

**МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ СПЕКТРАЛЬНИХ
ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРІВ DDS**

Розглянуто методи підвищення якості спектральних характеристик прямих цифрових синтезаторів частоти – DDS. Виконано аналіз виникнення шумів у синтезаторах цього типу. Розглянуто методи для зменшення спектральної густини потужності фазового шуму вихідного спектру прямого цифрового синтезу. Застосування запропонованих методів зменшення спектральної густини потужності фазового шуму дозволить використовувати синтезатори DDS типу у більш широкому спектрі застосувань і з підвищеними вимогами до рівнів фазових шумів.

Ключові слова: АЦП, ЦАП, прямиий синтезатор частоти.

I. V. HULA, L. V. KARPOVA, L. O. KOVTUN, O. I. POLIKAROVSKYKH
Khmelnitsky National University

**METHODS OF THE QUALITY INCREASING OF SPECTRAL CHARACTERISTICS
IN DIRECT DIGITAL SYNTHESIZER**

Methods of improving the quality of the spectral characteristics of direct digital synthesizers - DDS are considered. An analysis of the noise in the synthesizers of this type is performed. Principles of the organization of direct digital synthesizers of frequency are considered. The main sources of errors occurring in such synthesizers are analyzed. A mathematical analysis of the functioning of the main elements of such a synthesizer in terms of minimization of phase noise is performed. The methods for reducing the spectral density of the phase noise power of the output spectrum of direct digital synthesis are considered. Generalized application of various methods for reduction of the general level of amplitude and phase noise, and absolute levels of side components of the main synthesized signal. Therefore, the application of these methods and structures of digital synthesizers of direct synthesis of DDS on their basis greatly improves the noise characteristics of synthesizers, but complicates their internal structure. The proposed methods and structures of DDS synthesizers can be used in equipment, which are advanced by requirements of high precision of frequency synthesis with the simultaneous provision of spectral purity of the synthesized signal.

Keywords: ADC, DAC, Direct Digital Synthesizer (DDS).

Вступ

В апаратурі зв'язку синтезатори частоти, будучи центральним елементом системи налаштування, визначають її основні технічні характеристики. Як за технічними, так і економічними показниками синтезатор DDS (Direct Digital Synthesizer) задовольняє більшості вимог, які висувуються до синтезаторів частоти, забезпечуючи високу ступінь інтеграції, можливість програмного управління і малі габарити [1]. Параметри таких синтезаторів практично не залежать від температури і старіння елементів. Єдиним елементом, який відрізняється характерною для аналогових схем нестабільністю, є цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Завдяки відмінним технічним характеристикам і високій швидкості перестройки частоти і фази синтезатори DDS поступово витісняють синтезатори, побудовані на основі системи ФАПЧ. Основні переваги синтезаторів DDS це:

- висока роздільна здатність за частотою та фазою;
- швидке переналаштування частоти (або фази);
- переналаштування за частотою без розриву фази і без викидів напруги на виході синтезатора.

Роздільна здатність за частотою може досягати тисячних часток Герца для вихідної частоти до декількох десятків мегагерц, що практично не можна досягти при використанні інших методів синтезу. Іншою характерною особливістю синтезаторів DDS є висока швидкість переналаштування на іншу частоту, яка визначається тільки швидкістю роботи цифрового інтерфейсу і цифрових схем, що входять до складу синтезатора. Третьою особливістю синтезаторів DDS є можливість формування модульованих сигналів безпосередньо в процесі синтезу [2].

Однак дискретизація і цифро-аналогове перетворення, яким піддається сигнал в синтезаторах DDS, накладають і певні обмеження:

- максимальна вихідна частота не може бути вище половини тактової (на практиці вона ще менше), але завдяки впровадженню нових технологій тактова частота постійно зростає;
- окремі побічні складові в спектрі сигналу на виході синтезатора DDS можуть бути значно більші, ніж в синтезаторах, побудованих на основі системи ФАПЧ, тому що спектральна чистота вихідного сигналу синтезатора DDS залежить від характеристик ЦАП;
- споживана синтезатором DDS потужність практично прямо пропорційна тактовій частоті і може досягати одиниць Ват для високочастотних синтезаторів, тому при високих тактових частотах такі синтезатори можуть виявитися непридатними для пристроїв з батарейним живленням.

Сучасна технологія виготовлення DDS дозволяє створювати інтегральні мікросхеми з 48-розрядним представленням значень накопичувального суматора. А наявність помилок в вигляді амплітудного і фазового шуму примушує шукати нові технічні рішення для побудови пристроїв компенсації помилок різної природи.

Огляд методів підвищення якості спектральних характеристик високошвидкісних обчислювальних синтезаторів частоти DDS

Обчислювальним синтезаторам притаманна операція квантування відліків фази та амплітуди синтезованих сигналів, що приводить до появи у вихідному спектрі бічних складових квазивипадкового характеру. Їх суму у деякому діапазоні частот зазвичай називають шумом квантування. Відповідно говорять про рівень шумових бічних складових або про рівень шуму квантування. Фазовий шум, що виникає у процесі квантування фази визначається за формулою [3]:

$$D_{\phi} = 20 \lg \left[\frac{\pi}{2^{q+1} \sqrt{12}} \right], \quad (1)$$

де q – число відліків квантування фази на чверть періоду гармонійного сигналу. Квантування за рівнями в перетворювачі фаза-амплітуда створює амплітудний шум

$$D_a = 20 \lg \left[\frac{1}{\sqrt{6(2^n - 1)}} \right], \quad (2)$$

де n – кількість вихідних розрядів відліків перетворювача фаза-амплітуда на чверть періоду синусоїдального сигналу або розрядність ЦАП без врахування розрядів керування сегментами. Теоретично, за рівності розрядності накопичувального суматора, модуля пам'яті і ЦАП, відношення сигнал/шум на виході DDS може складати більше 190 дБ [1]. Проте, на жаль, технологія виготовлення великих інтегральних схем не дозволяє досягти такого значення розрядності перетворювача фаза-амплітуда і ЦАП. Як правило, у реальних синтезаторах використовується накопичувальний суматор із розрядністю 32 біта, розрядністю пам'яті 12–16 біт, розрядність шини даних 8–16 одиниць. Це призводить до виникнення помилок у вигляді амплітудного і фазового шуму, що потребує пошуку нові технічні рішення для побудови пристроїв компенсації різного роду помилок.

В [3] показано, що в більшості сучасних DDS використовується достатньо висока на даному етапі розвитку мікроелектроніки розрядність ЦАП, яка складає 10–16 розрядів. Це забезпечує рівень вищих гармонік у вихідному сигналі не більше - (20...15 дБ). При цьому також знижується рівень дискретних компонентів спектру поблизу носійної, що проявляється у випадку нецілого числа. Також вказані деякі способи корекції такого роду складових:

1. Спеціальний вибір кроку дискретизації за рівнями.
2. Індивідуальна калібровка і вирівнювання рівнів спрацювання ключів у ЦАП і якості перехідних процесів.
3. Використання двох чи трьох ступенів вибірок із вихідного сигналу ЦАП, що виключають вплив початкового процесу після перемикавання.
4. Використання подільників частоти з коефіцієнтом $N/(N+1)$ у складі схеми формування опорного коливання, що покращує співвідношення між вихідною і тактовими частотами для деяких несприятливих співвідношень вказаних частот.
5. Формування на вході молодшого розряду ЦАП псевдовипадкової послідовності для розширення спектру паразитних спектральних складових (ПСС).
6. Збільшення періоду повторення помилок усереднення використанням більш довгої псевдовипадкової послідовності.
7. Стохастизація (рандомізація) вихідних сигналів DDS.

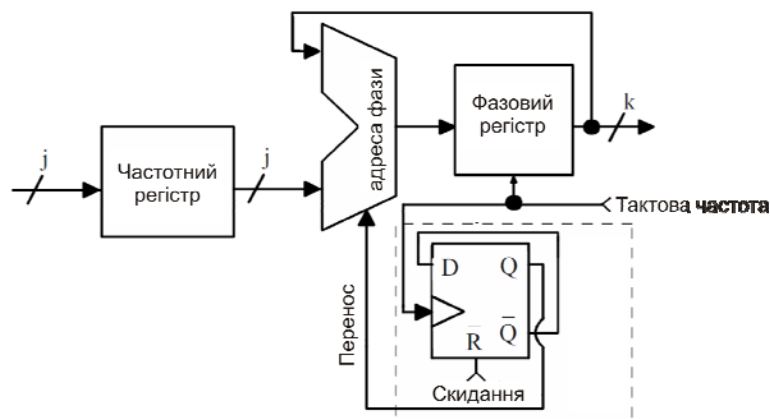


Рис. 1. Модифікований накопичувач фази Ніколаса

Перші чотири способи знижують величину похибки дискретизації, а останні три призводять до того, що спектральна густина потужності зосереджена за частотою паразитних спектральних складових

розподіляється більш рівномірно, наближається до рівня шумових складових.

Розглянемо метод зменшення рівнів бічних спектральних складових, описаний у літературі як модифікований накопичувач фази Ніколаса [1].

Алгоритм функціонування цифрового обчислювального синтезатора дозволяє розробити доволі простий спосіб зменшення рівнів бічних складових у найгіршому випадку на 4 дБ. В структуру класичного фазового акумулятора введено додатковий елемент у відповідності до рис. 1. Така структура не порушує періодичність помилки послідовностей, однак розподіляє потужність бічних складових у пікових викидах у широкій смузі спектру.

Якщо найбільший спільний дільник $НСД(\Delta P, 2^{j-k})$, де ΔP – значення у частотному регістрі, рівний 2^{j-k-1} , то потужність бічних викидів сконцентрується у одному пікові (рис. 2). Найгірший випадок відношення потужності носійної до потужності бічної складової визначається як

$$\frac{C}{S} = (6,02k - 3,992) \text{дБн}, \quad (3)$$

де k – розрядність слова вихідного сигналу фазового накопичувача, що використовується як адреса в перетворювачі фаза-амплітуда. При моделюванні з параметрами розрядність накопичувача $j=12$, $k=8$, розрядність даних на виході ПЗП $m=10$, $\Delta P=264$, відношення носійної до бічних складових складо 44,24 дБ, рис. 2.

При $НСД(\Delta P, 2^{j-k})=1$ потужність бічних викидів дробиться на велику кількість окремих «піків» рис.3. Якщо $j-k \gg 1$, то співвідношення потужності носійної до потужності бічної складової складе $C/S \approx 6,02k$ дБн. Параметри моделювання параметри ті ж самі, що на рис. 2, лише $\Delta P=265$. Співвідношення сигнал/шум складе 48,08 дБ.

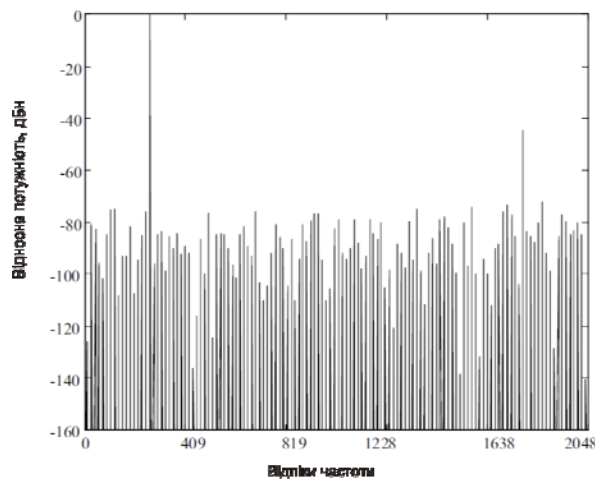


Рис. 2. Розподіл бічних складових, що виникають у процесі відсікання бітів фази класичного DDS синтезатора. При моделюванні з параметрами розрядність накопичувача $j=12$, $k=8$, розрядність даних на виході ПЗП $m=10$, $\Delta P=264$

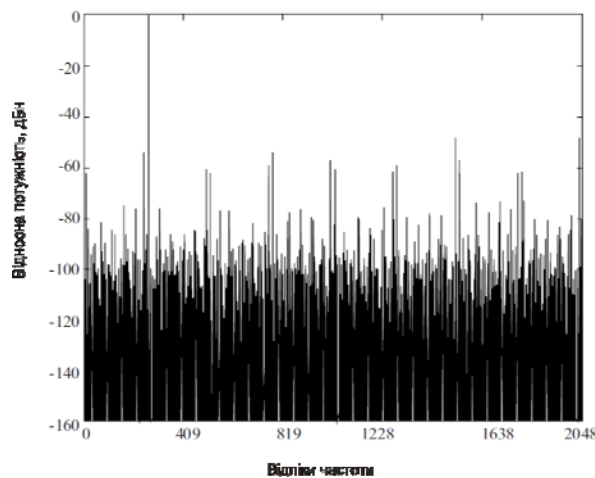


Рис. 3. Розподіл бічних складових, що виникають у процесі відсікання бітів фази класичного DDS синтезатора. При моделюванні з параметрами розрядність накопичувача $j=12$, $k=8$, розрядність даних на виході ПЗП $m=10$, $\Delta P=265$

Незручність модифікації полягає у тому, що воно вводить зміщення у частоту вихідного сигналу DDS:

$$f_{out} = \frac{f_{clk}}{2^{j+1}}, \quad (4)$$

де f_{out} – тактова частота DDS. І при цьому відстройка буде незначною, якщо частота відліків буде невисокою, а розрядність фазового акумулятора великою.

Іншим ефективним методом подавлення бічних складових у спектрі вихідного сигналу є метод псевдо шумового формування і методика рандомізації, запропонована Вітлі [1].

Пристрій, що складається з накопичувального суматора і генератора випадкових чисел – рис. 4, генерує у цифровому вигляді значення кодів фази синтезованого сигналу.

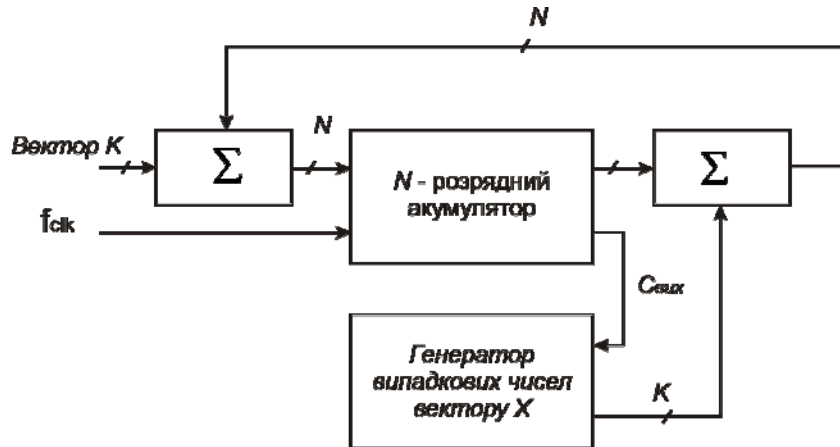


Рис. 4. Структурна схема модифікованого рандомізатора Вітлі

Під час кожного переповнення накопичувального суматора, до його вмісту додається випадкове число X , $0 < X < K-1$. У той самий час попереднє значення X віднімається. Віднімання виконується таким чином, щоб середнє значення $X(i) - X(i-1)$ перетворювалось в нуль, а середня частота вихідних коливань лишалась такою самою, якою була задана сигналом керування. У результаті під час кожного переповнення накопичувального суматора до його вмісту додається випадкове число $-(K-1)/2 < X' < (K-1)/2$. Зазвичай X формується як послідовність псевдовипадкових чисел, які широко використовуються у техніці зв'язку.

Щоб проаналізувати результат, позначимо фазову помилку, що викликана дискретністю синтезатора, як e_c , $e_c < K$. Ймовірності того, що у такті T , помилка буде e_c або $T - e_c$, рівні

$$p(e_c) = e_c / K ;$$

$$p(T - e_c) = 1 - e_c / K .$$

Середнє значення помилки затримки:

$$\tau_{cp} = \tau p(e_c) + (T - \tau) p(T - e_c) . \quad (5)$$

Таким чином, у середньому, переповнення накопичувального суматора синтезатора, що використовує схему рандомізованої модуляції фази, відбувається у ті самі моменти часу, що і у звичайному синтезаторі. Це означає, що середній період синтезованої частоти не залежить від миттєвих значень вмісту накопичувального суматора, тому вихідна частота цього синтезатора однозначно і точно визначається значенням коду частоти. При цьому важливим є той факт, що час настання переповнення суматора не залежить від початкової фазової помилки. Це означає, що навіть якщо сусідні значення фазової помилки на початковому етапі корельовані, додавання випадкової величини X не впливає на середній час переповнення накопичувального суматора і усі бічні дискретні лінії у спектрі, що виникають внаслідок когерентності похибки, ліквідовуються. Таким чином, на виході замість дискретних бокових ліній буде з'являтися неперервний шум, пов'язаний з випадковістю між моментами перемикавання накопичувального суматора. При цьому максимальний рівень бічних складових знижується.

Така процедура може перетворити усю енергію паразитного сигналу в енергію фазового шуму. Відношення спектральної густини шуму до потужності корисної гармоніки складає

$$\frac{N_0}{C} = \frac{\pi^2 f_{clk}}{f_{out}}, \quad (6)$$

де f_{clk} – тактова частота синтезатора.

Новизна процедури Вітлі полягає у її принципі; проте її важко реалізувати, особливо у високошвидкісній логіці, тому практичне значення цього методу обмежене.

Найбільшою перешкодою на шляху реалізації методу Вітлі лежить обмежена швидкодія суматорів, які використовуються як у структурі накопичувального суматора так і у колах додавання/віднімання

псевдовипадкових чисел. Реальне застосування цього методу можливе лише із застосуванням суматорів, які здатні додавати числа за один або кілька тактів. Такі суматори будуються на принципах, що закладені у математичних теоріях непозиційних систем числення [4].

Нерізнитцеве фазове згладжування. В основі методу лежить принцип, згідно якого до фазової адреси перед процедурою відсікання фази додається рівномірно розподілена випадкова величина $z_p(n)$ (рис. 5 – джерело 1). Тоді вихідна послідовність цифрового синтезатора відліку:

$$x(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^j} [P(n) + \varepsilon(n)]\right), \tag{7}$$

де $P(n)$ – значення фазового регістра.

Сумарний фазовий шум після відсікання складе

$$\varepsilon(n) = e_\phi(n) + z_p(n). \tag{8}$$

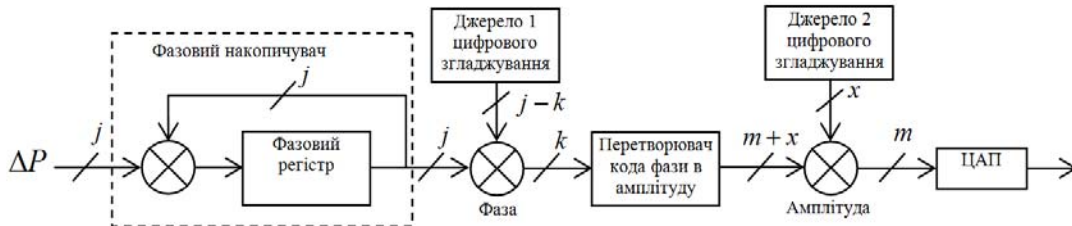


Рис. 5. Структурна схема методу нерізнитцевого фазового згладжування

Сумарний шум флуктуацій фази буде пропорційним $e_\phi(n)$ [3], якщо випадкове значення $z_p(n)$

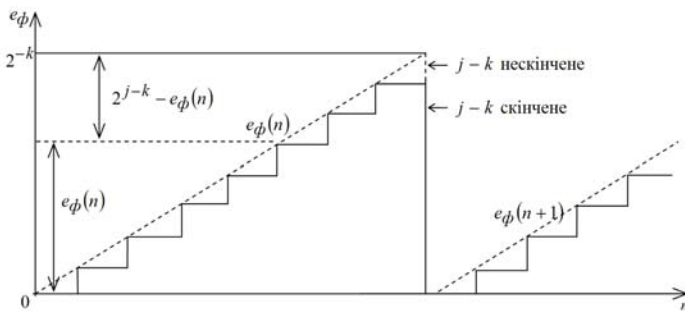
додається до фазової адреси перед відсіканням до k бітів, як показано на рис. 6.

Рівномірно розподілена величина $z_p(n)$ змінюється у 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 відсічений фазовий шум

$$\varepsilon(n) = -e_\phi(n).$$

Середнє значення сумарного



відсіченого фазового шуму до n відлікам рівне 0:

Рис. 6. Графік помилки відсікання фази

$$E(\varepsilon(n)) = -e_\phi(n) \frac{2^{j-k} - e_\phi(n)}{2^{j-k}} + (2^{j-k} - e_\phi(n)) \frac{e_\phi(n)}{2^{j-k}}.$$

Дисперсія повного відсіченого фазового шуму:

$$E(\varepsilon^2(n)) = -e_\phi^2(n) \frac{2^{j-k} - e_\phi(n)}{2^{j-k}} + (2^{j-k} - e_\phi(n))^2 \frac{e_\phi(n)}{2^{j-k}} = 2^{j-k} e_\phi(n) - e_\phi^2(n) = 2^{2(j-k)} \left[\frac{e_\phi(n)}{2^{j-k}} - \left(\frac{e_\phi(n)}{2^{j-k}} \right)^2 \right]$$

Інформація про розташування та рівень бічних складових, а також про потужність шуму в спектрі $x(n)$ отримується на основі функції автокореляції

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

Середнє значення автокореляційної функції визначається усередненням по часу:

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

де $\bar{R}_{ee}[m] = \text{Avg}_n (E\{\varepsilon(n)\varepsilon(n+m)\})$ – усереднена часова автокореляційна функція повного квантованого шуму. Слід пам'ятати, що для будь-якого фіксованого часу n розподіл ймовірностей $\varepsilon(n)$ і функція $p(n)$ повністю визначаються збуджуючим сигналом $z(n)$.

Відношення сигнал/шум ВСШ при $m = 0$ дорівнює:

$$C/N = \frac{1}{(4\pi^2/2^{2j})(E\{\varepsilon^2\})}.$$

Синусоїда генерується як реальний сигнал так, щоб його потужність була однаково розподілена між від'ємними та додатними компонентами частоти. Потужність повного шуму розділяється на S бічних складових, де S – кількість відліків, причому період джерела збудження більше S . Звідси верхня межа відношення потужності корисної гармоніки до спектральної густини потужності шуму [4] $C/N \approx (6,02k - 9,94 + 10\lg S)$ дБн досягається при НСД($\Delta P, 2^{j-k}$) = 2^{j-k-1} . Нижня межа $C/N \approx (6,02k - 11,94 + 10\lg S)$ дБн і досягається при $j \gg k$ та НСД($\Delta P, 2^{j-k}$) = 1.

Недоліком методу фазового згладжування є підвищений шумовий рівень. Проте потужність шуму рівномірно розподіляється у смузі вибірки, тому C/N буде збільшуватись при збільшенні кількості відліків. При фазовому згладжуванні є необхідними генератор шуму та змішувач, які роблять схему більш складною. Переповнення фазової адреси внаслідок згладжування не створює проблем, тому що фазовий накопичувач працює за принципом переповнення.

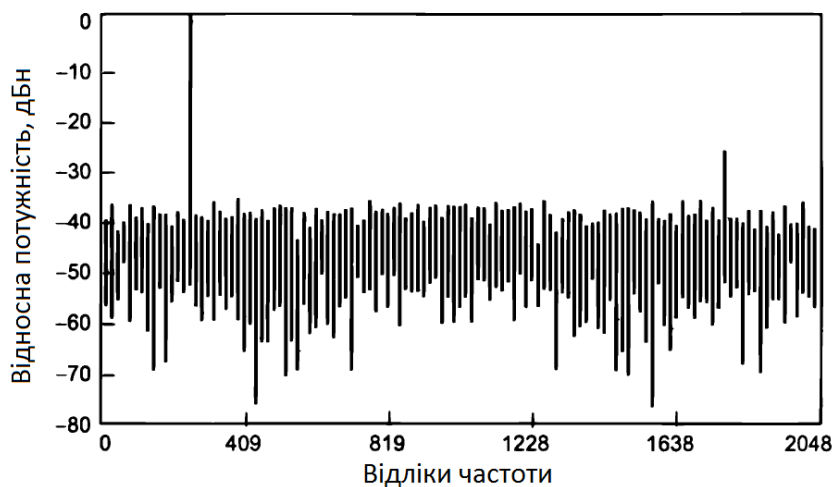


Рис. 7. Графік відносної потужності синтезованої частоти при не різницево-фазовому згладжуванні

На рис. 7 рівень несучого коливання по відношенню до бічних складових рівний 28,47 дБн, а відношення $C/N = 44,20$ дБн. Параметри, які моделювалися $j = 12, k = 3, m = 10, \Delta P = 256$. Число відліків частоти на рисунках 7,8,9,11,12 складає 4096.

Нерізницеве амплітудне згладжування. Якщо результат цифрового згладжування (із джерела 2, рис. 5) складається з вихідним сигналом перетворювача коду фази в амплітуду (ПФА), то вихідний сигнал цифрового синтезатора відліку може бути представлений як

$$\sin\left[\frac{2\pi}{2^j}(\Delta P_n - e_\phi(n))\right] + z_A(n) - e_A(n),$$

де $z_A(n)$ – амплітудне згладжування [1]. Характеристика побічних складових входу цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) така ж сама, як і біля входу ЦАП, де квантування відбувається по $(m + x)$ бітам [1], так як $z_A(n)$ рандомізує частину помилок квантування (x бітів) на рис. 5. Якщо $z_A(n)$ є широкопосмуговим рівномірно розподіленим на інтервалі $[-\Delta_A/2, \Delta_A/2]$ і незалежне від $e_A(n)$, то сумарна амплітудна потужність шуму після згладжування

$$E\{z_A^2\} + E\{e_A^2\} = \Delta_A^2/12 + \Delta_A^2/12,$$

де $\Delta_A = 2^{-m}$, а $E\{e_A^2\}$ – визначена в [1].

Потужність помилок амплітуди подвоюється після згладжування, але потужність помилок розподіляється по всім дискретним частотним компонентам. Якщо потужність побічних складових розподіляється на $P_e/2$ (P_e – нормований період (вихідного сигналу) відносно тактової частоти, $P_e = 2^j / \text{НОД}(\Delta P, 2^j)$) побічних складових], то після згладжування сумарна шумова потужність, розділена на P_e побічних складових, і відношення C/N не змінюються за той же самий вимірюваний період P_e . Тоді згідно [1] отримаємо

$$\frac{C}{N} = \left[6,02m + 1,76 + 10 \log_{10} \left(\frac{P_e}{4} \right) \right], \text{ дБн.} \quad (9)$$

Основними недоліками згладжування амплітуди є більш складна реалізація і зменшений динамічний діапазон. У цьому методі розмір ПФА збільшується до $2^k \cdot x$, де k – довжина слова фазової адреси, x – довжина слова амплітудної помилки. Вихідний сигнал ПФА повинен бути зменшений (масштабований) так, щоб первинний сигнал після згладжування залишався в межах області ненасичення. Втрата може бути невеликою, коли число рівнів квантування велика.

На рис. 8 показаний спектр потужності синусоїдальної хвилі без згладжування амплітуди. Моделюються параметри: $j = 12$, $k = 12$, $m = 8$, $x = 8$, $\Delta P = 512$. Відношення $C/N = 51,2$ дБ.

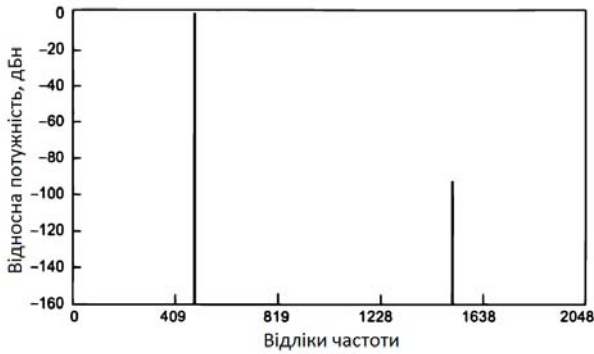


Рис. 8. Спектр потужності синусоїдальної хвилі без згладжування амплітуди. Моделюються параметри: $j = 12$, $k = 12$, $m = 8$, $x = 8$, $\Delta P = 512$. Відношення $C/N = 51,2$ дБ

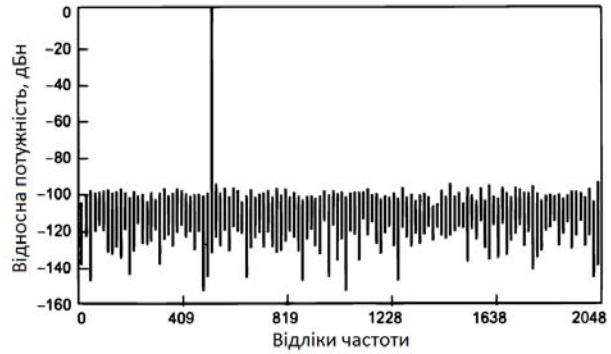


Рис. 9. Спектр потужності 16-бітного синусоїдального амплітудного згладжування випадкової послідовності, що розподілена рівномірно по $[-2^{-8}/2, 2^{-8}/2]$ до усічення в 8 біт

На рис. 9 показаний спектр потужності 16-бітного синусоїдального амплітудного згладжування випадкової послідовності, що розподілена рівномірно по $[-2^{-8}/2, 2^{-8}/2]$ до усічення в 8 біт. Відношення C/N становить приблизно 80,1 дБн/біт для відліку ШПФ (80,02 дБн (3)).

Різницеве згладжування. Нерізницеве згладжування використовується, щоб зменшити небажані побічні компоненти, однак його недолік полягає в тому, що після згладжування рівень широкосмугового шуму досить високий. Щоб запобігти збільшенню шуму, можна використовувати різницеве згладжування, при якому згладжування застосовується до цифрових вибірок і віднімається з аналогового вихідного сигналу синтезатора [1]. Вимоги віднімання згладжених даних на виході синтезатора робить цей метод складним для його реалізації на практиці. Тому з метою практичної реалізації використовується високочастотне фільтроване згладжування, при якому велика частина потужності зосереджена в невикористаній спектральній області між межею смуги пропускання фільтра нижніх частот і частотою Найквіста. Після того як вихідний сигнал цифрового синтезатора відліку пройде через фільтр нижніх частот, залишиться тільки частина потужності згладжування. Низькочастотна фільтрація спеціально додана для різницевого згладжування.

Високочастотне фільтроване фазове згладжування. Якщо цифровий високочастотний сигнал фазового згладжування $z_{np}(n)$ (від джерела 1 на рис. 10) застосовується до вихідного сигналу фазового накопичувача, то вихідний сигнал цифрового синтезатора відліку може бути виражений як [1]

$$\sin \left[\frac{2\pi}{2^j} (\Delta P_n - e_\phi(n) + z_{\phi}(n)) \right] - e_A(n). \quad (10)$$

Якщо спотворення і фазова помилка, припустимо, є малими величинами щодо фази, то вихідний сигнал цифрового синтезатора різницевого згладжування може бути представлено у вигляді

$$\sin \left(2\pi \frac{f_{вих}}{f_s} n \right) + \cos \left(2\pi \frac{f_{вих}}{f_s} n \right) \frac{2\pi}{2^j} [z_{\phi}(n) - e_\phi(n)] - e_A(n), \quad (11)$$

де $f_{вих}$ – частота вихідного сигналу цифрового синтезатора відліку, а f_s – частота вибірок цифрового синтезатора різницевого згладжування.

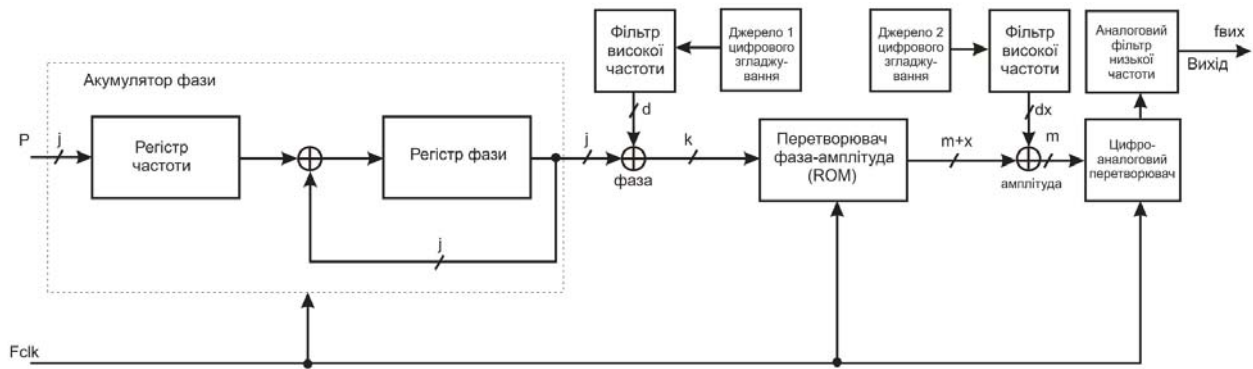


Рис. 10. Структурна схема синтезатора різницевого згладжування

Розглянуте фазове згладжування представляється в формі амплітудно-модульованої синусоїди. Модуляція переміщує згладжуючий спектр вгору і вниз по частоті $f_{вих}$ так, щоб більша частина згладженої потужності була в смузі пропускання вихідного сигналу цифрового синтезатора різницевого згладжування. Таким чином, високочастотне фільтроване фазове згладжування працює тільки тоді, коли частота вихідного сигналу цифрового синтезатора різницевого згладжування нижче використовуваної тактовою частоти.

Високочастотне фільтроване амплітудне згладжування. Основною перевагою даного методу є те, що його використовують, щоб рандомізувати нелінійність ЦАП [5]. Якщо результат цифрового згладжування (з джерела 2 на рис. 10) додається до вихідного сигналу ПФА, то вихідний сигнал DDS можна представити як:

$$\sin \left[\frac{2\pi}{2^j} (\Delta P_n - e_\phi(n)) \right] + z_{BA}(n) - e_A(n), \quad (12)$$

де $z_{BA}(n)$ – високочастотне фільтроване амплітудне згладжування, більша частина потужності якого знаходиться в невикористаній спектральній області між границею полоси фільтра нижніх частот і частотою Найквіста.

Даний вид згладжування має дещо слабші рандомізуючі властивості ніж широкосмугове згладжування, що може бути скомпенсовано підвищенням величини високочастотного фільтруючого згладжування. Властивість зниження побічних складових за допомогою високочастотного амплітудного згладжування достатньо важко аналізувати теоретично, тому була проведена перевірка моделюванням. Втрата динамічного діапазону при цьому більша, ніж у випадку не різницевого згладжування, оскільки величина високочастотного фільтруючого згладжування повинна бути вища. Однак ця втрата не велика, коли число рівнів квантування велике.

Під час моделювання був використаний високочастотний фільтр Чебишева 4-го порядку типу 1 з частотою зрізу $0,42f_s$. На рис. 11 високочастотне фільтрувальне амплітудне згладжування представлено випадковою послідовністю, яка розподілена рівномірно в діапазоні $[-2^{-7}/2, 2^{-7}/2]$.

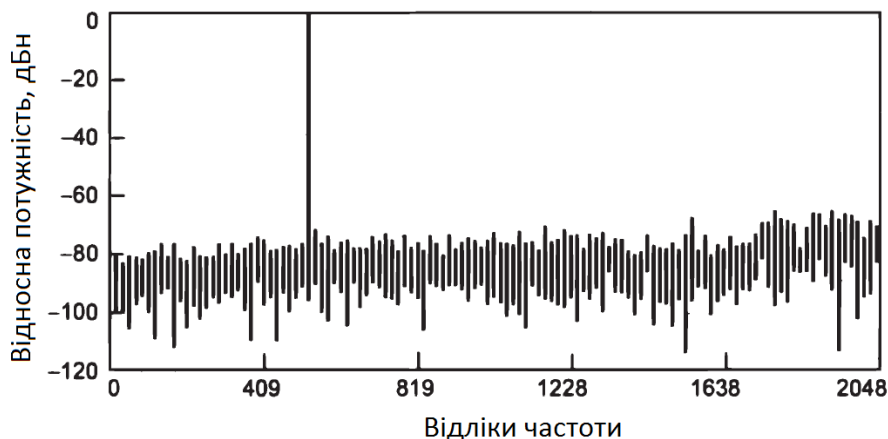


Рис. 11. Результати моделювання високочастотного фільтрувального амплітудного згладжування

Обробка виконана цифровим високочастотним фільтром до згладжування. Відношення несучої до побічної складової не менше ніж 69,25 дБ.

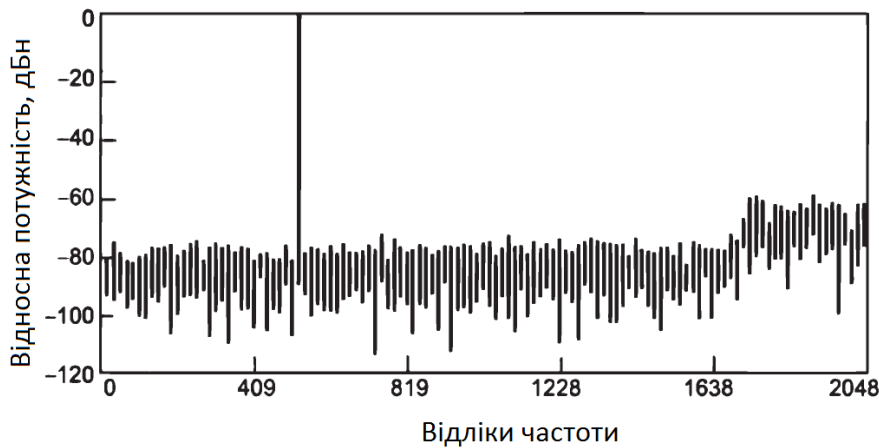


Рис. 12. Результати моделювання високочастотного фільтрувального амплітудного згладжування

На рис. 12 амплітудний діапазон високочастотного фільтруючого амплітудного згладжування збільшений з $[-2^{-7} / 2, 2^{-7} / 2]$ до $[-2^{-6} / 2, 2^{-6} / 2]$, таким чином досягнуто подавлення побічних складових. Відношення C / N складає 83,2 дБ.

Зворотній зв'язок, що переналаштовується за помилкою. Суть даного методу полягає в тому, що помилки квантування подаються назад через окремий фільтр для корегування результатів в наступних відліках [5]. Одним із головних факторів, що визначають спектральну чистоту звичайного DDS, є розрізняльна здатність ПФА. На жаль велика ємність запам'ятовуючого пристрою ПФА призводить до більш високої втрати енергії, знижує швидкодію, підвищує вартість. Необхідне число бітів фазової адреси можна зменшити при використанні зворотного зв'язку за фазовою помилкою.

В DDS на високих частотах більша частина побічних паразитних складових виникає не за рахунок помилок квантування, а за рахунок динамічних нелінійностей аналогового вихідного сигналу ЦАП [7]. Необхідна довжина слова ЦАП може бути зменшена при використанні амплітудного зворотного зв'язку за помилкою.

Значення фази генерується, використовуючи властивість переповнення по модулю 2^j j -бітного фазового акумулятора (рис. 13).

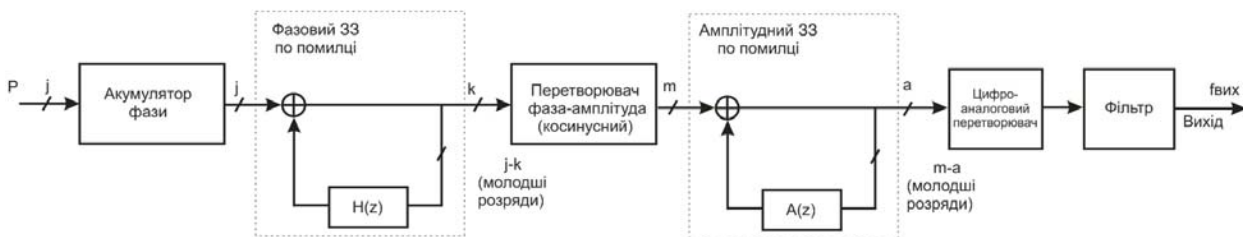


Рис. 13. Структурна схема синтезатора із зворотнім зв'язком за помилкою

Швидкість переповнення визначає частоту вихідного сигналу [6]. Аналоговий фільтр видаляє шуми і спотворення, які вносить ЦАП, що виникають поза смугою пропускання. Полоса пропускання аналогового фільтра налаштовується у відповідності до частоти вихідного сигналу DDS.

В фазовому зворотному зв'язку за помилкою даний зворотній зв'язок включається між фазовим накопичувачем і ПФА. Фазова помилка ($j-k$ молодших бітів фазового слова) подається на фазовий фільтр зворотного зв'язку за помилкою ($H(z)$). Фільтрований вихідний сигнал додається до значення фази, таким чином, щоб передавальна функція між фазовим входом $P(z)$ і фазовим виходом $Y(z)$, може бути представлена у вигляді:

$$Y(z) = P(z) - E(z)(1 - H(z)) = P(z) - E(z) \cdot PEF(z), \tag{13}$$

де $P(z)$ і $E(z)$ – z -перетворення фазового входу і фазового сигналу помилки, $PEF(z) = (1 - H(z))$ – передавальна функція фазового зворотного зв'язку за помилкою.

В амплітудному зворотному зв'язку за помилкою фільтр зворотного зв'язку включається після ПФА. Амплітудна помилка ($m-a$ молодших бітів амплітудного слова) подається на амплітудний фільтр зворотного зв'язку за помилкою ($A(z)$). Амплітуда A вихідного сигналу ПФА повинна бути невеликого рівня, щоб гарантувати сумарне значення вихідного сигналу і вихідного сигналу амплітудного фільтру

