14. Осухівська Г.М. Обгрунтування вибору фільтру для статистичного аналізу тональних сигналів // Вісник Тернопільського державного технічного університету. – 1997. – Т.2, число 2. – С. 57 – 62.

15. Драган Я. Енергетична теорія лінійних моделей стохастичних сигналів. - Львів: Центр стратегічних досліджень еко-біо-технічних систем, 1997. - XVI+33 с.

16. Абдуллаев Р.Я. Современная эхокардиография / Р.Я. Абдуллаев, Ю.С. Соболь, Н.Б. Шиллер и др. // – Харьков: Фортуна-Пресс, 1998. – 239 с.

17. Фейгенбаум Х. Эхокардиография / Х. Фейгенбаум // – М: Видар; 1999. – 239 с.

18. Коржелецький О.С. Принципи клінічного застосування та трактування ехокардіографії / О.С. Коржелецький // Внутрішня медицина / Издательский дом "Заславский" – .Київ, 2008. – № 5-6. – С. 39-50.

19. Знаймо разом [Електронний ресурс]. - Режим доступу: URL : http://www.znaimo.com.ua — Назва з екрану.

20. Кокс, Нолл, Артур. Анализ електроэнцефалограмм, кривых кровяного давления и электрокардиограмм на цифровой вычислительной машине. // ТИИЭР, 1972, № 4. - С. 36 – 70.

21. Прессман Л.П. Клиническая сфигмография. – М.: Медицина, 1974. - 127 с.

22. Дорош Н.В., Кучмій Г.Л. Розробка алгоритмічної бази для мікроелектронних систем аналізу біоелектричних сигналів // Вісник Державного університету "Львівська політехніка". Електроніка. - Львів: В.-во Державного університету "Львівська політехніка", 2000, №401. – С. 114-119.

23. Клочков В.А. Автоматический анализ интегральной реограммы. // Автоматизация диагностики и лечения сердечно-сосудистых заболеваний / Под ред. Халфена Э.Ш. - Саратов, 1980. - С. 35-40.

24. Клочков В.А., Мареева Т.Н. Новая модификация метода интегральной реографии. Автоматизация диагностики и лечения сердечно-сосудистых заболеваний / Под ред. Халфена Э.Ш. - Саратов, 1980. - С. 41-46.

25. Основные инструментальные методы исследования сердца / Милославский Я.М., Ходжаева Д.К., Нефедова А.И., Ослопов В.Н. - Казань: Издательство Казанского университета, 1983. – С. 142.

26. Перельмутова М.В. Вычисление ударного и минутного объемов крови с помощью ЭВМ по данным интегральной реографии тела // Автоматизация диагностики и лечения сердечно-сосудистых заболеваний / Под ред. Халфена Э.Ш. - Саратов, 1980. - С. 46-51.

27. Norris A. C., Essentials of telemedicine and telecare// John Wiley and Sons Ltd, pg. 177, 2002.

28. Foster I., Kesselman C., Tuecke S., The Anatomy of the Grid: Enabling Scalable Virtual Organizations // International Journal of High Performance Computing Applications, 15 (3). pg. 200-222, 2001.

29. Foster I., Kesselman C., Tsudik G., Tuecke S.. A Security Architecture for Computational Grids // Proc. 5th ACM Conference on Computer and Communications Security Conference, pg. 83–92, 1998.

30. Петренко А. І. Національна Grid-інфраструктура для забезпечення наукових досліджень і освіти // Системні дослідження і інформаційні технології, Київ, №1. - 2008. – С. 79-92.

31. Проект "Медична Грід-система для популяційних досліджень в галузі кардіології на базі даних електрокардіограм" [Електронний ресурс]. - Режим доступу: URL: http://www.medgrid.immsp.kiev.ua — Назва з екрану.

Надійшла до редакції
12.5.2012 р.

УДК 621.3

О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ
Хмельницький національний університет

ДЖЕРЕЛА ШУМІВ У DDS ТА МЕТОД ЗМЕНШЕННЯ ЇХ ПЕРІОДИЧНОЇ СКЛАДОВОЇ

Розглянуто джерела виникнення шумів та бічних складових у спектрів прямих цифрових синтезаторів частоти – DDS. Виконано математичний аналіз виникнення шумів у синтезаторах цього типу. Розглянуто метод для зменшення періодичної складової у вихідному спектрі прямого цифрового синтезу. Застосування запропонованого методу зменшення періодичної складової дозволить зменшити рівні бічних складових у синтезаторах DDS типу.

Considered sources of noise and lateral components in the spectra of direct digital frequency synthesizers - DDS. A mathematical analysis of noise in this type of synthesizers. The method for reducing the periodic component in the output spectrum of direct digital synthesis. Application of the proposed method reduce the periodic component will reduce the level of lateral components in DDS synthesizers type.

Ключові слова: : Software Defined Radio (SDR), АЦП, ЦАП, прямий синтезатор частоти, ADC, DAC, direct frequency synthesizer (DDS).

Постановка задачі

У розвинутих країнах світу активно ведуться розробки технології, що отримала загальну назву Software Defined Radio (SDR) - радіозв'язок з програмованими параметрами компонентів (РППК) [1]. Вихідним елементом радіопередавача у такій технології є, як правило, цифровий синтезатор частоти з

можливістю модуляції усіх базових параметрів сигналу (фази, частоти, амплітуди). Параметри такого синтезатора визначають якість роботи систем побудованих за технологією SDR. У процесі роботи DDS синтезатора виникає цілий ряд джерел похибок і шумів синтезатора, що призводить до погіршення тактико-технічних характеристик такої апаратури. Завданням роботи є виявлення оптимальної побудови внутрішньої структури синтезатора з метою мінімізації шумів систем SDR.

Аналіз досліджень та публікацій

Як правило у DDS синтезаторі виділяють шість джерел шумів, що символічно зображені на рис.1.

Цими джерелами є: e_p - операція відсікання адресу перед перетворювачем фаза-амплітуда (постійна пам'ять із записок відліків функції синус), $e_{стис}$ - 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 частоти.

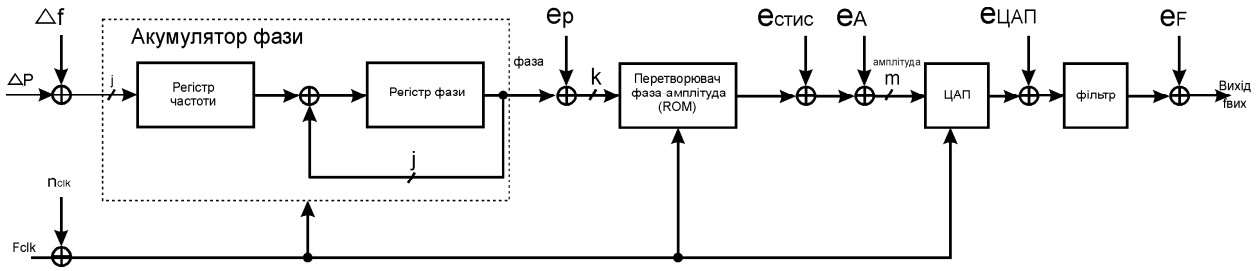

Рис.1. Структурна схема DDS із джерелами виникнення шумів

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. Розглянемо більш детально цей процес.

В ідеальному випадку без цієї процедури відсікання молодших біт – вихідна послідовність відліків синтезованого сигналу може бути представлена:

$$s(n) = \sin(2\pi \frac{\Delta P}{2^j} n). \quad (1)$$

Через те що об'єм пам'яті, що використовується у синтезаторах, обмежений, здійснюється процедура усічення кодового слова з j до k-біт, що приводить до перетворення виразу 1 у 2 (квадратні дужки [] тут означають процедуру усічення значення фазового акумулятора до цілого числа:

$$s(n) = \sin(\frac{2\pi}{2^k} \left[\frac{\Delta P}{2^{j-k}} n \right]). \quad (2)$$

Цей вираз може бути представлено:

$$s(n) = \sin(\frac{2\pi}{2^j} (\Delta P n - e_P(n))), \quad (3)$$

де $e_p(n)$ - помилка відсікання фази. Фазові помилки послідовності відліків обмежені за своїм максимальним значенням

$$e_P(n) < 2^{j-k},$$

та мають той самий період. Помилки відсікання фази виникають лише тоді коли $НСД(\Delta P, 2^j)$ менший ніж 2^{j-k}. Якщо ж $НСД(\Delta P, 2^j)$ рівний або більший за 2^{j-k} тоді молодші біти фази дорівнюють нулеві і фазових помилок не виникає.

Процес відсікання фази має так саме періодичну природу, що призводить до виникнення спотворень кратних основній тактовій частоті. Розглянемо їх природу докладніше. Приріст фази може бути визначений

$$\Delta P = W + L/M,$$

де L та M не мають спільного дільника. W – ціла частина значення приростк фази, дробова частина - L/M. Тільки ціла частина здатна адресувати постійний запам'ятовуючий пристрій. Якщо L та M прості числа, то M – найменше ціле, що робить приріст фази цілим числом: $M\Delta P = M(W + L/M)$. Отже вихідна послідовність даних, що виходить з постійної пам'яті має спільний період MT_{clk}, де M дорівнює:

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

де $НСД\left(\Delta P, 2^{j-k}\right)$ - найбільший спільний дільник фазового приросту ΔP та 2^{j-k}. А кількість додаткових складових у спектрі може бути обчислено наступним чином :

$$Y = \frac{2^{j-k}}{НСД\left(\Delta P, 2^{j-k}\right)} - 1 = M - 1. \tag{5}$$

Спробуємо проаналізувати спектр вихідного сигналу синтезатора прямого синтезу за умови застосування відсікання фази. Один відлік синусоїдального сигналу $e^{j\omega 0t}$ у нашому випадку може бути представлено

$$G(\omega) = \frac{1}{T_{clk}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} A(r) 2\pi\delta\left[\omega - \omega_0 - r(2\pi/MT_{clk})\right], \tag{6}$$

де коефіцієнт $A(r)$ обчислюється як:

$$A(r) = \sum_{m=0}^{M-1}\left[\frac{1}{M} e^{-j2\pi t_m f_0 / f_{clk}}\right] e^{-jrm(2\pi/M)}, \tag{7}$$

та $f_{clk} = 1/T_{clk}$, а $f_0 = \omega_0/2\pi$, $\{t_m T_{clk}, m = 0,1,2,...M-1\}$.

Аналіз виразів 6 та 7 в результаті дає можливість визначити амплітуди кожної з додаткових складових, що виникають у спектрі синусоїдального сигналу[2]. З виразу 7 отримаємо дискретне перетворення Фур'є сигналу нашого синтезатора

$$A(r, L, M, N) = \sum_{m=0}^{M-1}\left[\frac{1}{M} e^{-j2\pi\langle mL\rangle_M / MN}\right] e^{-jrm(2\pi/M)}. \tag{8}$$

Застосування теореми Персеваля до виразу 8 дає змогу обчислити значення амплітуди кожної із додаткових складових, що виникають у процесі відсікання молодших біт фазового слова. Співвідношення сигнал шум синтезатора може бути обчислено наступним чином :

$$\frac{S}{N} = 10\log_{10}\left[\frac{\left|A(0, L, M, N)\right|^2}{1 - \left|A(0, L, M, N)\right|^2}\right], \tag{9}$$

де $\left|A(0, L, M, N)\right|^2$ може бути визначено з (8):

$$\left|A(0, L, M, N)\right|^2 = \left[\frac{\sin^2(\pi/N)}{(\pi/N)^2} \frac{(\pi/MN)^2}{\sin^2(\pi/MN)}\right]. \tag{10}$$

Аналіз виразів 9 та 10 показує, що у спектрі сигналу DDS синтезатора існують спектральні бічні спектральні складові, див . рис.2.

Розподіл цих складових, та їх амплітуди можуть бути обчислені за формулами 9 та 10. Ці складові виникають внаслідок обмеження пам'яті синтезатора. Процес відсікання фази носить періодичний характер і таким чином призводить до виникнення спотворень. У роботі [4] запропоновано до сигналу фазового акумулятора додавати псевдовипадкову послідовність з великим періодом повторення. Структурна схема запропонованого методу представлена на рис.3.

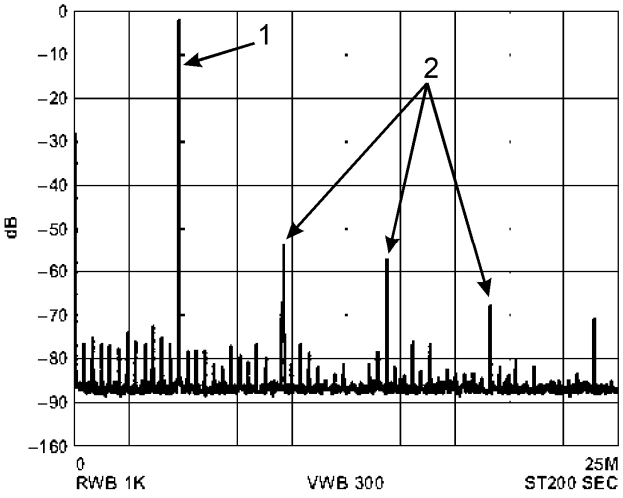

Рис. 2. Типовий вигляд спектру DDS синтезатора частоти. (1 – основна синтезована частота, 2- бічні складові, що виникають у наслідок відсікання молодших розрядів фазового слова) [2]

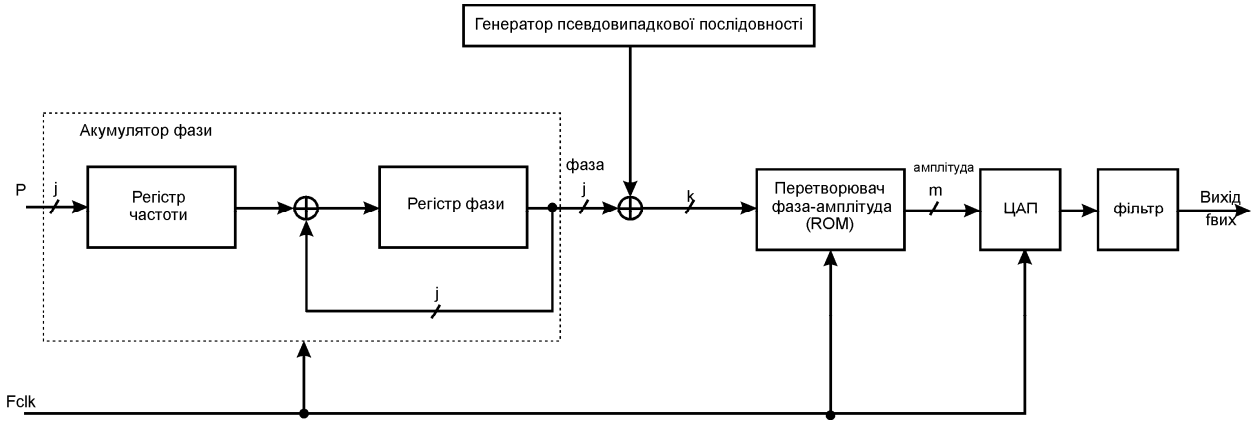

Рис. 3. Додавання псевдовипадкової послідовності до вихідного сигналу фазового акумулятора [4]

Псевдовипадкова послідовність, що синтезована на регістрах зсуву, елементах Виключного-АБО, і має період повторення набагато більший ніж період синтезованого сигналу, додається до значення фазового акумулятора. Цей метод може досягти зменшення бічних складових на 12дБ. Існують також методи зменшення рівнів бічних складових шляхом додавання псевдовипадкових сигналів до амплітуди вихідного сигналу, а також комбінація цих методів [2]. Недоліком методів, що розглянуті, є зростання загального рівня шумів у синтезаторі.

Іншим методом подавлення бічних складових є додавання вихідних сигналів від багатьох DDS синтезаторів, як це показано на рис.4.

Від такого методу можна очікувати зменшення рівня бічних складових внаслідок декорреляції вихідних сигналів у багатьох каналах. Розглянемо суму двох напруг з різних каналів:

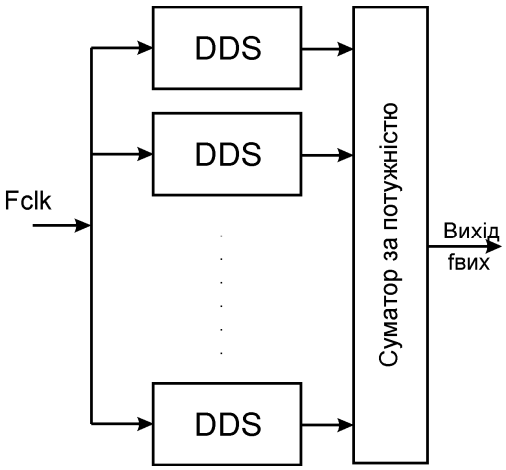

Рис. 4. Паралельна структура синтезатора DDS

$$U(t) = V_1(t) + V_2(t) = U_1 \cos(\omega t + \theta_0 + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega t + \theta_0 + \varphi_2). \quad (11)$$

Напруги складаються на резисторі номіналом – 1 Ом, де θ_0 - початкова фаза однакова для усіх каналів, φ_i - випадкова фазова помилка що виникає у конкретному *i*- канали синтезатора. Середня розсіювана потужність на резисторі:

$$P = \frac{1}{2}U_1^2 + \frac{1}{2}U_2^2 + U_1 U_2 \cos(\varphi), \quad (12)$$

де $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$. Якщо φ_1 та φ_2 - незалежні випадкові величини нормально розподілені від 0 до 2π, тоді сигнали $V_1(t)$ та $V_1(t)$ є некорельованими. Відношення потужностей корельованого сигналу до некорельованого можна визначити:

$$\frac{P_{кор}}{P_{некор}} = \frac{2U^2}{U^2} = 2. \quad (13)$$

Розширюючи висновок (13) на N канальну систему маємо:

$$\frac{P_{кор}}{P_{некор}} = \frac{N^2U^2}{NU^2} = N. \quad (14)$$

Отже застосування у випадку коли сигнали з синтезаторів є некорельованими можливий виграш за потужністю у N разів. Проте у випадку застосування ідентичних каналів у паралельній структурі DDS синтезаторів у випадку надходження однакового кодового слова у кожного з синтезаторів у масиві будуть синтезуватись такі саме помилки. Таким чином на виході масиву когерентно виникнуть такі самі бічні складові, так само підсилені в N разів, як і основна синтезована частота.

Застосуємо метод додавання псевдовипадкової послідовності до паралельної структури синтезаторів DDS. Застосування цього методу до кожного з каналів призведе то того, що шуми кожного індивідуального каналу стануть некогерентними. А отже рівень бічних складових буде подавлено в N раз, а потужність основного вихідного сигналу синтезатора зросте в N раз. Структурна схема синтезатора з додаванням псевдовипадкової послідовності до кожного індивідуального каналу представлена на рис.5. Застосування цього методу дозволить бічні складові синтезованого сигналу на 20logN дБ. Проте застосування його призведе до значного ускладнення структури синтезатора та нераціонального

використання апаратних ресурсів. Для спрощення структурної схеми, що запропонована на рис.5 застосуємо єдиний акумулятор фази для усіх синтезаторів DDS. А вихід цього акумулятора через мультиплексом будемо складати з вихідним сигналом ГПВП (Генератора ПсевдоВипадкової Послідовності) кожного індивідуального каналу. Відповідно сигнал з суматорів цих каналів буде надходити на постійний запам'ятовуючий пристрій індивідуального каналу, звідки сигнали відліків функції синус надходять на індивідуальний ЦАП кожного каналу.

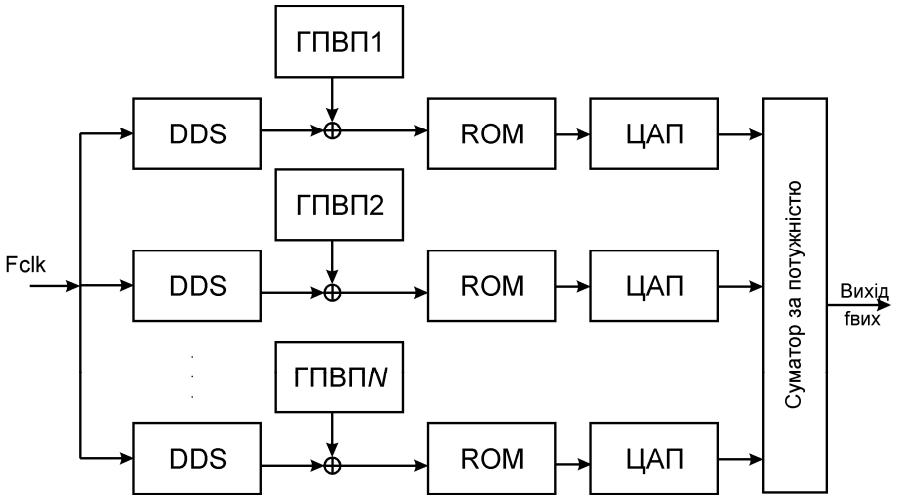

Рис. 5. Структурна схема синтезатора з додаванням псевдовипадкової послідовності до кожного індивідуального каналу

Потужності каналів складаються у суматорі – таким чином формується вихідний сигнал. Така структура може бути реалізована у мікросхемі ПЛІС (FPGA технологія). У такій структурі вдасться подолати бічні складові, проте такий синтезатор буде вимагати в N раз більший об'єм постійного запам'ятовуючого пристрою ніж одиничний синтезатор, але цей об'єм буде все ж таки меншим ніж об'єм пам'яті синтезатора без процесу відсікання молодших біт фазового слова. Така паралельна структура не призводить до зменшення максимальної частоти синтезу.

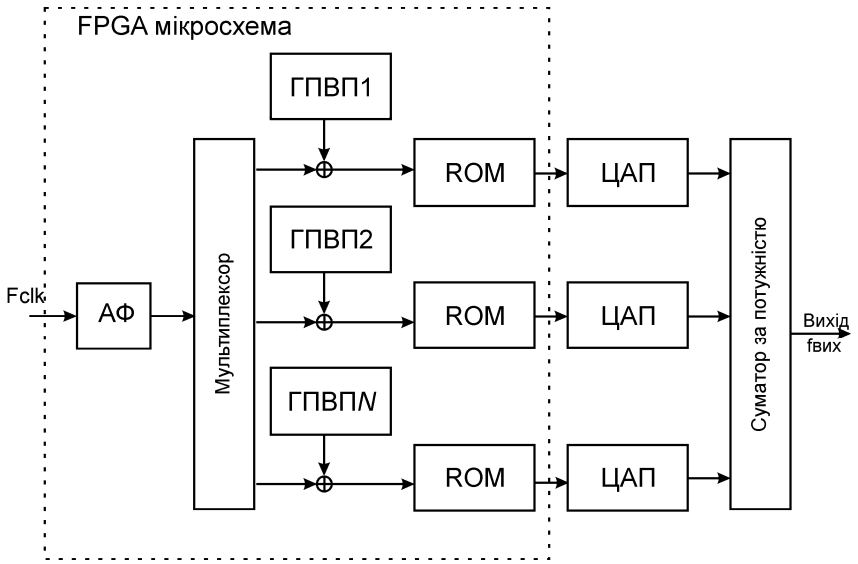

Рис. 6. Структурна схема синтезатора з додаванням псевдовипадкової послідовності до кожного індивідуального каналу із загальним акумулятором фази (АФ)

Проте у деяких випадках зростання об'єму постійного запам'ятовуючого пристрою може бути неприйнятною, через архітектурні особливості конкретних мікросхем ПЛІС. Тому може бути запропонована структурна схема паралельного синтезатору додаванням псевдовипадкової послідовності до кожного індивідуального каналу із загальним акумулятором фази та спільною пам'яттю для зберігання відліків синусоїдальної функції, що представлена на рис.7. У цій структурі виходи суматорів псевдовипадкових послідовностей з фазовою послідовністю потрапляють у мультиплексор, який направляє їх у єдиний постійний запам'ятовуючий пристрій. Інший мультиплексор необхідний для каскадування виходу ROM на індивідуальні ЦАП кожного каналу. Апаратні затрати на постійну пам'ять у такій структурі будуть зменшені, проте швидкість обробки сигналів впаде в N разів. Це падіння може бути зменшене за рахунок застосування конвеєрної технології, що дозволить майже не зменшувати максимальні синтезовані частоти.

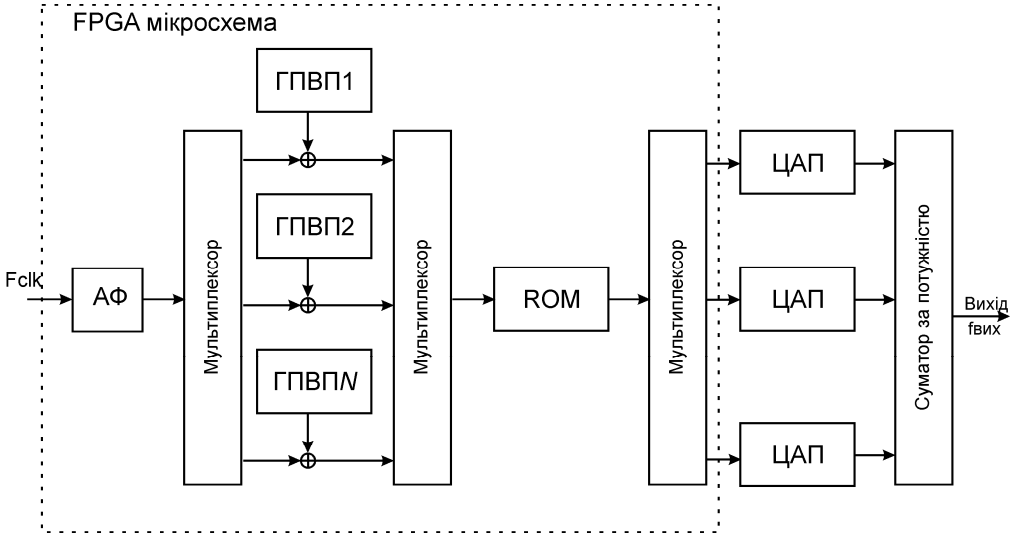

Рис.7. Структурна схема синтезатора з додаванням псевдовипадкової послідовності до кожного індивідуального каналу із загальним акумулятором фази та спільною пам'яттю для зберігання відліків синусоїдальної функції

Якість синтезованого сигналу у таких синтезаторах буде в основному забезпечуватись якістю вихідних цифро-аналогових перетворювачів (в основному їх нелінійних властивостей).

Висновки

Розглянуто принципи організації прямих цифрових синтезаторів частоти – DDS. Виконано математичний аналіз функціонування основних елементів такого синтезатора. Розглянуто основні джерела похибок, що виникають у таких синтезаторах. Розглянуто можливості застосування паралельних структур для зменшення загального рівня шумів, та абсолютних рівнів бічних складових основного синтезованого сигналу. Отже застосування паралельних структур цифрових синтезаторів прямого синтезу DDS значно покращує шумові характеристики синтезаторів, проте ускладнює їх внутрішню будову. Розглянуто кілька методів спрощення паралельних синтезаторів прямого цифрового синтезу. Запропоновані синтезатори можуть бути використані у апаратурі, до якої висуваються вимоги високої точності синтезу частоти з одночасним забезпеченням спектральної чистоти синтезованого сигналу.

Література

1. Силин А. Технология Software Defined Radio . Теория, принципы и примеры аппаратных платформ / Силин А. // Технологии и стандарты. – 2007. – № 2. – С. 22 – 27.

2. Vankka J. Direct Digital Synthesizers:Theory, Design and Applications/ Vankka J. // Helsinki University of Technology. – 2000. – С. 192.

3. Манассевич В, Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ. / Под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979.

4. Yuanwang Yang, Jingye Cai A Novel DDS Structure with Low Phase Noise and spurs / Yuanwang Yang // UESTC, Chengdu. – 2011.

Надійшла до редакції
6.5.2012 р.