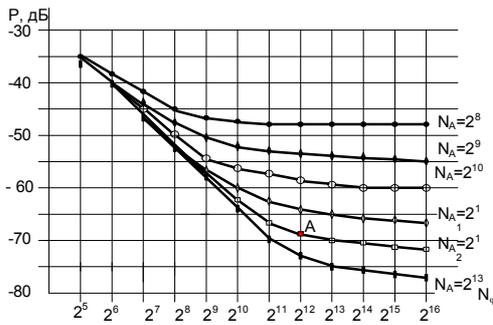


Рис. 3. Графики зависимости уровня наибольшей ДПСС ЦВС от N_ϕ и N_A

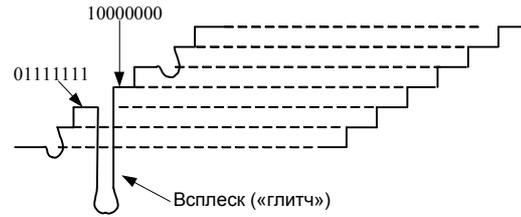


Рис. 4. Всплеск сигнала («глитч») в точке характеристики, соответствующей середине шкалы ЦАП

го по отношению к сигналу $S(t)$ идеального ЦАП, могут быть использованы методы гармонического анализа на основе Фурье-преобразований [9].

Для удобства расчета спектра сигнала $S_{ИМ}(t)$ аппроксимируем, согласно [7], форму наибольшего «глитча» ЦАП треугольной функцией $U(t)$ с длительностью τ_g и амплитудой A_B , равной

$$A_B = \tau_B (dU(t)/d\tau) / 2. \quad (2)$$

При этом для сравнения величины «глитчей» ЦАП с уровнем «полезного» сиг-

нала $S(t)$ пронормируем амплитуду A_B и длительность τ_g «глитчей» следующим образом:

- амплитуду A_B на половине полной шкалы ЦАП:

$$\overline{A_B} = 2 A_B / \Pi_{Ш}, \quad (3)$$

- длительность τ_g на периоде опорной частоты T_0 :

$$\overline{\tau_B} = \tau_B / T_0. \quad (4)$$

Разложив периодическую функцию $S_{ИМ}(t)$ в классический ряд Фурье на периоде

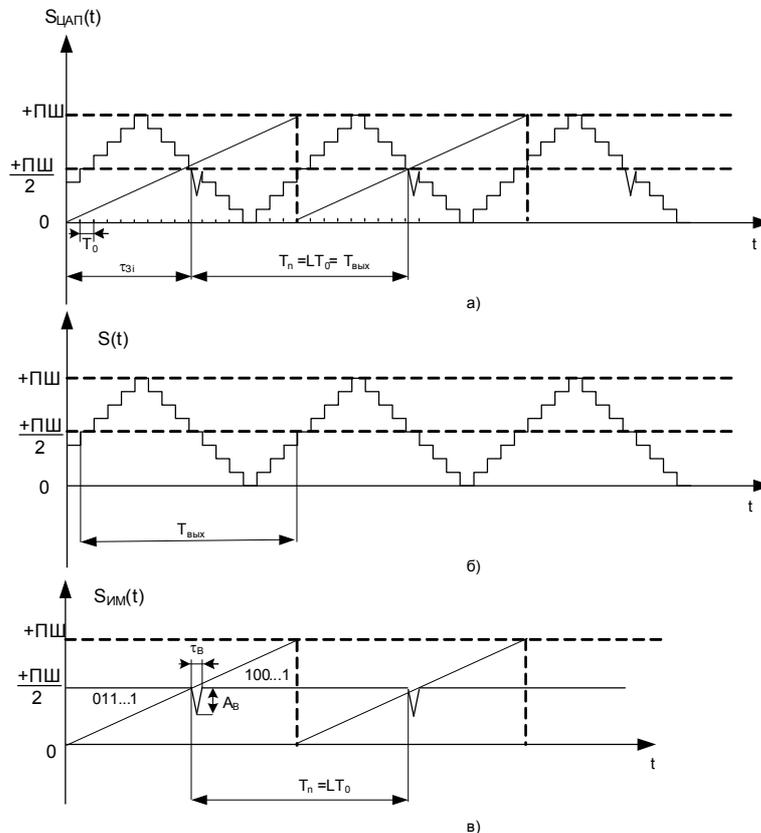


Рис. 5. Выходной сигнал ЦАП ЦВС по рис. 1 $S_{ЦАП}(t)$ (а) и его представление в виде суммы двух сигналов $S(t)$ с идеальным подавлением «глитчей» (б) и сигнала $S_{ИМ}(t)$ главного «глитча» ЦАП (в)

работы ЦВС, можно получить следующие выражения для расчета спектра сигнала $S_{ИМ}(t)$:

$$S_{ИМ}(\omega) = 2 \sum_{r=1}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \bar{A}_B \frac{\sin^2(\alpha \bar{\tau}_B / 2)}{\pi \alpha \bar{\tau}_B / 2} \exp[-j2\alpha \bar{\tau}_{3i}], \quad (5)$$

где $\bar{\tau}_{3i} = (\tau_B / 2 + t_i) / T_0$ - нормированная задержка «глитча» относительно начала координат; N - число «глитчей» на периоде работы ЦВС, $\alpha = \pi n K / R$ - вспомогательный коэффициент, $n=1, 2, 3, \dots$ номера спектральных составляющих.

При выводе формулы (5) функция $S_{ИМ}(t)$ была разложена в ряд Фурье на периоде T_n работы ЦВС, который, согласно [6], равен $T_n = L T_{\phi}$, где L может быть определена с помощью алгоритма Евклида из следующей формулы:

$$\frac{R}{K_{f_c}} = \frac{L}{M} \cdot \quad (6)$$

В (6) M и L взаимно простые числа, причем M отлично от единицы.

Расчет комплексной амплитуды «глитчей» ЦАП при разложении периодической функции $S_{ИМ}(t)$ в ряд Фурье будем производить согласно выражению

$$C_M = \bar{A}_B / \pi n \sin(\alpha \cdot \bar{\tau}_B) \exp(-2 j \alpha \cdot \bar{\tau}_{3i}). \quad (7)$$

Отметим, что расчет $S_{ИМ}(\omega)$ и C_M будем производить только для «глитчей» ЦАП, которые (рис.4) имеют наибольшую амплитуду

и длительность, а следовательно, оказывают наибольшее влияние на чистоту спектра формируемых ЦВС колебаний.

Полученные соотношения позволили методом компьютерного моделирования провести исследование спектральных характеристик ЦВС при наличии «глитчей» ЦАП.

Результаты расчетов уровней максимальных побочных составляющих $P(K)$, лежащих в полосе частот от 0 до 2-х значений синтезируемой частоты для различных параметров \bar{A}_A и $\bar{\tau}_B$ «глитчей» ЦАП, представлены в виде графиков, приведенных на рис. 6.

Анализ результатов моделирования показал:

- уровень ДПСС в выходном сигнале ЦВС тем выше, чем больше амплитуда \bar{A}_A и длительности $\bar{\tau}_B$ «глитчей» ЦАП;

- при неизменных \bar{A}_A и $\bar{\tau}_B$ уровень ДПСС тем выше, чем больше K_{f_c} , т.е. выходная частота ЦВС;

- «глитчи» ЦАП не приводят к появлению новых (по месту расположения) побочных составляющих в спектре выходного сигнала ЦВС, а лишь увеличивают величины ДПСС, обусловленных конечной разрядностью N_{ϕ} и N_A .

Физически этот результат понятен и объясняется тем, что период повторения «глитчей» ЦАП равен периоду сигнала «помехи», который, согласно [6], и определяет расположение ДПСС в спектре $S(\omega)$, обусловленных конечной разрядностью N_{ϕ} и N_A .

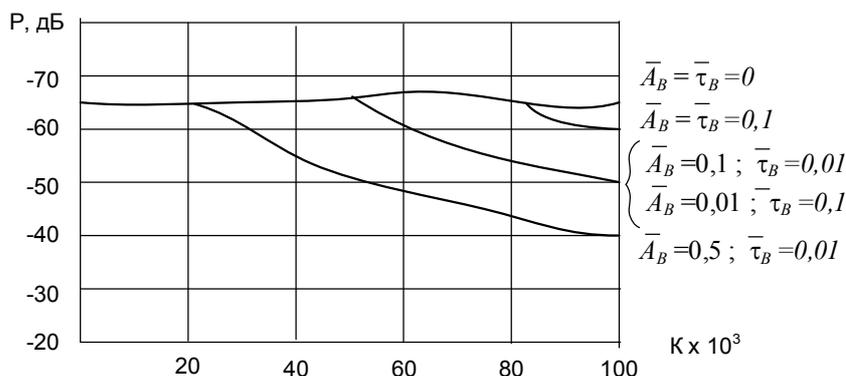


Рис. 6. Графики зависимостей $P(K)$ от величины \bar{A}_B и $\bar{\tau}_B$ «глитчей» ЦАП

Заключение о том, что «глиitchи» ЦАП имеют периодический характер, позволило автору предложить новый подход к решению задачи снижения влияния «глиitchей» ЦАП на чистоту спектра формируемых ЦВС колебаний, который рассматривается в следующем разделе.

Декорреляционный способ снижения влияния «глиitchей» ЦАП на чистоту спектра выходных колебаний ЦВС

Основополагающая идея декорреляционного способа снижения влияния «глиitchей» на уровень ДПСС в спектре выходного сигнала ЦВС базируется на методах рандомизации [10] и заключается в преобразовании линейчато-дискретного спектра «глиitchей» ЦАП в непрерывный, близкий к шумовому.

Для реализации предложенного способа предлагается использовать в ЦВС не один, а два ЦАП (рис. 7), входы и выходы которых синхронно по псевдослучайному закону подключаются соответственно к выходу функционального преобразователя (ФП) «фаза-синус» и входу выходного фильтра нижних частот (ФНЧ).

В ЦВС (рис. 1) линейчато-дискретный спектр «глиitchей» ЦАП накладывается на ДПСС, обусловленные ошибками квантования сигнала по фазе N_ϕ и амплитуде N_A . Это приводит к тому, что ДПСС в выходном сигнале ЦВС, как показали результаты моделирования, носят суммарный характер, а их величины при неизменных N_ϕ и N_A тем больше, чем больше «глиitchи» ЦАП.

В ЦВС (рис. 7) при подключении первого и второго ЦАП к ФНЧ по случайному

закону (реализуется с помощью коммутатора и генератора случайных импульсов) всплески напряжения на выходе коммутатора не будут периодическими, а следовательно, их спектр будет иметь не дискретный, а непрерывный, близкий к шумовому характер. Таким образом, рандомизация спектра «глиitchей» ЦАП приведет к тому, что максимальный уровень ДПСС в выходном сигнале ЦВС будет определяться только разрядностью N_ϕ и N_A и не зависеть от величины «глиitchей» ЦАП. Имитационное моделирование ЦВС по рис. 7 на ПЭВМ показало принципиальную возможность уменьшения величины ДПСС в спектре выходного сигнала ЦВС путем декорреляции «глиitchей» ЦАП.

Для экспериментальной проверки и оценки эффективности декорреляционного способа снижения влияния «глиitchей» ЦАП на чистоту спектра выходных колебаний ЦВС были разработаны макеты образцов ЦВС по рис. 1 и рис. 7 со следующими параметрами:

- емкость НК $R=2^{32}$, реализован на двух ИМС 533ИК4;
- ФП «фаза-синус» комбинированного типа [11], реализован на двух ПЗУ 556 РТ7;
- тактовая частота опорного генератора 10 МГц;
- диапазон синтезируемых частот от 0,01 Гц до 2,5 МГц;
- шаг сетки частот 0,01 Гц.

ФП «фаза-синус» с разрядностью $N_\phi=N_A=2^{12}$ позволяет, как показано в работе [5], обеспечить без учета «глиitchей» ЦАП ослабление ДПСС ~70 дБ (точка А на графиках рис. 3).

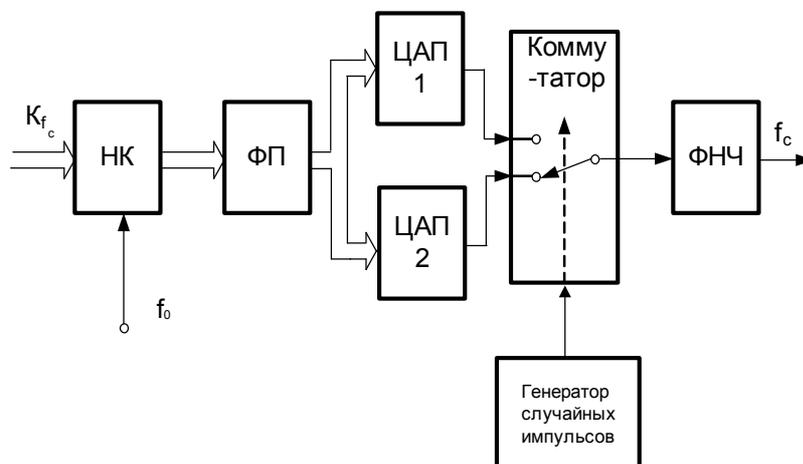


Рис. 7. Структура ЦВС со снижением влияния «глиitchей» на уровень ДПСС

В макетах ЦВС по 1-му варианту 12-разрядный ЦАП был реализован на матрице R-2R В17НФ/Б-В. Параметры «глитчей» данного ЦАП - амплитуда A_B и длительность τ_B - измерялись с помощью осциллографа HP54622D и после нормировки в соответствии с формулами (3), (4) составили $\overline{A_B} \approx 0,1$, $\overline{\tau_B} \approx 0,01$.

В макетах ЦВС по 2-му варианту был использован 12-ти разрядный быстродействующий ЦАП DAC 5686 фирмы Texas Instruments. Данный ЦАП характеризуется достаточно высокой линейностью, малым временем установления (не более 10 нс) и низким уровнем «глитчей» [12].

Исследования спектра выходного сигнала макетов ЦВС проводились с помощью спектроанализатора Agilent 8560 ЕС с динамическим диапазоном 90 дБ.

Исследования показали, что в макетах ЦВС по 2-ому варианту декорреляция «глитчей» ЦАП не обеспечивает уменьшение ДПСС. Однако в макетах ЦВС по 1-ому варианту (ЦАП В17 НФ/Б-В) выигрыш в ослаблении ДПСС при использовании двух ЦАП составил в верхней части диапазона синтезируемых частот ~ 8 дБ

Таким образом, можно констатировать, что современные зарубежные интегральные технологии построения быстродействующих «безглитчевых» ЦАП, номенклатура которых на рынке коммуникационных систем достаточно разнообразна [12, 13], позволили снять с повестки дня вопрос о влиянии «глитчей» ЦАП на чистоту спектра выходных колебаний ЦВС. Это позволяет инженерам разработчикам ЦВС пользоваться в своей практической деятельности для оценки уровней ДПСС в спектре выходного сигнала синтезатора ЦВС графиками (рис.3), приведенными в работе [5].

Вместе с тем необходимо отметить, что при проектировании интегральных ЦВС для реализации в виде заказных БИС частного применения предложенный метод декорреляции «глитчей» для уменьшения ДПСС в выходном сигнале ЦВС может найти должное применение, поскольку позволяет за счет снижения требований к «скоростным» харак-

теристикам ЦАП существенно упростить их техническую реализацию на ЧИПе в виде простейшей матрицы R-2R.

Библиографический список

1. Cooper H. Why complicate frequency Synthesis // Electronic Design – 1974. - Vol. 22 - №15 - P. 80-84.
2. Пестряков А.В., Сердюков П.Н. Синтезаторы частот для портативной радиоаппаратуры // Специальная техника. – 2000. - №3 - С.45-51.
3. Станков В. С., Измайлова Я. А. Методы построения высокоэффективных структур вычислительных синтезаторов // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. – 2007. - Выпуск 1,2 - С.13-17
4. Шишов С. Я., Ямпурин Н. П. Исследование спектральных характеристик многоуровневых цифровых вычислительных синтезаторов // Изв. вузов МВ и ССО СССР – Радиоэлектроника. - 1984. - т. 27 - № 10 - С. 66-68.
5. Henry T. Nichalas and Henry Samuetti Analysis of the Output Spectrum of Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence of Phaseaccumula for Truncation // 4/St Annal Frequency Control - 1987.
6. Ямпурин Н. П., Болезнев В. В., Сафонова Е. В., Жалнин Е. Б. Формирование прецизионных сигналов // Учеб. пособие, НГТУ - Нижний Новгород. - 2003. - С. 58-67.
7. Гнатек Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналогоцифровым преобразователям // М.: Радио и связь. – 1982. - С. 255-259.
8. Кочемасов В. Н., Фадеев А. Н., Раков И. А. Цифровые вычислительные синтезаторы частот и сигналов // Устройства формирования радиосигналов с прецизионными свойствами: Сб. науч. Трудов. - №200 - М.: Моск. энерг. ин-т. - 1989. - С. 130-131.
9. Харкевич А. А. Теоретические основы радиосвязи // Государственное издательство технико-теоретической литературы. - М. – 1957. - С. 119-135.
10. Богатырев Ю. К., Станков В. С. Вариационные методы построения высокоэффективных систем вычислительного синтеза частот // ISSN 0021-3470 – Радиоэлектро-

ника. – 2002. - №4 - С. 18-24.

11. Станков В. С., Брагина Я. А. Проектирование преобразователей «фаза-синус» для интегральных вычислительных синтезаторов частот // Проектирование и технология электронных средств. - 2006. - № 4 – С. 26-31.

12. Киросир Д. АЦП и ЦАП фирмы ТехаS INSTRUMENTS // Электронные компоненты. - 2006. - №4 - С.85-90.

13. Каталог фирмы Analog Devices. One Techvology Way P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106 U.S.A. CD-DES-REF-2004.

References

1. Cooper H. Why complicate frequency Synthesis // Electronic Design – 1974. - Vol. 22 - №15 - P. 80-84.

2. Pestryakov A.V., Serdyukov P.N. Synthesizers of frequencies for the portable radio equipment // The Special technique – 2000. - №3 - P.45-51

3. Stankov V.S., Izmaylova J.A. Methods of construction of high-performance structures of calculable synthesizers // System and communication, television and broadcast mean – 2007. - P.13-17

4. Shishov S.J., Jampurin N.P. Research of spectral descriptions of multilevel direct digital synthesizers // Izv. institutes of higher of MV and SSO of the USSR – Radio electronics - 1984. – Volume 27 -№10 - P.66-68.

5. Henry T. Nichalas and Henry Samuetti Analysis of the Output Spectrum of Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence of

Phaseaccumula for Truncation // 4/St Annal Frequency Control - 1987.

6. Jampurin N.P., Boleznev V.V., Safonova E.V., Zhalnin E.B. Creation of precision signals // Manual Studies, NSTU - Nizhni Novgorod - 2003. - With. 58-67.

7. Gnatek J.R. The reference book on digital-analogue and analog-digital to converters// M: Radio and link – 1982. - P. 255-259.

8. Kochemasov V. N, Fadeev I.A, Rakov A.N. Direct digital synthesizers of frequencies and signals // Devices of creation of radio signals with precision properties: The collection of scientific frequencies - №200 Mosk. energ. in-t. - 1989. - P. 130-131.

9. Kharkevich A.A. Theoretical bases of radio communication // The State publishing house of tekhniko- theoretical t literature is M. – 1957. - P. 119-135.

10. Bogatyrev J.K. The Variation methods of construction of high-performance systems of digital synthesis of frequencies of// ISSN 0021-3470 – Radio electronics – 2002. - №4 - P. 18-24.

11. Stankov V.S., Bragin J.A. Planning of transformers”phase-sine” for integral digital synthesizers of frequencies // Planning and technology of electronic facilities - 2006. - 4 – P. 26-31.

12. Kirosir D. ADT and DAT of firm ТехаS INSTRUMENTS // Electronic components - 2006. - 4 - P. 85-90.

13. Catalogue Analog Devices. One Techvology Way P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106 U.S.A. CD-DES-REF-2004.

IMPULSE NOISE OF DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS AND ITS INFLUENCE ON THE PURITY OF THE SPECTRUM OF DIGITAL SYNTHESIZERS

© 2009 Ya. A. Izmaylova

Federal State Unitary Enterprise Science-and-Production Enterprise “Polyot”, Nizhny Novgorod

The paper presents the analysis of the influence of impulse noise (“glitches”) of digital-to-analog converters on the purity of the spectrum of output oscillations of digital synthesizers. A decorrelation method of reducing the influence of “glitches” of digital-to-analog converters on the level of discrete side components in the spectrum of the output signal of the converter is proposed. The method is based on randomization and does not result in the loss of synthesizer speed. It is shown that the method proposed can find application when designing integral digital synthesizers.

Digital synthesizer, “glitch”, communication equipment, discrete side spectral components, function generator, large integrated circuits, word length, clock frequency.

Информация об авторе

Измайлова Яна Алексеевна, аспирант, старший научный сотрудник ФГУП «НПП «ПОЛЕТ». Область научных интересов: цифровые вычислительные синтезаторы частот, улучшение качественных характеристик ЦВС, новые структуры ЦВС. E-mail: janabrag@mail.ru.

Izmaylova, Yana Alexeyevna, post-graduate student, senior research worker of Federal State Unitary Enterprise Science-and-Production Enterprise “Polyot”. Area of research: digital frequency synthesizers, improvement of quality characteristics of digital synthesizers, new structures of digital synthesizers. E-mail: janabrag@mail.ru.