

**ЕЛЕКТРОНІКА**  
**РАДІОТЕХНІКА**  
**ЗАСОБИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**  
**ELECTRONICS**  
**RADIO ENGINEERING**  
**TELECOMMUNICATION FACILITIES**

УДК 621.396.61

Є.О. Чемес, канд.техн.наук, доц.,  
О.В. Воскресенський, магістр,  
Одес. нац. політехн. ун-т

**ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ГЕНЕРАТОРА  
ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗУ**

*Є.О. Чемес, О.В. Воскресенський.* **Формування сигналів на основі генератора прямого цифрового синтезу.** Розглянуто деякі особливості формування гармонічних коливань генератором прямого цифрового синтезу (ГПЦС). З використанням функціональних вузлів ГПЦС розроблено структурну схему пристрою цифрового генерування детермінованих та випадкових некорельованих і корельованих процесів та їх сумішей.

*Ключові слова:* цифровий синтез, гармонічне коливання, частота, розрядність, діапазон.

*Е.А. Чемес, А.В. Воскресенский.* **Формирование сигналов на основе генератора прямого цифрового синтеза.** Рассмотрены некоторые особенности формирования гармонических колебаний генератором прямого цифрового синтеза (ГПЦС). С использованием функциональных узлов ГПЦС разработана структурная схема устройства цифрового генерирования детерминированных и случайных некоррелированных и коррелированных процессов и их смесей.

*Ключевые слова:* цифровой синтез, гармоническое колебание, частота, разрядность, диапазон.

*E.O. Chemes, O.V. Voskresensky.* **Formation of signals on the basis of the direct digital synthesis generator.** Some features of harmonic oscillation formation by the generator direct digital synthesis (GDDS) are considered. With the use of the functional parts of GDDS the block diagram of the device of digital generation of the determined and random uncorrelated, and correlated processes and their mixes, is developed.

*Keywords:* digital synthesis, harmonic oscillation, frequency, word length, range.

У вимірювальній, телекомунікаційній, радіолокаційній техніці, радіопередавальних та радіоприймальних пристроях часто виникає потреба генерувати не тільки гармонічні коливання зі строго визначеними параметрами, а і коливання більш складної форми, у тому числі випадкові некорельовані і корельовані процеси, суміші сигналів. Гармонічні коливання зручно формувати методом прямого цифрового синтезу [1...3]. Генератори, що реалізують цей метод, надають можливість цифровими кодами змінювати у великому діапазоні і з високою точністю частоту

коливань. У них практично відсутні перехідні процеси встановлення амплітуди, частоти, фази. Стабільність частоти визначається стабільністю кварцового генератора [3].

Доповнення генератора прямого цифрового синтезу (ГПЦС) додатковими вузлами дозволяє отримати пристрої, що формують процеси більш складної форми, без втрат позитивних якостей, притаманних ГПЦС.

Метою статті є викладення отриманих результатів щодо досліджень ГПЦС та розробки загальної структурної схеми пристрою цифрового формування сумішей сигналів з використанням вузлів генератора прямого цифрового синтезу.

Аналіз особливостей побудови та функціонування генератора виконано в багатьох працях [1...3]. Типовими вузлами ГПЦС є: суматор накопичення двійкових чисел, буферний регістр, пристрій постійної пам'яті (ППП) відліків функції синус, цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), фільтр низьких частот (ФНЧ) (рис. 1). Цифрове гармонічне коливання, що формується на виході ППП функції синус, подається у часовій площині квантованими відліками

$$U(nT_r) = U_0 \sin(\omega_k nT_r + \varphi_0), \quad (1)$$

де  $n$  — номер відліку;

$T_r = 1 / f_r$  — період проходження;

$f_r$  — частота тактових імпульсів;

$U_0$  — амплітуда коливання;

$\omega_k = 2\pi f_k$ ,  $f_k$  — кругова та лінійна частота коливань, що формуються генератором;

$\varphi_0$  — початкова фаза.

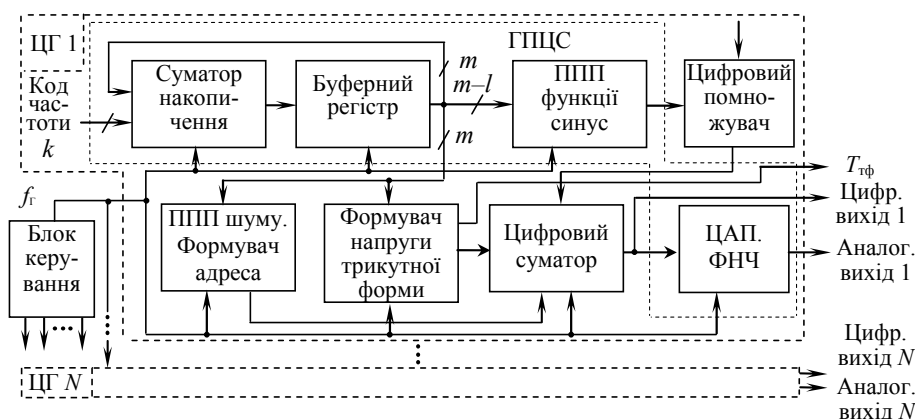


Рис. 1. Структурна схема пристрою формування сигналів та їх сумішей на основі генератора прямого цифрового синтезу

Плинна фаза коливання (1) змінюється у дискретні моменти часу  $nT_r$  і зростає лінійно. Цифрова послідовність двійкових чисел, пропорційних значенням фази, формується у суматорі накопичення. На один з його входів надходить код частоти  $k$  у вигляді  $m$ -розрядного двійкового числа, а інший зворотним зв'язком з'єднаний з виходом суматора. З кожним тактовим імпульсом генератора число, що знаходиться у суматорі, збільшується (до його заповнення) на значення коду частоти  $k$ . Після заповнення суматор переходить у нульовий стан і починається генерація наступного періоду коливання. Перетворювачем лінійного вихідного коду суматора накопичення у нелінійну функцію гармонічного коливання (1) є ППП відліків функції синус. Змінюючи значення коду частоти  $k$ , керують швидкістю заповнення суматора, тобто швидкістю зміни фази, а відповідно і частотою гармонічного коливання. Зі збільшенням  $k$  частота зростає. Цифрові відліки приводяться до аналогової форми цифро-аналоговим перетворювачем і фільтром низьких частот. Незмінність частоти  $f_r$  подання відліків гармонічного коливання, тобто

частоти дискретизації, при зміні частоти коливання  $f_k$  дозволяє використати для виділення його першої гармоніки фільтр низьких частот з незмінною частотою зрізу [3].

Одно з основних завдань, яке стоїть перед розробниками генераторів прямого цифрового синтезу, — це забезпечення спектральної чистоти (динамічного діапазону) коливань, що генеруються. Динамічний діапазон  $D_a$  оцінюється відношенням амплітуди сигналу, що генерується, до амплітуди певної гармоніки або до середньоквадратичного значення спектральних складових у області прозорості ФНЧ чи у певній частотній області.

Головними причинами обмеження динамічного діапазону аналогового гармонічного коливання ГПЦС є шуми квантування відліків гармонічного коливання, які записані у ППП функції синус, і ефекти, що виникають внаслідок подання одного періоду гармонічного коливання  $T_r = 1/f_r$  різною кількістю відліків.

Потужність шуму квантування при приведенні до цифрової форми випадкового процесу з середньоквадратичним значенням, багатим більшим кроку квантування  $\Delta$ , дорівнює  $\sigma^2 = \Delta^2/12$ , а динамічний діапазон  $D_a(m_p)$  цифрового сигналу, коли заповнюються вся розрядна сітка АЦП і частота дискретизації трохи перевищує подвоєну максимальну верхню частоту спектра,  $f_d \geq 2f_b$ , з точністю до константи  $c = (1..2)$  дБ визначається кількістю розрядів  $m_p$  аналого-цифрового перетворювача

$$D_a(m_p) \approx (6m_p + c) \text{ дБ.} \quad (2)$$

Але при формуванні гармонічного коливання у постійну пам'ять генератора записують приведений до цифрової форми не випадковий процес, а детерміновану функцію. Для перевірки допустимості використання виразу (2) для оцінки динамічного діапазону проведено моделювання процесу аналого-цифрового перетворення, у результаті якого отримано коливання (1), і знайдено залежності динамічного діапазону від розрядності подання відліків  $D_a = f(m_p)$ , частоти  $D_f = f(f_k)$  і початкової фази  $D_\varphi = f(\varphi)$  коливання. При моделюванні кількість відліків, якими подавалося коливання, складало 128, 512, 1024. На рисунку 2 наведені, як приклади, деякі отримані результати. Залежність динамічного діапазону від розрядності подання відліків  $D_a = f(m_p)$  при зміні кількості розрядів від 7 до 14 зображена на рис. 2, а. Отримані значення динамічного діапазону добре узгоджуються з результатами обчислень за виразом (2). При моделюванні залежностей  $D_f = f(k_c/T_c)$  і  $D_\varphi = f(\varphi)$  (рис. 2, б і 2, в) розрядність відліків залишалася незмінною,  $m_p = 10$ , частота змінювалася у відносних одиницях  $k_c/T_c$  у діапазоні  $(1..32)/T_c$  а початкова фаза — у діапазоні  $0..360^\circ$ .

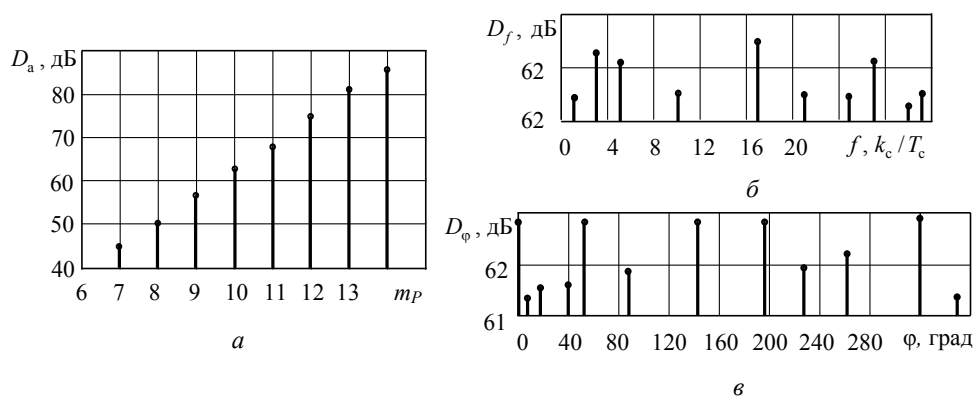


Рис. 2. Залежність динамічного діапазону від: розрядності відліків (а), відносної частоти (б) і фази коливання (в)

Отримані результати дозволяють зробити висновок про те, що зміни частоти і фази суттєво не впливають на динамічний діапазон, величина якого в першу чергу визначається розрядністю подання відліків. Оцінка динамічного діапазону  $D_a$  може виконуватися за виразом (2).

Крім розрядності  $m_p$  відліків динамічний діапазон  $D_a$  залежить і від співвідношення частоти дискретизації  $f_d = f_g$  гармонічного коливання, тобто частоти подання відліків і максимальної частоти  $f_{\max}$  коливання, яку формує генератор,

$$D_a \approx 6m_p + 10 \lg(f_d / 2f_{\max}) + c. \quad (3)$$

У граничній ситуації, коли  $f_d = 2f_{\max}$ , вирази (2) і (3) співпадають.

При побудові ГПЦС компроміс між складністю реалізації ФНЧ і забезпеченням необхідного динамічного діапазону  $D_a$  може полягати у обмеженні максимальної частоти сигналу  $f_{\max}$ , що генерується, відносно частоти подання відліків  $f_d$  [3]. Увівши коефіцієнт обмеження  $k_{\text{обм}} > 1$ , отримаємо аналітичний вираз, що встановлює зв'язок між максимальною частотою  $f_{\max}$  і частотою дискретизації  $f_d$ ,

$$f_{\max} = f_d / 2k_{\text{обм}}. \quad (4)$$

Підставивши до (3)  $f_d = f_g$  і значення максимальної частоти (4), знайдемо з відміченими обмеженнями стосовно детермінованого сигналу (1) динамічний діапазон  $D_a$ .

$$D_a \approx 6m_p + 10 \lg k_{\text{обм}} + c. \quad (5)$$

З (5) випливає, що зі збільшенням коефіцієнта  $k_{\text{обм}}$  діапазон  $D_a$  зростає. При цьому частота зрізу ФНЧ повинна бути пов'язана з максимальною частотою сигналу:  $f_{\text{ФНЧ}} \approx f_{\max}$ . Фізично зростання діапазону пояснюється тим, що шуми квантування коливання (1) рівномірно розподілені у діапазоні  $0 \dots f_d = f_g$ , а ФНЧ виділяє їх у смузі  $f_g / 2k_{\text{обм}}$ .

Враховуючи те, що ГПЦС формує гармонічне коливання з вузьким спектром, для його виділення можна використати не ФНЧ, як показано на рисунку 1, а смугові фільтри, які перемикають разом зі зміною коду частоти  $k$ . Це дозволить додатково зменшити рівень шуму і паразитних гармонічних складових і збільшити діапазон  $D_a$ . Обмеженням на використання смугових фільтрів є збільшення тривалості процесу встановлення коливання і ускладнення генератора.

Розглянемо особливість роботи генератора при цілому і нецілому відношенні тривалості періоду коливання  $T_k$  до періоду проходження імпульсів  $T_g$  тактового генератора.

Візьмемо, як приклад, суматор накопичення з розрядністю  $m_p = 7$  (рис. 3). При  $k = 2^{n_p}$ , де  $n_p = 0, 1, 2, \dots$ , суматор заповнюється з приходом відповідно  $n_g = 128, 64, 32, \dots, 2$  тактових імпульсів. Тривалість кожного періоду коливання кратна періоду імпульсів тактового генератора  $T_g = 1/f_g$ , як це показано на рис. 3 для  $k = 2$ . Кожен період коливання починається в момент приходу тактового імпульсу зчитуванням нульового значення фази з нульової комірки. Процес формування гармонічного коливання являє собою точну побудову гармонічної функції (1) за відліками, що знаходяться у ППП функції синус. Методична похибка обумовлюється розрядністю подання відліків гармонічного коливання, потужність шуму складає  $\sigma^2 = \Delta^2/12$ , і динамічний діапазон визначається виразом (2).

Якщо  $k \neq 2^{n_p}$ , то початок чергового періоду не співпадає з тактовим імпульсом. Наприклад, при  $k = 3$  перший період закінчується між 42-м і 43-м імпульсами, з приходом яких зчитуються дані з 126-ї і першої комірок (див. рисунок 3). При  $k = 5$  період закінчується в інтервалі часу між приходом 25-го і 26-го імпульсів (дані зчитуються з 125-ї і другої комірок).

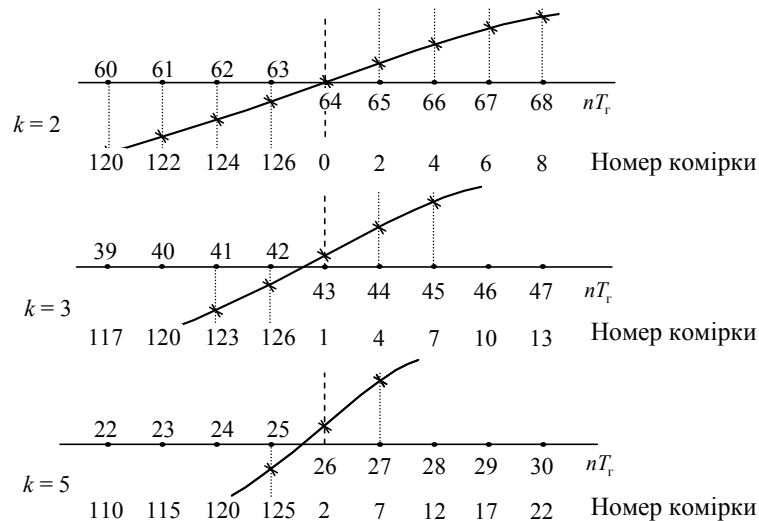


Рис 3. Зміни стану суматора накопичення при  $k = 2, 3, 5$   
і номера комірок пам'яті, з яких зчитуються дані

Детермінований характер формування окремих періодів і не кратність частот  $f_k$  і  $f_\Gamma$  призводять до появи у спектрі вихідного коливання побічних дискретних складових великої амплітуди, які обмежують динамічний діапазон. Щоб побічні спектральні складові формувалися у результаті не когерентного, а випадкового підсумування, що призведе до їх "розмивання" і зменшення їх амплітуд, у кожному такті до плинного вмісту суматора накопичення додають псевдовипадкові числа з рівномірним законом розподілу у діапазоні  $0 \dots k - 1$  [2].

Так само можна виконати декореляцію амплітуд окремих відліків вихідного коливання, що знаходяться у ППП функції синус, підсумовуючи з ними випадкові числа з середньоквадратичним значенням, яке приблизно дорівнює половині кроку квантування  $\Delta$ .

Особливо неприпустимими є похибки, викликані не кратністю частот  $f_k$  і  $f_\Gamma$ , коли формуються окремі імпульси або послідовності, які повинні починатися і закінчуватися при заданому значенні фази, наприклад сигнали з фазовою маніпуляцією. Для їх генерування потрібно, скориставшись виразом для частоти  $f_k = f_\Gamma k / 2^m$  [3], вибрати період імпульсів  $T_\Gamma = 1 / f_\Gamma$  і розрядність суматора накопичення  $m$  так, щоб генерувати гармонійне коливання при  $k = 2^{n_p}$ .

Далі розглянемо особливості використання вузлів генератора прямого цифрового синтезу при формуванні різних типів сигналів і їх сумішей, як це частково показано на рисунку 1.

Колівання типу "меандр" з періодом  $T_M = 2^{n_{ch}} k T_\Gamma = 2^{n_{ch}} 2^{n_p} T_\Gamma$ , де  $n_{ch} = 1, 2, \dots, m$ ,  $k = 2^{n_p}$ ,  $n_p = 0, 1, 2, \dots, m$  — номер тригера суматора накопичення, формуються на виходах тригерів. Більш складні прямокутні послідовності будуть на цих виходах при інших  $k$ .

Щоб отримати напругу трикутної форми з часом наростання  $t_n = T_k$  потрібно на цифро-аналоговий перетворювач подати  $m$ -розрядний код суматора накопичення. Дещо складніше отримати трикутну пилкоподібну напругу, час зростання якої на протязі періоду дорівнює часу спадання. Для цього потрібно ввести до складу генератора  $m - 1$  суматорів по модулю два і підключити їх перші входи до тригерів молодших розрядів суматора накопичення, а другі — до виходу тригера  $m$  (старшого розряду). На виході  $i$ -го суматора напруга подається рівнянням  $u_{вих i} = u_i \cdot \bar{u}_m + \bar{u}_i \cdot u_m$ , де  $u_i, u_m$  — напруги  $i$ -го та  $m$ -го розрядів суматора, рисочка над символами позначає інверсію. На протязі першої половини періоду  $u_{вих i} = u_i$ , і двійковий код на ви-

ходах суматорів по модулю два зростає. У другій половині періоду  $u_{\text{вих}i} = \bar{u}_i$ , що при зростаючому коді молодших розрядів суматора накопичення приводить до лінійного зменшення вихідного коду. На структурній схемі рисунка 1 розглянуті алгоритми реалізуються формувачем напруги трикутної форми. Сформований цифровий сигнал  $T_{\text{тф}}$  подається на вихід пристрою.

У багатьох практичних ситуаціях виникає необхідність формування і використання шумових випадкових корельованих і некорельованих процесів з можливістю їх багаторазового точного відтворення. Формування таких процесів можна виконати табличним методом аналогічно тому, як формується гармонічне коливання. Завчасно сформовані випадкові процеси заносяться у постійну пам'ять (ППП шуму, див. рисунок 1), а для їх читання використовуються вихідні коди суматора накопичення [4, 5]. Шумові процеси з довільним розподілом амплітуд і кореляційними функціями формують програмними методами з використанням комп'ютера. Щоб зменшити об'єм пам'яті при формуванні тривалих процесів, чергове читання інформації з комірок ППП шуму відбувається за адресами, які змінюються у випадковому порядку.

Виходи генератора гармонічних коливань, формувачів шумового процесу і напруги трикутної форми об'єднуються у цифровому суматорі. На вихід сигнали можуть надходити у довільній комбінації. Зміною у цифровому помножувачі значення амплітуди відліків сигналу змінюється відношення сигнал/шум на виході генератора.

Якщо використати декілька генераторів гармонічних коливань, що синхронізуються одним тактовим генератором, то можна генерувати когерентні гармонічні коливання. Гармонічні коливання рівних частот з потрібним фазовим зсувом можна отримати при використанні декількох блоків ППП функції синус, у які занесені коливання типу (1) з відповідними фазовими зсувами. Читання виконується адресним кодом одного суматора накопичення.

Таким чином, розроблено структурну схему формування гармонічних коливань, а також коливань прямокутної та трикутної форми, випадкових корельованих і некорельованих процесів і їх сумішей. Проаналізовано вплив похибок, викликаних скінченною розрядністю подання цифрових відліків, на точність генерування гармонічних коливань, намічені шляхи підвищення динамічного діапазону формування сигналів методами фільтрації. Розглянуто причини появи побічних дискретних складових спектра коливань. Показано, що вибором частоти генератора тактових імпульсів і розрядності суматора накопичення можна отримати коливання потрібної частоти з більшим відношенням його амплітуди до амплітуд побічних складових.

## Література

1. Vankka, J. Digital Synthesizers and Transmitters for Software Radio / J. Vankka. — Helsinki: University of Technology, Finland. — 2005. — 360 p.
2. Стешенко, В.Б. Цифровые синтезаторы прямого синтеза частот [Электронный ресурс] / В.Б. Стешенко // Компоненты и технологии. — 2002. — <http://www.kit-e.ru/articles/dsp/> / Спб.; 2002\_7\_56/ — 15.02.10.
3. Чемес, Є.О. Аналіз методу прямого цифрового синтезу гармонічних коливань / Є.О.Чемес, Ю.О.Андреева // Пр. Одес. політехн. ун-ту. — Одеса, 2012. — Вип. 1(38). — С. 173 — 178.
4. А.с. 1335993 СССР. Генератор случайных процессов / Ю.И. Абрамович, Н.И. Епифанов, О.В. Цыганов, Е.А. Чемес // Бюл. — 1987. — № 33.
5. А.с. 1496604 СССР. Генератор ансамбля независимых потоков импульсов / Н.И. Епифанов, Ю.В. Чвиков, Е.А. Чемес // Бюл. — 1989. — № 21.

## References

1. Vankka, J. Digital Synthesizers and Transmitters for Software Radio / J. Vankka. — Helsinki: University of Technology, Finland. — 2005. — 360 pp.
2. Steshenko, V.B. Tsifrovyye sintezatory pryamogo sinteza chastot [Elektronnyy resurs] [Digital synthesizers for Direct Synthesis of Frequencies] [Electronic resource] / V.B. Steshenko. Components and

- Technologies. 2002. — Available at: [http://www.kit-e.ru/articles/dsp/ St.-Petersburg; 2002\\_7\\_56 /](http://www.kit-e.ru/articles/dsp/St.-Petersburg;2002_7_56/) — 15.02.10.
3. Chemes, Ye.O. Analiz metodu priamoho tsyfrovoho syntezu harmonichnykh kolyvan [Analysis of a method of direct digital synthesis of harmonious fluctuations] / Ye.O.Chemes, Yu.O.Andreieva // Pr. Odes. politekh. un-tu. — Odesa, 2012. — Iss. 1(38). — pp. 173 — 178.
  4. A. s. 1335993 USSR. Generator sluchainykh protsessov [The generator of random processes] / Yu.I. Abramovich, N.I. Epifanov, O.V. Tsyganov, E.O. Chemes // Bull. — 1987. — # 33.
  5. A.s. 1496604 USSR. Generator ansamblya zavisimykh potokov impulsiv [The generator of ensemble of dependent streams of impulses] / N.I. Epifanov, Y.V. Chvikov, E.A. Chemes, // Bull. — 1989. — # 21.

Рецензент д-р техн. наук, проф. Одес. нац. політехн. ун-ту Філіпський Ю.К.

Надійшла до редакції 30 листопада 2012 р.