

СПОСОБИ ПОБУДОВИ ШВИДКОДЮЧИХ ЦИФРОВИХ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ СИНТЕЗАТОРІВ БАГАТОРІВНЕВИХ СИГНАЛІВ

Розглянуто способи побудови швидкодіючих цифрових обчислювальних синтезаторів – DDS. Наведено класифікацію таких способів. Розглянуто структурні схеми синтезаторів із підвищеними характеристиками швидкодії. Застосування запропонованих структур синтезаторів дозволить покращити спектральні характеристики синтезованих сигналів та динамічний діапазон синтезаторів.

The methods of constructing high-speed digital computer synthesizer are proposed. The classification of these methods was proposed. Structural scheme of synthesizers uprated performance. Application of the proposed structure will improve the spectral synthesizer specifications of the synthesized signal and dynamic range of synthesizers.

Ключові слова: : АЦП, ЦАП, прямий синтезатор частоти, фазовий акумулятор, ADC, DAC, direct frequency synthesizer (DDS).

Постановка задачі

Прямі цифрові синтезатори частоти відіграють важливу роль у сучасних радіоелектронних пристроях. Це забезпечується багатьма значними перевагами: швидкість пере налаштування частоти, висок розрізняльна здатність, широка синтезована смуга частот. Багаторівневі DDS у силу своєї, технологічності, надійності, можливості мікромініатюризації та унікальності технічних характеристик (нерозривність фази під час перемикання з частоти на частоту, можливість формування сигналів складної форми, цифрове керування амплітудою, частотою та фазою вихідного коливання) на сьогодні знайшли застосування у системах зв'язку. Особливо перспективним є використання DDS у радіотехнічних системах передачі інформації з підвищеною завадостійкістю та захищеністю.

Аналіз досліджень та публікацій

Розглянемо методи побудови швидкодіючих DDS частот та сигналів. З аналізу доступних на сьогодні публікацій можна зробити висновок про розвиток таких синтезаторів у двох основних напрямках. Перший напрямок - пошук нових рішень з підвищення швидкодії основних функціональних вузлів DDS (НК – накопичувача коду, ФП – фазового перетворювача, БК – блоку керування синтезатором). Другий напрямок – синтез DDS з підвищеним діапазоном частот шляхом помноження частоти або перенесення спектру сигналу, що формується DDS на відносно низькій тактовій частоті його роботи f_{clk} на більш високу (носійну) частоту.

Гранично допустимі значення максимальної синтезованої частоти f_{max} суттєво залежать від характеристик НК які у них використовуються. Через те, що двійкові накопичувачі коду (за модулем 2) за мінімальних апаратних та енергетичних затрат мають вищу швидкодію ніж накопичувачі коду за модулем 10, тож у сучасних швидкодіючих синтезаторах використовуються накопичувачі коду за модулем 2. Проте для синтезу частот з точними значеннями синтезованої частоти – 5,10,20,50,100 МГц, необхідно вводити у схему коректор коду, або за рахунок зміни ємності накопичувача коду.

Також швидкодія DDS в значній мірі визначається швидкістю виконання операції перетворення фаза-синус. Тому задача вибору швидкодіючої структури ФП є актуальною задачею.

Наведемо класифікацію способів підвищення швидкодії DDS – рис.1. Найбільш поширеною технологією на сьогодні є технологія функціонального перетворювача з запам'ятовуючим пристроєм, проте такі DDS мають низьку швидкодію за великої кількості апаратних затрат. На початкових етапах розвитку напрямку цифрового синтезу частоти було запропоновано скоротити об'єм ПЗП перетворювача фази шляхом комбінації звернень до ПЗП з арифметичними обчисленнями функції $\sin(x)$. Такі синтезатори у класифікації позначені як гібридні фазові перетворювачі з мінімальним запам'ятовуючим пристроєм. Такі фазові перетворювачі відрізняються більш високою швидкістю із збереженням потрібної точності виконання операції перетворення (обчислення) фаза-синус. Існують також реалізації фазових перетворювачів без ПЗП у вигляді простих кодо-перетворювачів, які вимагали включення у свій склад спеціалізованих ЦАП, що працюють у базисі функцій Уолша. Також існують ФП без ПЗП із формуванням трикутного сигналу, один раз відсіченого трикутного сигналу, два рази відсіченого трикутного сигналу, які є за своїми спектральними характеристиками є максимально близькими до синусоїдального коливання в області низьких частот. Тут постає питання про оптимальний вибір структури DDS в двох аспектах: спектральної чистоти та апаратних затрат. Наступним кроком на шляху підвищення швидкодії DDS є підвищення швидкодії структури в цілому. Одним з найбільш відомих способів є перенесення сигналу, що сформований на низькій частоті, на більш високу носійну частоту. Для збереження високої швидкості переналаштування частот перенесення сигналу з частоти на частоту здійснюється керуваннями фазообертачами з лінійним законом модуляції. У сучасних швидкодіючих DDS частот і сигналів у якості керуваного фазообертача використовуються багаторівневі дискретні фазообертачі, які здатні забезпечити велику кількість градацій фази у широкому діапазоні частот. Проте такі синтезатори мають гірші



Рис. 1. Способи підвищення швидкодії синтезаторів DDS

Для покращення спектральних характеристик з одночасним зростанням f_{clk} синтезатора застосовують метод одночасного обчислення кодів відліків синтезованих коливань з наступним вибором цих кодів в певній послідовності для отримання необхідної форми вихідного синтезованого коливання. Див. рис.2. Для прикладу, чотирьохканальний синтезатор складається із чотирьох генераторів кодів синусоїдальних коливань, функції яких можуть відігравати як накопичувачі кодів так і класичні «повні» DDS. Приріст фази $\Delta\varphi$ попередньо зсуваються для отримання приросту $4\Delta\varphi$, які надходять на входи чотирьох паралельно працюючих генераторів коду. На виходах генераторів коду одночасно формуються чотири фазових точки, які на певну величину випереджають повну синусну величину формованого вихідного сигналу, що у подальшому додаються. Для того щоб таке випередження стало можливим, вихідні коди генераторів необхідно зміщувати за фазою на певну величину. Сформовані генераторами коди додаються з 4-х в 1, в результаті чого формується послідовність кодів K_{Σ} значень функції $\sin(x)$. Ця послідовність надходить на вхід ЦАП, на виході якого формується вихідний синусоїдальний сигнал потрібної частоти та фази. Така структура отримала назву цифрового синтезатора прямого синтезу з комутацією фазових відліків. В N - каналному DDS з паралельним обрахунком фази синтезованого коливання тактова частота роботи накопичувача кодів, одного з найскладніших вузлів може бути понижена в N разів і дорівнюватиме $f_{clk} = f_0/N$. Відповідно в DDS з цифровою комутацією відліків вихідна частота може бути збільшена у відповідну кількість раз у порівнянні з вихідною частотою відомих класичних DDS за рахунок підвищення частоти синхронізації без збільшення тактової частоти роботи накопичувача кодів при збереженні кроку переналаштування з частоти на частоту.

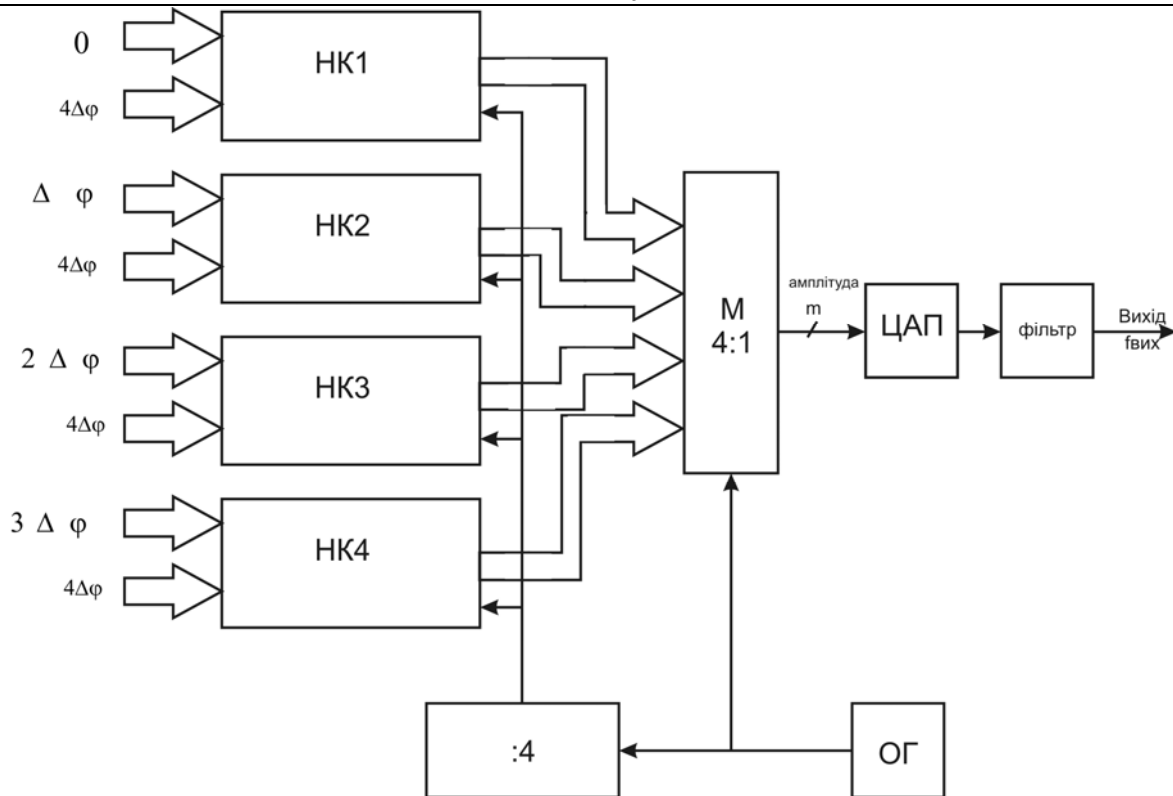


Рис. 2. Структурна схема чотирьох каналного синтезатора прямого цифрового синтезу

При визначеному числі каналів необхідне значення кодів фазових приростів у кожному каналі цифрового обчислювального синтезатора може бути отримано шляхом додавання або віднімання мінімально сформованих коефіцієнтів зсуву фази. Це значно полегшує схему технічне виконання цифрового обчислювального синтезатора (DDS) та зменшує апаратні затрати на його реалізацію.

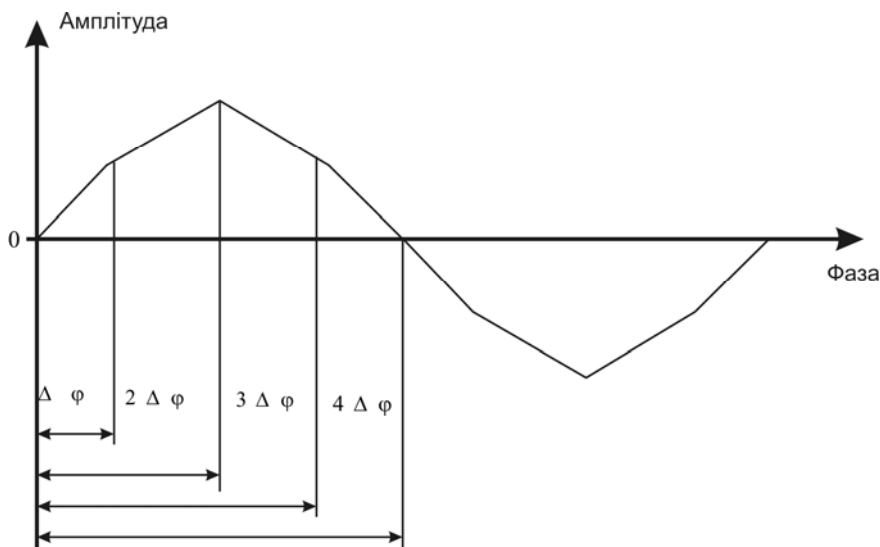


Рис. 3. Діаграма роботи чотирьох каналного синтезатора прямого цифрового синтезу

Можливо комутувати не лише відліки фаз, але й відліки амплітуд синтезованих коливань. Структури таких DDS отримали назву – з комутацією відліків амплітуд синтезованих коливань. Цифрові обчислювальні синтезатори з комутацією амплітуд мають стільки фазових перетворювачів скільки є каналів синтезатора, в результаті чого апаратні затрати на реалізацію таких синтезаторів різко зростає, що небажано для інтегрального виконання DDS.

Постановка завдання

Отже виникає необхідність вибору оптимальної структури DDS синтезатора сигналів з точки зору максимальної швидкодії та мінімальних апаратних затрат, з одночасним забезпеченням необхідного динамічного діапазону та необхідних спектральних характеристик.

Вирішення завдання

Запропонуємо структуру синтезатора, прототипом якого використовуємо синтезатори з двічі усіченим

трикутним коливанням. У пропонованому методі перший квадрант косинусоїдального сигналу

$$f(x) = \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right), \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (1)$$

ділиться на $s = 2^u$ сегментів (де u – ціла величина) і кожен сегмент апроксимується або квадратичним поліномом або лінійним відповідно до виразу :

$$P_k(x) = \begin{cases} c_0^{(k)} + c_2^{(k)}x^2 & 1 \leq k \leq \theta \\ c_0^{(k)} + c_1^{(k)}x & \theta + 1 \leq k \leq s \end{cases} \quad 0 \leq x \leq 1, \quad (2)$$

де k номер сегмента, $c_0^{(k)}, c_1^{(k)}$ та $c_2^{(k)}$ поліноміальні коефіцієнти і θ це положення у першому квадранті, де квадратичний поліном замінюється на лінійну залежність. Оптимальним кутом є $\theta = \frac{3s}{4}$. [4]

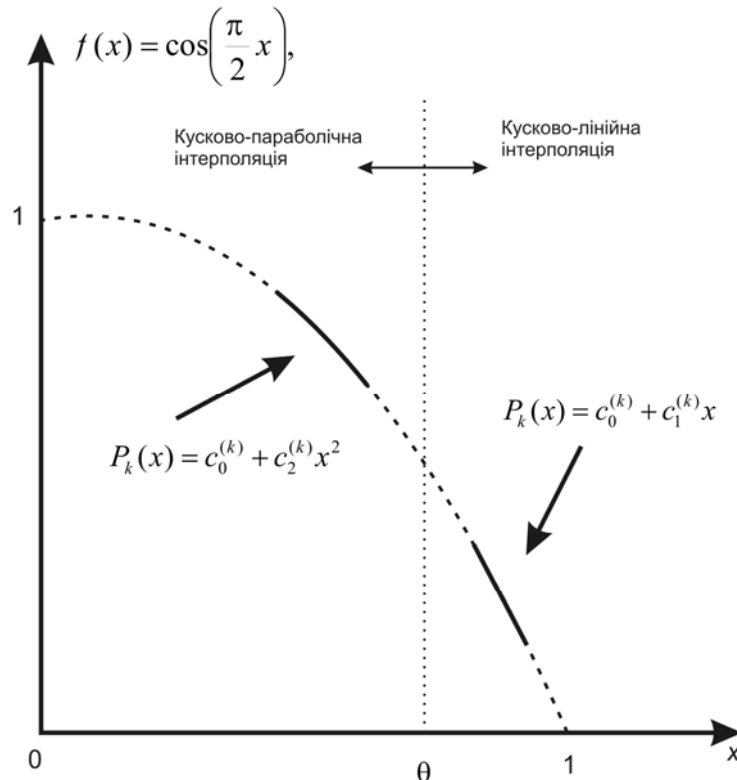


Рис. 4. Комбінований метод кусково-лінійної та кусково-параболічної апроксимації

Пропонований метод є подібним до методу усіченого трикутного коливання, архітектура якого докладно описана у [1]. До відомої структури ми додаємо квадратор, вихідне слово якого має вдвічі більшу довжину до входу і повинно відсікатись у наступних елементах схеми синтезатора. Блок діаграма пропонованої архітектури фазового перетворювача з комбінованою кусково-лінійною та кусково-параболічною апроксимацією представлена на рисунку 5. Вихід квадратора має вдвічі більшу довжину за вхідне кодове слово, отже потрібує подальшого відсікання молодших біт. Однак більш продуктивним є попереднє відсікання вхідного слова квадратора, що дозволяє зменшити кількість логічних елементів у наступних елементах структури. Таким чином вхідне слово квадратора має довжину $W - 2$ і відсікається на λ біт так щоб досягти тієї ж самої вхідної розрядності $W - 2$. Коефіцієнти перетворення задаються двома різними шляхами. Коефіцієнти $c_1^{(k)}$ та $c_2^{(k)}$ визначаються апроксимацією їх ідеальних величин шляхом додавання цілих ступенів двійки

$$c_i^{(k)} = \sum_{j=0}^r h_{jk} 2^{g_{jk}}, \quad h_{jk} \in \{+1, -1\}, \quad (3)$$

де r – номер доданка, h_{jk} – це знак кожного доданка, g_{jk} та i визначається наступним чином

$$g_{jk} \in \{\dots, -2, -1, 0, +1, +2, \dots\} \quad (4)$$

$$i = \frac{\text{sgn}(3s/4 - k) + 3}{2}. \quad (5)$$

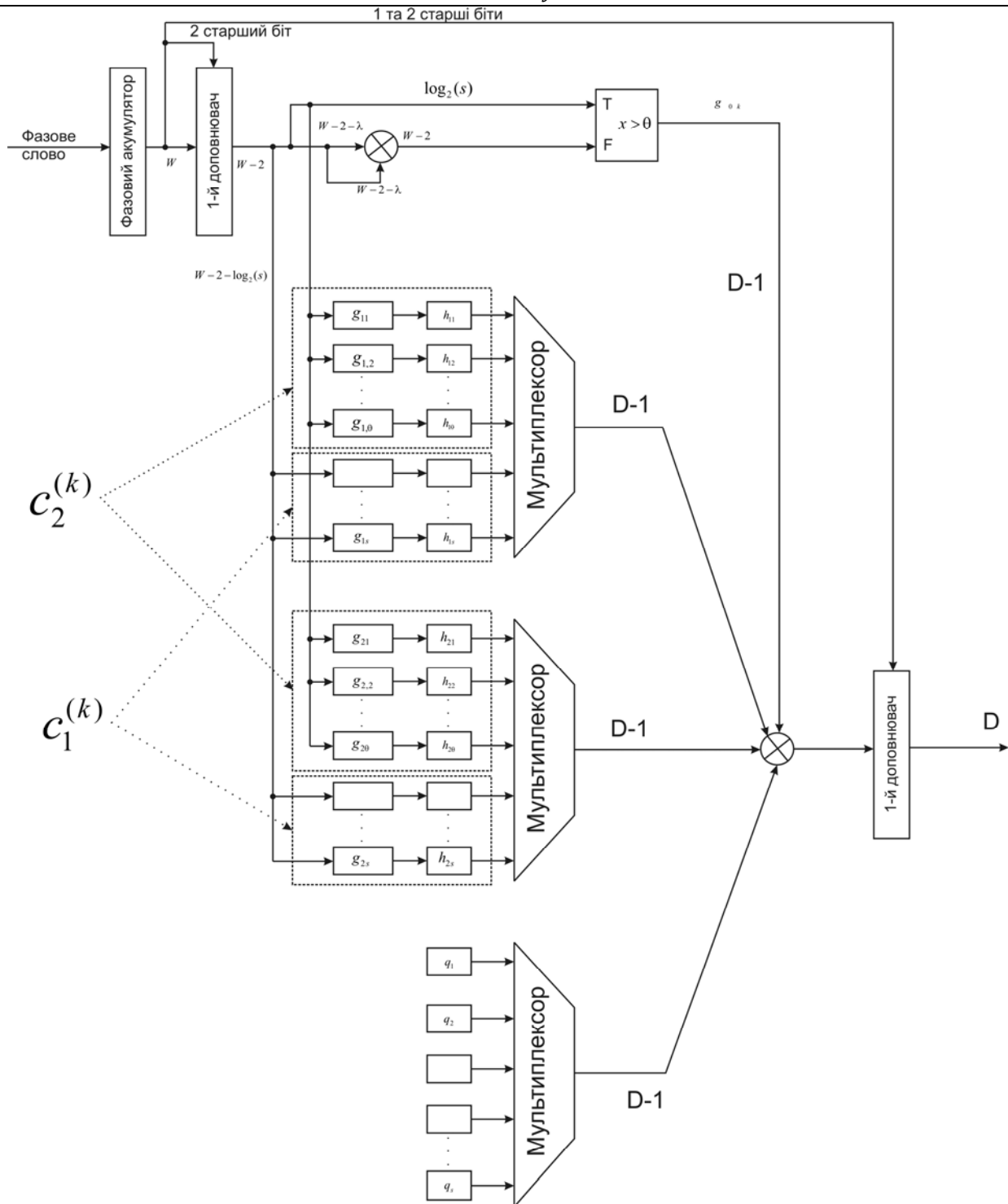


Рис.5.Блок діаграма пропонованої архітектури фазового перетворювача з комбінованою кусково-лінійною та кусково-параболічною апроксимацією

Ідеальні значення коефіцієнтів $c_1^{(k)}$ та $c_2^{(k)}$ оцінюються алгоритмом, що дає максимальний виграш у динамічному діапазоні вільному від паразитних складових. Таблиця для коефіцієнтів буде мати вигляд – табл. 1

Таблиця 1

Таблиця коефіцієнтів перетворення для пропонованого методу з 4-ма сегментами

	k=1	k=2	k=3	k=4
g_{0k}	0	0	0	0
g_{1k}	2	3	5	1
g_{2k}	10	6	8	6
q_k	504	498	483	778

В структурній схемі на рис. 5 застосовуються мультиплексори для того, щоб не використовувати помножувачі. Це досягається логічним зсувом вправо або вліво виходу квадратора (для квадратичної складової), або зміною фази для лінійної складової та виконання додавання усіх зсунутих доданків. Знак доданку h_{jk} використовується для формування негативної півхвилі. Така структура призводить до виникнення спотворень у синтезованому сигналі, для боротьби з яким підбираються коефіцієнти оптимізації q_k .

Висновки

Розглянуто принципи організації високошвидкісних цифрових синтезаторів частоти – DDS. Проведено класифікацію та виконано аналіз функціонування таких синтезаторів. Розглянуто основні напрямки розвитку високошвидкісних синтезаторів. Виявлено, що за мінімальних апаратних затрат найбільший частотний діапазон мають синтезатори з подвійно усіченим трикутником. Проте такі синтезатори мають недостатньо високу спектральну чистоту синтезованих сигналів. Для вирішення цієї проблеми в роботі запропоновано комбінований метод формування багаторівневого сигналу з кусково-лінійною та кусково-параболічною апроксимацією. Запропоновано математичну модель такого метода та структурну схему синтезатора сигналів синусоїдальної форми. Вираховано оптимальні коефіцієнти перетворення запропонованого методу.

Література

1. Ямпурин Н.П. Формирование прецизионных частот сигналов // Ямпурин Н.П., Болозев В.В., Сафонов Е.В., Жалнин Е.Б. / Под ред. Ямпурин Н.П. – Нижний Новгород, 2003.
2. Byung-Do Yang, Jang-Hong Choi, Seon-Ho Han An 800-MHz Low-Power Direct digital Frequency synthesizer With an On-Chip D/A converter/ Byung-Do Yang // IEEE Journal of solid-state circuits, vol.39, №5. – 2004.
3. Николайчук Я.М. П.В. Теоретичні засади та принципи побудови арифметико-логічного пристрою на основі вертикально-інформаційної технології / Николайчук Я.М., Заставний О.М., Гуменний // Вісник ХНУ. – 2012. – № 2. – С. 190 – 196..
4. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ./Под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979.
5. Yuanwang Yang, Jingye Cai A Novel DDS Structure with Low Phase Noise and spurs/ Yuanwang Yang // UESTC, Chengdu. – 2011.
6. Vankka J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications/ Vankka J. // Helsinki University of Technology. – 2000. – С. 192.

Надійшла 6.9.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Троцишин І.В.

УДК 614.8

Б.Б. ПОСПЕЛОВ

Национальный университет гражданской защиты Украины

О.М. ШИНКАРУК

Хмельницький національний університет

Р.І. ШЕВЧЕНКО

Национальный университет гражданской защиты Украины

ГРАНИЦЫ ПРИЕМЛЕМЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ КРИТИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЙ ОПАСНЫХ ОБЪЕКТОВ

Определены границы приемлемых показателей качества для технических систем обнаружения критических состояний объектов природной и технической сферы в соответствии с современной концепцией приемлемого риска. Показано, что приемлемые показатели качества обнаружения обеспечиваются только при достаточно высоких энергетических соотношениях наблюдаемого фактора опасности и фона.

The limits of acceptable quality for technical systems detect critical conditions of natural and technical sphere in accordance with the modern concept of acceptable risk. It is shown that acceptable quality detection is provided only at sufficiently high energy ratio of the observed risk factors and background.

Ключевые слова: концепция приемлемого риска, техническая система обнаружения критических состояний объектов, границы приемлемых показателей качества обнаружения, критические состояния объектов.

Постановка проблемы. Антропогенное давление на окружающую среду, усиливающееся с развитием научно-технического прогресса, приводит к существенному росту числа опасных объектов