

О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ, А.В. СЛАВІНСЬКИЙ
Хмельницький національний університет

МЕТОД ПОКРАЩЕННЯ СПЕКТРУ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРІВ ПРЯМОГО СИНТЕЗУ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ МОДИФІКОВАНОГО ФАЗОВОГО АКУМУЛЯТОРА

Розглянуто метод покращення вихідного спектру сигналів цифрових синтезаторів частоти шляхом застосування модифікованого фазового акумулятора, за допомогою якого досягається зменшення періодичної складової у вихідному спектрі прямого цифрового синтезу. Встановлено, проблему виникнення спектральних складових у цифрових синтезаторах частоти. Запропоновано метод боротьби з шумами відсікання фазового слова фазового акумулятора, шуми вихідного сигналу подавляються за допомогою генератора псевдовипадкових послідовностей. Застосування запропонованого модифікованого фазового акумулятора значно знижує рівень фазових шумів.

Ключові слова: модифікований фазовий акумулятор, цифровий синтезатор частоти DDS, прямий цифровий синтез частоти ПЦСЧ, шуми фазового акумулятора.

O.I. POLIKAROVSKYKH, A.V. SLAVINSKIY
Khmelnyskyi National University

METHOD FOR IMPROVING THE OUTPUT SPECTRE FOR SIGNALS OF DIRECT DIGITAL SYNTHESIZERS BY USING THE MODIFIED PHASE ACCUMULATOR

The main advantages of digital frequency synthesizers, among which are high resolution in frequency and phase, are considered, the extreme fast transition to another frequency or phase. The basic methods of controlling phase and amplitude disturbances in DDS, among which the randomization of output signals, are in the control of the younger grades of pseudorandom sequences, are established. The main sources of noise in digital computers synthesizers were discussed. The proposed structure of the mathematical model to calculate the power spectral density of phase noise, which will allow to analyze noise characteristics as the existing synthesizers and give to predict these characteristics developed in synthesizers. The problem of phase accumulators and the way of suppressing it are established. The method of improving the output signals of digital frequency synthesizers, and significantly reduces the phase noise level. The noise suppression solution that occurs after the operation of rejecting the LSB in a phase accumulator is found. This solution simplifies the implementation of the ROM for digital frequency synthesizers and reduces the power consumption of such ROMs.

Key words: modified phase accumulator, digital frequency synthesizer DDS, direct digital synthesis of frequency, phase of accumulator noise.

Вступ

Прямі цифрові синтезатори частоти (DDS – Direct Digital Synthesizer) відіграють важливу роль в сучасних цифрових комунікаціях. Прямий цифровий синтез - відносно новий метод синтезу частоти, що з'явився на початку 70-х років минулого століття. Всі описані методи синтезу доступні розробникам вже десятиліття, але тільки останнім часом DDS приділяється пильна увага. Поява дешевих мікросхем з DDS і зручних засобів розробки робить їх сьогодні привабливими для різних сфер застосування [1].

DDS унікальні своєю цифровою визначеністю - генерований ними сигнал синтезується з властивою цифровим системам точністю. Частота, амплітуда і фаза сигналу в будь-який момент часу точно відомі і підконтрольні. DDS практично не схильні до температурного дрейфу і старіння. Єдиним елементом, який володіє властивою аналоговим схемам нестабільністю, є ЦАП. Високі технічні характеристики стали причиною того, що останнім часом DDS витісняють звичайні аналогові синтезатори частот. Виділимо основні переваги цифрових синтезаторів:

- висока роздільна здатність по частоті і фазі, управління якими здійснюється в цифровому вигляді;
- швидкий перехід до іншої частоти (або фази), перебудова за частотою без розриву фази, без викидів і інших аномалій, пов'язаних з часом встановлення;
- архітектура, заснована на DDS, зважаючи на дуже малий крок перебудови по частоті, виключає необхідність застосування точного підстроювання опорної частоти, а також забезпечує можливість параметричної температурної компенсації [2].

Проте існує ряд проблем, які притаманні цифровим синтезаторам частоти прямого цифрового синтезу. Серед проблем можна виділити високе енергоспоживання фазових акумуляторів частоти, блоків ЦАП і ПЗП, а також не можна не згадати проблему шумів, які виникають на всіх етапах синтезу частоти. Одним з основних функціональних блоків синтезатора є фазовий акумулятор. Однією з проблем такого акумулятора є операція відсікання молодших біт, та подавлення шумів які виникають внаслідок цього. Отже необхідно шукати рішення яке продавило б шуми які виникають та спростило реалізацію ПЗП для цифрових синтезаторів частоти прямого методу синтезу.

Пропонований метод

Розглянемо джерела шумів які впливають на роботу цифрового синтезатора частоти (рис. 1). В цифрових синтезаторах частоти (ЦСЧ) існують свої шуми, які притаманні тільки їм. Як правило, в цифрових синтезаторах виділяють шість джерел шуму, що символічно зображені на (рис. 1). Цими джерелами є: e_p – операція відсікання адреси перед перетворювачем фаза-амплітуда (постійна пам'ять із записом відліків функції синуса), $e_{смис}$ – спотворення від стиснення синусоїдальної функції у постійній пам'яті, e_A – точність збереження амплітуди функції синуса, що зберігається у постійному запам'ятовуючому пристрої, n_{clk} – фазовий шум тактової частоти, Δf – похибка встановлення частоти.

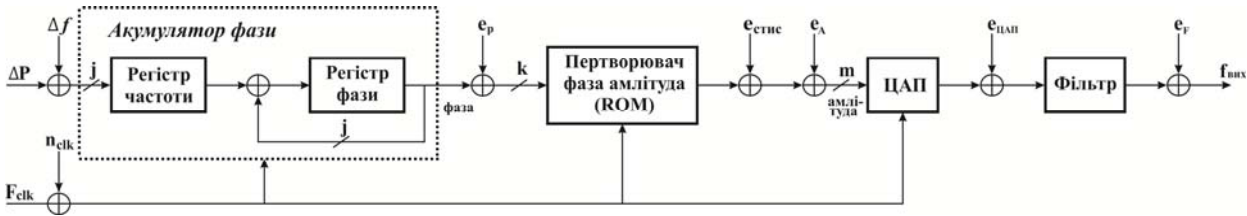


Рис. 1. Структурна схема DDS з джерелами виникнення шумів

Основним джерелом похибок синтезу є ефект виникнення спотворення синтезованого сигналу в процесі відкидання молодших розрядів регістру фази, тобто перетворення j -розрядного слова у k -розрядне.

Методи зниження рівня фазових шумів в основному зводяться до оптимізації шумових характеристик окремих вузлів і проектуванню системи, в якій синтез частоти супроводжується найменшим зростанням рівня шумів.

В основі пропонованого методу лежить принцип, згідно з яким, до фазової адреси додається рівномірно розподілена випадкова величина $z_p(n)$ (джерело цифрового згладжування 1 на рис. 2). В такому випадку, цифрова послідовність ЦСЧ:

$$x(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^j} [P(n) + \varepsilon(n)]\right), \tag{1}$$

де $P(n)$ – значення фазового регістру. Сумарний адитивний фазовий шум:

$$\varepsilon(n) = e_\phi(n) + z_p(n), \tag{2}$$

де помилка фазового відсікання змінюється періодично як

$$e_\phi(n) = [P(n)] \bmod 2^{j-k}, \tag{3}$$

коли найбільший спільний дільник (НСД), $\text{НСД}(\Delta P, 2^{j-k}) < 2^{j-k}$, а період помилки фазового відсікання M знаходиться як:

$$M = \frac{2^{j-k}}{\text{НСД}(\Delta P, 2^{j-k})}. \tag{4}$$

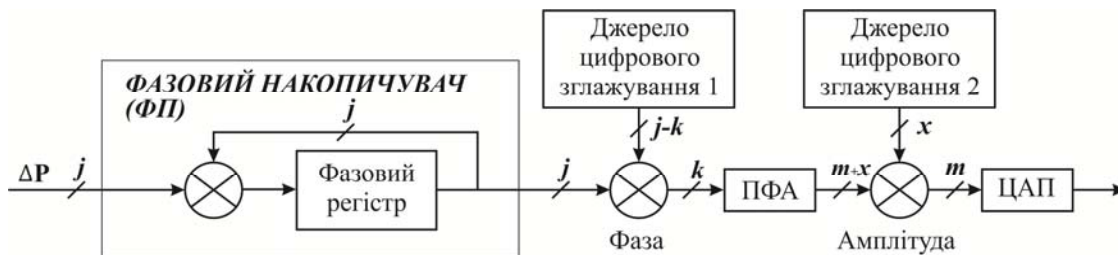


Рис. 2. Структурна схема роботи ЦСЧ з джерелами цифрових згладжувань

Використаємо наближення малого кута

$$x(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^j} P(n)\right) + \frac{2\pi}{2^j} \varepsilon(n) \cos\left(\frac{2\pi}{2^j} P(n)\right) + O\{[\max(\varepsilon(n))]^2\}, \tag{5}$$

де $\max(\varepsilon(n)) = 2^{-k}$. Число біт k повинне бути достатньо великим, щоб задовольнити вимогу малого кута, як правило, $k \geq 4$.

Сумарний флуктуаційний шум фази буде пропорціональний $\varepsilon_\phi(n)$ якщо випадкове значення $z_p(n)$ додається до фазової адреси перед відсіканням до k біт, як зображено на (рис. 3).

Рівномірно розподілена випадкова величина $z_p(n)$ змінюється в діапазоні $[0; 2^{j-k}]$. Якщо $z_p(n)$ менше ніж $2^{j-k} - e_\phi(n)$, то $e_\phi(n) + z_p(n)$ буде відсікатись до 0. Сумарний шум відсікання фази:

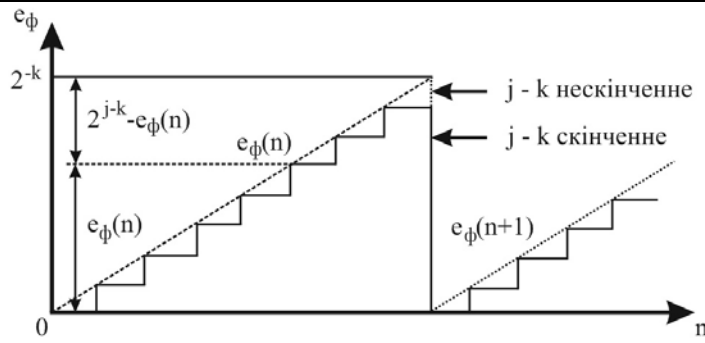


Рис. 3. Додавання біт фази

$$\varepsilon_{\phi}(n) = -e_{\phi}(n), \tag{6}$$

причому імовірність його появи складає

$$\frac{2^{j-k} - e_{\phi}(n)}{2^{j-k}}, \tag{7}$$

тому що є $(2^{j-k} - e_{\phi}(n))$ значень $z_p(n)$ менших, ніж $(2^{j-k} - e_{\phi}(n))$, а всього 2^{j-k} значень $z_p(n)$. Якщо $z_p(n)$ рівна або більша $2^{j-k} - e_{\phi}(n)$, то $e_{\phi}(n) + z_p(n)$ буде відсікатись до 2^{j-k} . Сумарний шум відсікання фази буде складати:

$$\varepsilon_{\phi}(n) = 2^{j-k} - e_{\phi}(n), \tag{8}$$

з імовірністю появи:

$$\frac{e_{\phi}(n)}{2^{j-k}}, \tag{9}$$

тому що є $e_{\phi}(n)$ значень $z_p(n)$ рівних або більше $2^{j-k} - e_{\phi}(n)$.

Сумарне значення шуму відсікання фази по n відлікам дорівнює нулеві:

$$E\{\varepsilon(n)\} = -e_{\phi}(n) \frac{2^{j-k} - e_{\phi}(n)}{2^{j-k}} + (2^{j-k} - e_{\phi}(n)) \cdot \frac{e_{\phi}(n)}{2^{j-k}} = 0 \tag{10}$$

Дисперсія повного шуму відсікання фази:

$$\begin{aligned} E\{\varepsilon^2(n)\} &= e_{\phi}^2(n) \frac{2^{j-k} - e_{\phi}(n)}{2^{j-k}} + (2^{j-k} - e_{\phi}(n))^2 \cdot \frac{e_{\phi}(n)}{2^{j-k}} = \\ &= 2^{j-k} e_{\phi}(n) - e_{\phi}^2(n) = 2^{2(j-k)} \left[\frac{e_{\phi}(n)}{2^{j-k}} - \left(\frac{e_{\phi}(n)}{2^{j-k}} \right)^2 \right]. \end{aligned} \tag{11}$$

В залежності від періоду фазової помилки M середнє значення другого моменту (потужність повного шуму відсікання біт) досягає двох границь. В першому випадку НСД $(\Delta P, 2^{j-k}) = 2^{j-k-1}$, а $M = 2$, і середнє значення послідовності (11) досягає мінімального значення, відмінного від нуля. Послідовність помилок шуму відсікання фази в відповідності до (3) є $0, 2^{j-k-1}, 0, 2^{j-k-1}, 0, 2^{j-k-1}, \dots$. Тоді послідовність (11) має вигляд:

$$E\{\varepsilon^2(n)\} = 0 + \frac{2^{2(j-k)}}{4} + 0 + \frac{2^{2(j-k)}}{4} + 0 + \frac{2^{2(j-k)}}{4} + \dots \tag{12}$$

Середнє значення цієї послідовності:

$$Avg(E\{\varepsilon^2\}) = \frac{2^{2(j-k)}}{8}. \tag{13}$$

В другому випадку НСД $(\Delta P, 2^{j-k}) = 1$, а $M = 2^{j-k}$ і середнє значення послідовності (11) досягає максимального значення. В цьому випадку послідовність помилок відсікання фази приймає всі можливі помилкові значення $([0, 2^{j-k}])$ перед будь-яким повторенням. Тоді середнє значення послідовності (11) складе

$$Avg(E\{\varepsilon^2\}) = \frac{2^{2(j-k)}}{6}, \tag{14}$$

де $j \gg k$.

Інформація про розташування і рівні побічних складових, а також про потужність шуму в спектрі $x(n)$ виходить на основі функції автокореляції (АКФ):

$$E\{x(n)x(n+m)\} = \sin\left(\frac{2\pi}{2^j}P(n)\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^j}P(n+m)\right) + \frac{4\pi}{2^{2j}}\cos\left(\frac{2\pi}{2^j}P(n)\right)\cos\left(\frac{2\pi}{2^j}P(n+m)\right)E\{\varepsilon(n)\varepsilon(n+m)\} + O(2^{-4k}). \quad (15)$$

Середнє значення АКФ знаходиться розподілений у часі і знаходиться як:

$$\bar{R}_{xx}[m] \approx \frac{1}{2} \left[1 + \frac{4\pi^2}{2^{2j}} \bar{R}_{ee}[m] \right] \cos\left(\frac{2\pi}{2^j}P(m)\right), \quad (16)$$

де $\bar{R}_{ee}[m] = \text{Avg}_n(E\{\varepsilon(n)\varepsilon(n+m)\})$ – розподілена в часі автокореляційна функція повного квантового шуму.

Слід пам'ятати, що для будь-якого фіксованого часу n розподілення імовірності $\varepsilon(n)$ і функція $p(n)$ повністю знаходиться сигналом збурення $z(n)$. Якщо $z(n)$ і $z(n+m)$ незалежні випадкові змінні з затримкою m , відмінного від нуля то $\varepsilon(n)$ і $\varepsilon(n+m)$ так само не залежні для $m \neq 0$ і, відповідно, $\varepsilon(n)$ представляється спектральним білим шумом. В цьому випадку автокореляційна функція буде дорівнювати:

$$\bar{R}_{xx}[m] \approx \frac{1}{2} \left[1 + \frac{4\pi^2}{2^{2j}} \text{Avg}(\varepsilon^2)\delta(m) \right] \cos\left(\frac{2\pi}{2^j}P(m)\right), \quad (17)$$

де $\delta(m)$ – дельта-функція Кронекера ($\delta(0) = 1, \delta(m) = 0$, при $m \neq 0$) (18).

Відношення сигнал/шум (ВСШ) отримаємо з (7) при $m = 0$:

$$S/N = \frac{1}{\frac{4\pi^2}{2^{2j}} \text{Avg}(E\{\varepsilon^2\})}. \quad (19)$$

Верхня межа ВСШ в відповідності до (13):

$$S/N = 10 \log_{10} \left(\frac{2}{\pi^2 2^{-2k}} \right) \approx (6.02k - 6.93) \text{дБ}. \quad (20)$$

Нижня межа ВСШ в відповідності до (14):

$$S/N = 10 \log_{10} \left(\frac{6}{\pi^2 2^{-2k}} \right) \approx (6.02k - 8.18) \text{дБ}. \quad (21)$$

Синусоїда генерується як реальний сигнал, так щоб його потужність була однаково розподілена між негативними та позитивними компонентами частоти. Потужність повного шуму розділяється на S побічних складових, де S – число відліків, причому період джерела збурення більше S . Звідси верхня межа відношення потужностей корисної гармоніки до спектральної густини потужності шуму:

$$S/N = (6.02k - 9.94 + 10 \log_{10} S) \text{дБн}, \quad (22)$$

досягається, коли НСД ($\Delta P, 2^{j-k} = 2^{j-k-1}$). Нижня межа:

$$S/N = (6.02k - 11.19 + 10 \log_{10} S) \text{дБн}, \quad (23)$$

досягається, коли $j \gg k$ і НСД ($\Delta P, 2^{j-k} = 1$) [4].

Аналіз гіршого випадку впливу другого порядку був представлений в [2]. Фазове згладжування забезпечує перехід від нормального подавлення побічних складових $6 \text{дБ}/\text{bit}$ до $12 \text{дБ}/\text{bit}$. Розмір ПЗП ($2^k m$) зв'язаний експоненційно з числом розрядів фази, при технічній реалізації суттєво знижується розмір ПЗП. Недоліком фазового згладжування є високий рівень шумів. Проте потужність шуму рівномірно розподіляється в смузі вибірки, тому ВСШ буде зростати з збільшенням числа відліків в (22) і (23). При фазовому згладжуванні необхідний генератор шуму і змішувач, які роблять схему більш складною. Переповнення фазового адресу внаслідок згладжування не створює проблем, тому що фазовий накопичувач працює за принципом переповнення.

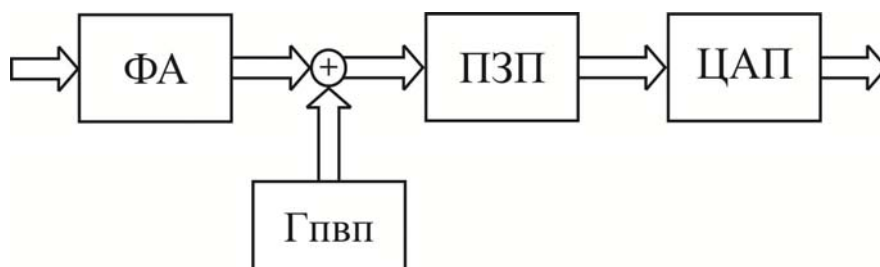


Рис. 4. Структурна схема методу згладжування фазових шумів додаванням ПВП

З регістру фази виходить 24 бітне значення (рис. 4), яке в ПЗП має мати $2^{24} = 16777216$ відліків, для високошвидкісних ПЗП це складно реалізувати [5]. Тому в фазовому акумуляторі відбувається відсікання молодших біт (LSB), з 24 біт залишається лише 8 старших біт (MSB) які подаються на вхід ПЗП. З восьми старших біт у два молодших розряди подаються сигнали з генератора псевдовипадкових послідовностей (ГПВП). Додавання псевдовипадкової послідовності дозволяє значно знизити рівень фазових шумів. Після відсікання молодших біт в ПЗП залишається не 24 біти, а лише 8 старших біт $2^8 = 254$. ПЗП з розрядністю 2^8 значно легше та дешевше реалізувати.

Висновки

Розглянуто метод покращення вихідних сигналів цифрових синтезаторів прямого синтезу шляхом застосування модифікованого фазового акумулятора. Виконано математичний аналіз функціонування модернізованого фазового акумулятора. Розглянуто основні джерела шумів, що виникають у таких синтезаторах. Запропоновані математичні моделі для обрахунку спектральної густини потужності фазових шумів, що дають можливість аналізувати шумові характеристики, як існуючих синтезаторів, так і можливість прогнозувати такі характеристики у розроблюваних синтезаторах. Встановлено, проблему спектральних складових у цифрових синтезаторах частоти, в фазовому акумуляторі, шуми якої подавляються за допомогою генератора псевдовипадкових послідовностей. Застосування запропонованого модифікованого фазового акумулятора спрощує реалізацію цифрових синтезаторів частоти, та значно знижує рівень фазових шумів. Знайдено рішення подавлення шумів, які виникають після операції відкидання молодших біт в фазовому акумуляторі. За допомогою цього рішення спрощується реалізація ПЗП для цифрових синтезаторів частоти та зменшується енергоспоживання таких ПЗП.

Література

1. Манасевич В. В. Синтезатори частот. Теорія і проектування / Манасевич В. В. ; [пер. з англ. А. С. Галина]. – М. : Зв'язок, 1979.
2. Полікарівських О.І. Джерела шумів та методи зменшення їх періодичної складової / О.І. Полікарівських // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – № 2. – С. 28.
3. Ридико Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л. Ридико / Компоненты и технологии. – 2001. – № 7. – С. 1–5.
4. Ромашова Л.В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот / Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов / Проектирование и технология электронных средств. – 2010. – № 1.
5. Ямпурин Н. П. Формування прецизійних частот і сигналів : навчальний посібник / Н. П. Ямпурин, В. В. Болоснев, Е. В. Сафонова, Е. Б. Жалнін. – Нижній Новгород., 2003. – 187 с.

References

1. Manassevich V.V. Synthesizers of frequencies. Theory and design: Per. from the English A.S. Galina. - Moscow: Connectivity, 1979.
2. Polikarovskiy O.I. Sources of noise and methods of reducing their periodic component. / Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh, 2012. № 2, S. 28.
3. Ridiko L. DDS: Direct Digital Frequency Synthesis [Text] / L. Ridiko / Components and Technologies. - 2001.
4. Romashova L.V. Simulation of spectral characteristics of digital computing frequency synthesizers / L.V. Romashova, A.V. Romashov / Design and technology of electronic media. - 2010. - №1.
5. Yampurin N.P. Formation of precision frequencies and signals: Textbook / N.P. Yampurin, V.V. Bolosev, E.V. Safonova, E. B. Zhalnin; Nizhny Novgorod state Those. Nizhny Novgorod, 2003, 187 p.

Рецензія/Peer review : 24.10.2018 р.

Надрукована/Printed : 22.11.2018 р.
Рецензент: д.т.н., проф. Підченко С.К.