опущены, поскольку их влияние на продуктивность при разумном выборе значений по умолчанию мало [1]. И, как уже упоминалось, задача (4) сводится к численному поиску минимума функции 10 переменных (или $6+3q_{\text{lyr}}+q_h\left[m_{\text{train}}\left(a_{\text{train}}\right)\right]$ переменных, если не группировать по слоям и параметрам выбранного метода обучения), где в перспективе стоит рассмотреть учёт влияния длительности обучения на функции качества обучения и уровень ошибок функционирования, а также проанализировать взаимосвязь между ними.

Литература

1. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс / Хайкин С. — [2-е изд.]. — М. : Издательский дом “Вильямс”, 2006. — 1104 с.

2. Hagan M. T. Training feedforward networks with the Marquardt algorithm / M. T. Hagan, M. Menhaj // IEEE Transactions on Neural Networks. — 1994. — Vol. 5, N. 6. — P. 989 — 993.

3. Трухаев Р. И. Модели принятия решений в условиях неопределённости / Трухаев Р. И. — М. : Наука, 1981. — 258 с.

Надійшла 23.11.2012
Рецензент: д.т.н. Сорокатий Р.В.

УДК 621.3

О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ
Хмельницький національний університет

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ФАЗА-АМПЛІТУДА У ЦИФРОВИХ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ СИНТЕЗАТОРАХ

Проаналізовано методи перетворення відліків фази у відліки амплітуди в цифрових обчислювальних синтезаторах – DDS. Проаналізовано різноманітні алгоритми такого перетворення. Розглянуті методи проаналізовані з точки зору зменшення апаратних затрат на реалізацію перетворення з необхідною якістю.

Ключові слова: АЦП, ЦАП, цифровий обчислювальний синтезатор, ADC, DAC, direct frequency synthesizer (DDS).

The methods of converting counts in samples of the amplitude phase in digital computer synthesizers (DDS) was proposed. Analysis of various algorithms for this conversion. Considered methods are analyzed in terms of reducing hardware costs to implement transformation of the required quality.

Keywords: ADC, DAC, digital computer synthesizer, ADC, DAC, direct frequency synthesizer (DDS).

Постановка задачі

Цифровий обчислювальний синтезатор у спрощеному виді представлено на рис. 1.

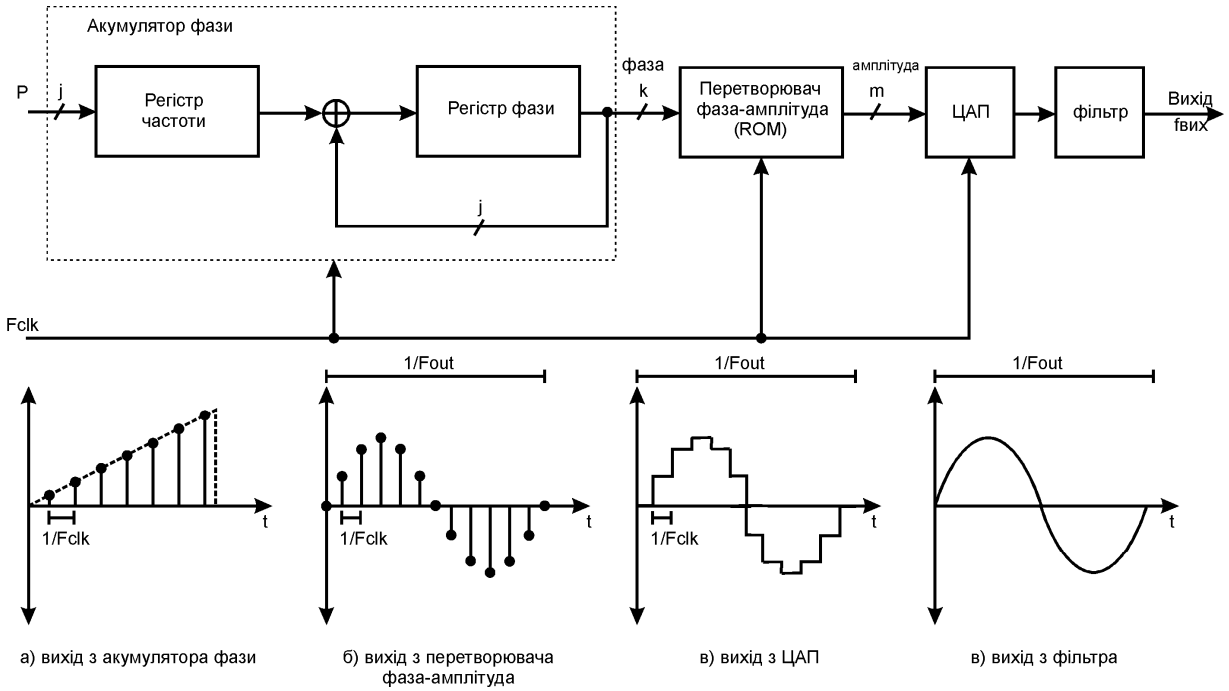

Рис. 1. Структурна схема DDS, та перетворення сигналів у ньому [2]

Проаналізуємо методи перетворення відліків фази у відліки амплітуди, які надходять до ЦАП, а далі

у фільтр. На практиці схема фазового акумулятора не може виконати багатобітне додавання за один тактовий період, через явище затримки переносу у суматорі. Для розв`язання цієї проблеми застосовують різноманітні методи, які докладно проаналізовані у статті [1]. Проте спектральна чистота типового цифрового обчислювального синтезатора (DDS) також визначається розрядністю значень що зберігаються в постійному запам'ятовуючому пристрою відліків функції синус. Таким чином бажаним є зростання розрізнювальної здатності табульованої функції у ПЗП. Проте такий підхід призводить до зростання енергоспоживання, зменшенню швидкості вибірки з ПЗП та до значного зростання вартості виробу. Завданням дослідження є аналіз існуючих на сьогоднішній день методів зменшення об'єму ПЗП.

Аналіз досліджень та публікацій

Найпростішим методом зменшення об'єму ПЗП є зберігання лише $\pi/2$ радіан функції синус та формування відліків функції до 2π шляхом використання симетрій функції. Крім того використовуються наступні методи зменшення об'єму ПЗП : Апроксимація рядами Тейлора, CORDIC алгоритм, метод Нікола та ін. Метод CORDIC не використовує ПЗП для зберігання значень синуса, а використовує ітеративні обчислювальні методи. Платою за використання диференційних методів є зростання складності схемо-технічних рішень та збільшення рівнів спотворень синтезованих сигналів.

Розглянемо випадок із зберіганням ¼ значень повного періоду. Метод представлено на рис. 2. Зменшення об'єму пам'яті ПЗП у цьому випадку призводить до необхідності використання додаткової логіки для формування доповнень до 2π. Два перших значущих біт фази використовуються для визначення квадранту, а решта біт $k-2$ використовується для адресації таблиці синусоїдальної функції в одному квадранті. Перший значущий біт визначає необхідний знак результату, а другий значущий біт визначає чи буде амплітуда зростати чи спадати. Вихід акумулятора лишається без змін в першому і третьому квадрантах. В 2-му та 4-му квадрантах біти мають доповнюватись так щоб нахил пилкоподібного сигналу був інвертованим. В другому доповнювані – змінюється знак в 3-му та 4-му квадрантах.

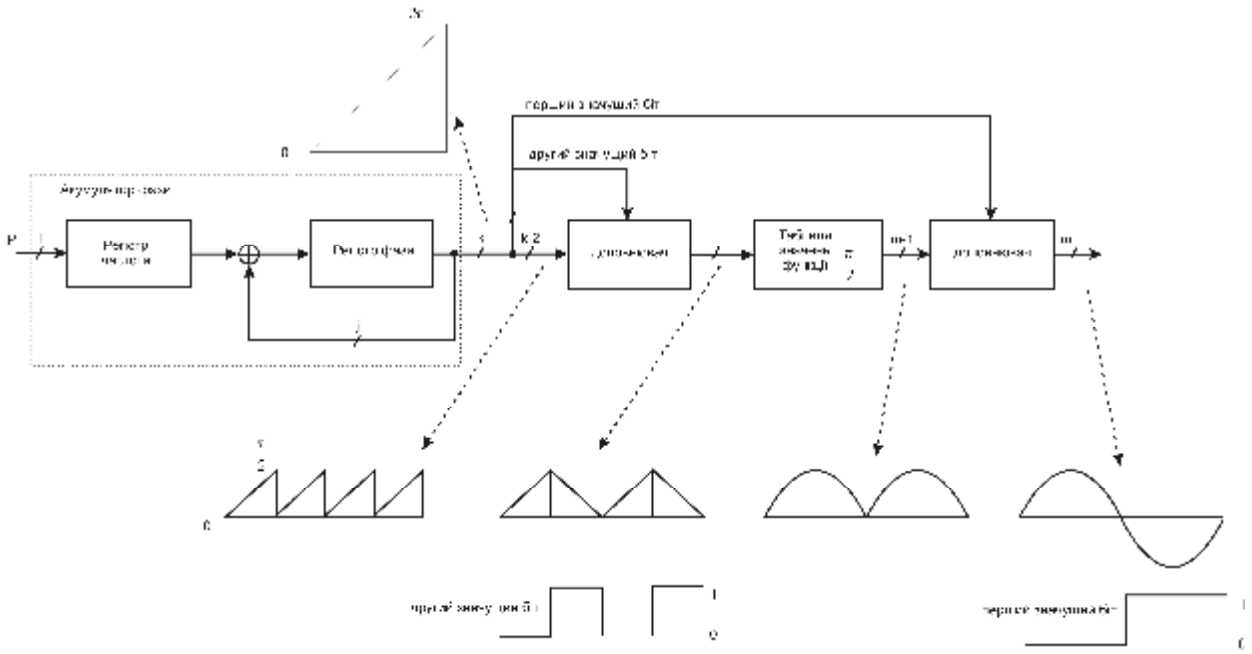

Рис. 2. Використання симетрії функції синус для зменшення об'єму ПЗП

Вирішення задачі

Зменшення необхідного обсягу пам'яті для зберігання чверті періоду синусоїдальної функції досягається зберіганням в ПЗП відліків функції

$$f(P)=\sin(\frac{\pi P}{2})-P \tag{1}$$

замість функції $\sin(\frac{\pi P}{2})$. Це можливо через те що виконується залежність

$$\max\left[\sin(\frac{\pi P}{2})-P\right]\approx 0.21\max\left[\sin(\frac{\pi P}{2})\right],$$

і таким чином можна зберегти 2 біти амплітуди у постійному запам'ятовуючому пристрої. Платою за це зменшення є необхідність застосування додаткового суматора на виході таблиці перетворення для проведення операції

$$[\ \sin(\frac{\pi P}{2})-P\ ]+P\ .$$

Структурна схема диференційного методу наведена на рис. 3. Обсяг ПЗП може бути зменшений, у разі зберігання у ньому функції $\sin(\pi P/2)-rP$, де r- більше ніж 1. Ще одним методом зменшення необхідного об'єму ПЗП є Сандерленд архітектура [2]. Фазове слово для чверті синусоїдальної функції розділяється на $P=a+b+c$, з розрядністю змінних відповідно $a\to A, b\to B, c\to C$. На рис. 3 показано яким чином 12 вхідних біт розділяються на 3 4-х бітних групи так що $a<1, b<(2^{-4}), c<(2^{-8})$. Отже синусоїдальна функція може бути представлена як

$$\sin(\frac{\pi}{2}(a+b+c))=\sin(\frac{\pi}{2}(a+b))\cos(\frac{\pi}{2}c)+\cos(\frac{\pi}{2}(a+b))\sin(\frac{\pi}{2}c). \quad (2)$$

Враховуючи відносні значення величин a, b, c вираз (2) може бути представлено наступним чином:

$$\sin(\frac{\pi}{2}(a+b+c))\approx\sin(\frac{\pi}{2}(a+b))+\cos(\frac{\pi}{2}(a+\bar{b}))\sin(\frac{\pi}{2}c). \quad (3)$$

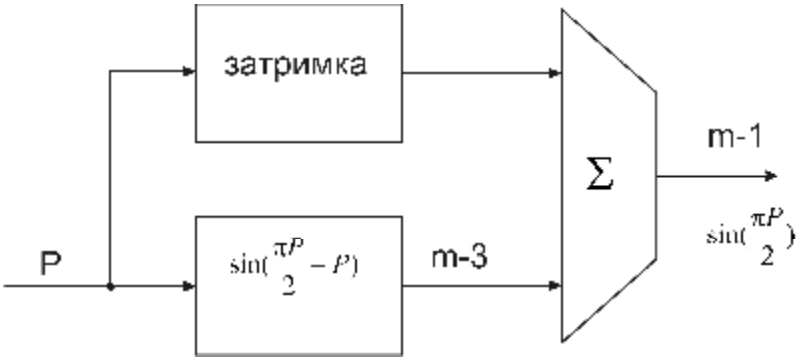

Рис. 3. Диференційний метод перетворення фаза-амплітуда

Апроксимація досягається шляхом введення середнього значення b у другому доданку. Тригонометрична апроксимація в (3) призводить до помилки апроксимації функції синус:

$$\sin(\frac{\pi}{2}(a+b))\left[\cos(\frac{\pi}{2}c)-1\right]+\sin(\frac{\pi}{2}c)\left[\cos(\frac{\pi}{2}(a+b))-\cos(\frac{\pi}{2}(a+\bar{b}))\right]. \quad (4)$$

Замінюючи $\sin(\pi c/2)$ та $\cos(\pi c/2)$ їх першими доданками із їх розкладу у ряд Тейлора, похибка апроксимації прийме вид:

$$\frac{\pi}{2}c\left[\cos(\frac{\pi}{2}(a+b))-\cos(\frac{\pi}{2}(a+\bar{b}))\right]=\pi c\sin(\frac{\pi}{4}(2a+b+\bar{b}))\sin(\frac{\pi}{2}(\bar{b}-b)). \quad (5)$$

Через те що максимальне значення синуса це 1, а значення b набагато менше ніж 1, тож максимальна похибка буде дорівнювати :

$$\frac{\pi^2}{4}|c|_{\max}\bar{b}. \quad (6)$$

Для фазового слова в 12 біт, у разі поділу його на 4-бітні частини, точність представлення складе 0.0003.

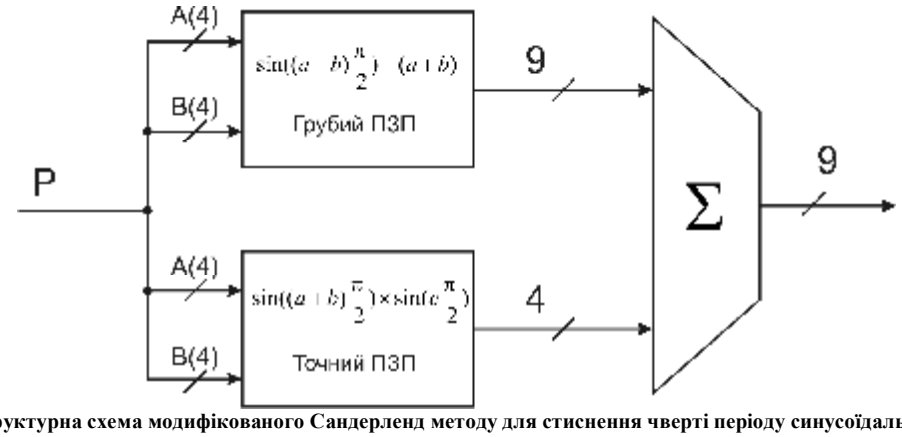

Рис. 4. Структурна схема модифікованого Сандерленд методу для стиснення чверті періоду синусоїдальної функції

Альтернативним методом до методу Сандерленд є зберігання в ПЗП відліків що певним чином оптимізовані. Фазове слово чверті синусоїдальної функції представимо як $P=a+b+c$, де відповідні розрядності $a\to A, b\to B, c\to C$. Змінні *a, b* адресують «грубий» ПЗП, а змінні *a, c* адресують «точний» ПЗП. На рисунку 5 «грубий» відлік ПЗП представлено точкою на лінії, а відліки з «точного» ПЗП

представлено як відхилення від горизонтальної лінії. Сама функція поділяється на 4 області – a=00, 01, 10, 11. В кожній області, лише одна інтерполюючи величина може застосовуватись для мінімізації середньоквадратичного відхилення. Зменшення об'єму необхідного ПЗП досягається за рахунок симетрії у ПЗП корегуючи коефіцієнтів, див. рис. 5. Якщо відлік з «грубого» ПЗП вибирається у середині інтерпольованої області, тоді відліки з «точного» ПЗП у середньому є симетричними навколо точки де $c = (2^C - 1)/2$, де C – довжина бітового слова змінної *c*. Таким чином застосовуючи суматор-віднімач замість суматора – обсяг точного ПЗП може бути зменшено вдвічі.

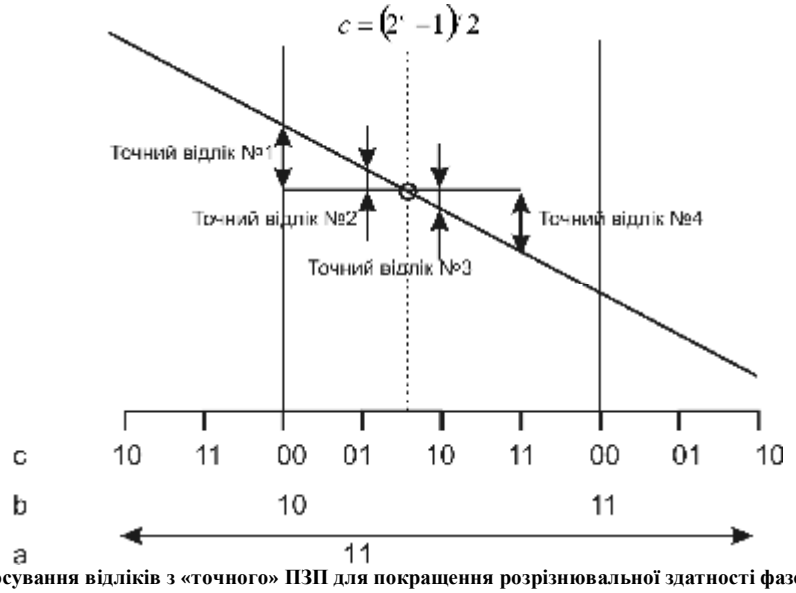

Рис. 5. Застосування відліків з «точного» ПЗП для покращення розрізнювальної здатності фазової функції

Архітектура генерування синусоїдальної функції за методом Нікола представлено на рис.6.

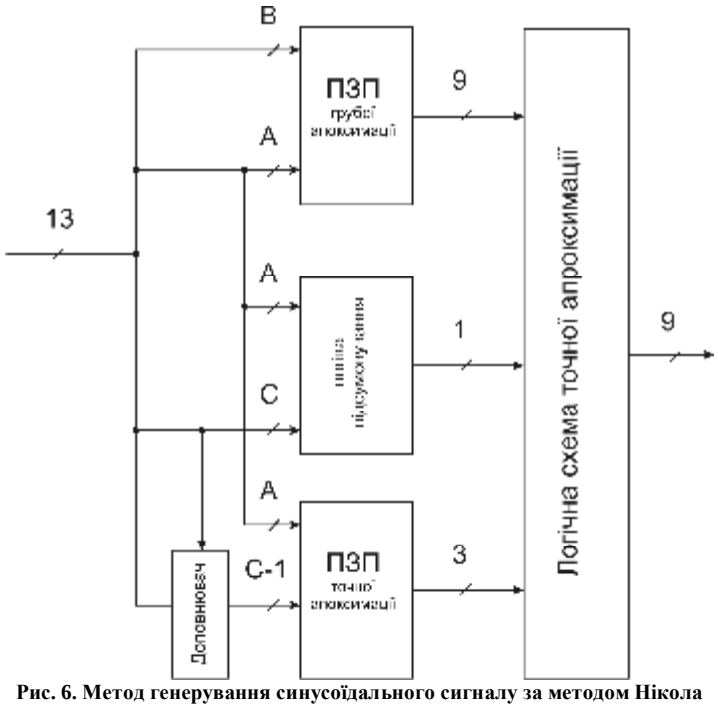

Рис. 6. Метод генерування синусоїдального сигналу за методом Нікола

Така схема також може бути використана для розпаралелювання процесу формування синусоїдальнго сигналу, коли, наприклад, один прямий цифровий обчислювальний синтезатор (DDS) працює на чотири блоки ПЗП, відліки з якого вибираються з частотою $f = \frac{f_{clk}}{4}$.

Ще одним цікавим методом перетворення фаза-амплітуда є метод апроксимації синусоїдальної функції рядами Тейлора. У цьому методі фазова адреса P поділяється на дві частини вищу фазову адресу "u" та нижчу фазову адресу – "P-u". Розкладення у ряд Тейлора виконується відносно – u:

$$\sin(\frac{\pi}{2}P) = \sin(\frac{\pi}{2}u) + k_1(P-u)\cos(\frac{\pi}{2}u) - \frac{k_2(P-u)^2\sin(\frac{\pi}{2}u)}{2} + R_3, \quad (7)$$

де k_n – це константа, що використовується для корегування кожної з складових. Ця константа необхідна через те, що фаза вимірюється у кутових одиницях. А кожен наступний член розкладу

$$R_n = \frac{d^n(\sin(\frac{\pi}{2}r))}{dr}\frac{(P-u)^n}{n!}, \text{ де } r \in [u, P]. \quad (8)$$

Функції синус та косинус не перевищують одиниці, отже оцінка точності перетворення визначається:

$$|R_n| = \left|\frac{k_n(P-u)^n}{n!}\right| \le \left|\frac{k_n|P-u|^n_{\max}}{n!}\right|. \quad (9)$$

Розклад у ряд (7) використовує 3 складових, у разі застосування вищих складових їх внесок у загальну суму стає дуже малим. З формули (9) визначимо точність представлення, вона дорівнюватиме – 0,0000025.

Структурна схема пристрою для реалізації запропонованого методу представлено на рис. 7.

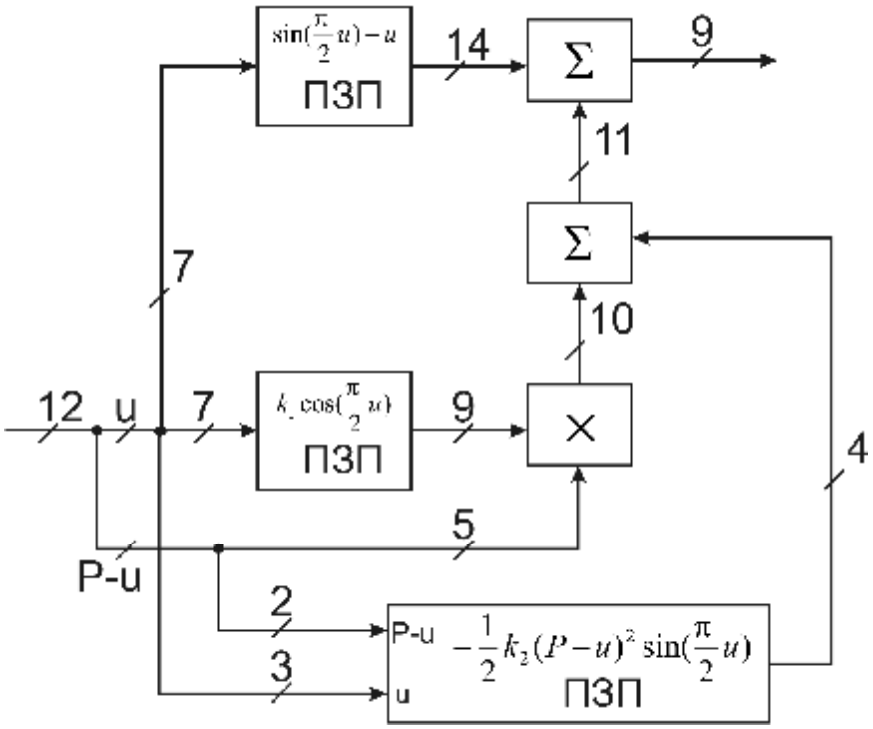

Рис. 7. Метод апроксимації чверті синусоїдальної функції рядом Тейлора

Тут 7-м значущих біт вхідного фазового слова вибираються як «вища» фазова адреса – u, яке одночасно перетворюється у косинусному та синусних ПЗП, після чого перша складова розкладу направляється у перший суматор, де додається до двох наступних складових. Косинусний ПЗП сконфігурований з врахуванням коефіцієнту k_1. Вихід косинусоїдального ПЗП перемножується з «нижньою» фазовою адресою, після чого додається до другого суматора. Третя складова розкладу формується в ПЗП повна адреса якого формується словами – «u» та «P-u». Результат вибірки додається до другого доданку в суматорі 2. Результат підсумовування другого та третього доданків потрапляє у суматор 1, результат з якого направляється у ЦАП.

Отже ми бачимо, що запропонований метод значно зменшує обсяг необхідних ПЗП, проте ускладнюється структура пристрою, внаслідок використання додаткових суматорів та перемножувача, що в кінцевому результаті призводить до зменшення максимальної синтезованої частоти цифрового обчислювального синтезатора.

Альтернативним методом формування синусоїдального сигналу є метод CORDIC [4], який використовує прості зсуви та операції додавання віднімання для обертання координат вектору. Якщо початкові значення вибираються як $I_0 = 1$ і $Q_0 = 0$ тоді фаза сигналу P_0 рештою $k-2$ бітів фазового регістру DDS. Результат роботи синтезатора методом CORDIC описується у цьому випадку наступною аналітичною моделлю:

$$I_n = G_n \cos(A) \quad (10)$$

$$Q_n = -G_n \sin(A)$$

$$G_n = \prod_{i=0}^{n-1} \sqrt{1+2^{-2i}}$$

$$A = P_0 - P_n,$$

де P_n помилка апроксимації кута. Якщо ж початкові дані обрані $I_0 = 1/G_n$ і $Q_0 = 0$, та P_0 визначається рештою $k-2$ бітів фазового регістру, тоді відпадає необхідність у операції масштабування після CORDIC перетворення, див. рис. 8. Цей метод є затратним з точки зору апаратури, і є доцільним лише у разі застосування мікросхем ПЛІС (програмованих логічних інтегральних схем), аналіз показує, що архітектура побудована на основі методу CORDIC виграє у класичної архітектури, що заснована на ПЗП у разі застосування фазового слова більшого за 9-біт та більше. Також метод CORDIC є ефективним для рішень квадратурного змішування частот. Звичайний квадратурний змішувач потребує 4 перемножувача, два суматора та пам'ять із відліками синуса/косинуса додатково до самого синтезатора DDS. А у методі CORDIC той самий результат досягається із використанням 4-х перемножувачів, двох суматорі і ПЗП без використання опорного синтезатора частоти DDS.

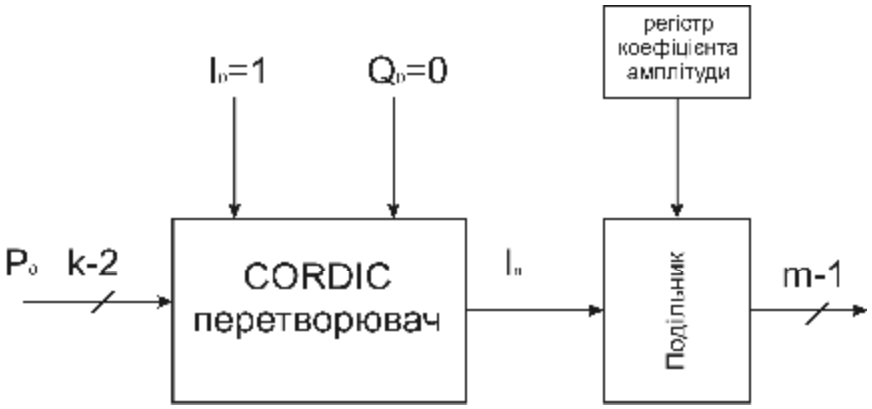

Рис. 8. CORDIC метод формування чверті періоду синусоїдальної функції

В середовищі Matlab було розроблено модель цифрового обчислювального синтезатора, що представлений на рис. 1, в якому послідовно було проаналізовано різні методи перетворення фаза-амплітуда. В таблиці 1 представлено як багато пам'яті та додаткових компонентів необхідно для кожного типу стиснення пам'яті або алгоритму формування синусоїдального сигналу, для досягнення рівня придушення бічних складових у -85дБ.

Таблиця 1

Порівняльна таблиця різних методів перетворення фаза-амплітуда з рівнем придушення -85дБ

Метод	**Об'єм пам'яті**	**Коєфіцієнт стиснення**	**Додаткові необхідні мікросхеми**	**Придушення досягнуте у моделі**	**Примітка**
Нестиснена функція	$2^{14} \times 12$ біт	1: 1	-	-97,23 дБ	-
Архітектура Сандерленд	$2^8 \times 9$ біт $2^8 \times 4$ біт	59: 1	суматор	-86,91 дБ	Проста реалізація
Архітектура Нікола	$2^8 \times 9$ біт $2^8 \times 4$ біт	59: 1	суматор	-86,81 дБ	Проста реалізація
Апроксимація рядами Тейлора з двома доданками	$2^7 \times 9$ біт $2^7 \times 5$ біт	110: 1	Суматор перемножувач	-85,88 дБ	Необхідність перемножувача
Алгоритм CORDIC	-	-	14 конвеєрних станів, 18 біт – довжина внутрішнього перетворення	-84,25 дБ	Велика обчислювальна складність

Придушення бічних складових у -85дБ не є визначальним у роботі цифрових обчислювальних синтезаторів. Через те що цей рівень лишається значно нижчим за рівень шумів високошвидкісного 12-бітного цифро-аналогового перетворювача.

Висновки

Розглянуто принципи організації цифрових обчислювальних синтезаторів частоти – DDS. А саме перетворювача фаза-амплітуда. Основною проблемою такого перетворювача у класичного цифровому обчислювальному синтезаторі є великий обсяг постійного запам'ятовуючого пристрою, що призводить до великих апаратурних та енергетичних затрат і відповідно призводить до зростання вартості кінцевого виробу. В роботі проаналізовано основні методи, що використовуються для зменшення об'єму ПЗП у синтезаторі. Розглянуті альтернативні методи синтезу частоти, що не використовують ПЗП як основу перетворювача фаза-амплітуда (метод CORDIC). Проведено математичне моделювання цих методів у системі Matlab, проаналізовано результати моделювання. Складено таблицю яка дозволяє здійснювати інженерне рішення у процесі проектування цифрових обчислювальних синтезаторів із максимальним подавленням бічних складових та мінімальними апаратними затратами. Оптимальною з цієї точки зору є архітектура цифрового обчислювального синтезатора Нікола. Проте у випадках проектування синтезаторів для систем з квадратурною модуляцією доцільним є використання методу CORDIC.

Література

1. Полікаровських О.І. Принципи побудови структурних елементів високої швидкодії у Прямих цифрових синтезаторах частоти (DDS) / О.І. Полікаровських. – Вісник ХНУ. – 2012. – № 4. – С. 46-52.

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

3. Манассевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование / Манассевич В.; [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 16.11.2012 р.
Рецензент: д.т.н. Троцишин І.В.

УДК 621.319

В.Є. ГАВРОНСЬКИЙ
Хмельницький національний університет

РОЗРАХУНОК ВТРАТ В КОНДЕНСАТОРІ ПРИ ЙОГО НАВАНТАЖЕННІ ПЕРІОДИЧНОЮ ПОСЛІДОВНІСТЮ РАДІОІМПУЛЬСІВ

Розглянуто питання розрахунку інтенсивності тепловиділення, що визначає працездатність конденсатора. Тепловиділення може викликати неприпустимий перегрів елементів конструкції, в результаті якого відбувається електричне старіння діелектрика або створюються умови для теплового пробою. На основі аналізу різних методів розрахунку втрат зроблено висновок, що перспективним є часовий метод розрахунку з використанням перехідної провідності конденсатора. Одержані розрахункові співвідношення зв'язують параметри електричного навантаження і реакцію конденсатора на його дію та можуть бути використані для оцінки ступеня придатності конденсатора даного типономіналу в заданих умовах експлуатації.

Ключові слова: втрати, імпульсне навантаження.

The problem of calculating the intensity of the heat, which determines the efficiency of the condenser. Heat can cause overheating of the elements of design, which results in aging electrical insulator or the conditions for thermal breakdown. Based on the analysis of different methods of calculating losses concluded that promising time calculation method using transient conductivity capacitor. The resulting calculated value options linking electrical load and reaction capacitor on its action and can be used to assess the suitability of the capacitor of defined value in given conditions.

Keywords: lost, pulse load.

Останніми роками у зв'язку з виникненням деяких нових областей радіоелектроніки і подальшим розвитком тих, що вже існують (радіолокації, радіонавігація, гідроакустики, телеметрії тощо) виявилася необхідність у використанні конденсаторів широкої шкали типономіналів в умовах дії радіоімпульсів. У загальному випадку працездатність конденсатора визначається багатьма чинниками [1], проте в основному вона залежить від інтенсивності тепловиділення, пропорційній величині середньої потужності. В деяких випадках тепловиділення може викликати неприпустимий перегрів елементів конструкції, в результаті якого відбувається електричне старіння діелектрика або створюються умови для теплового пробою.

Мала тривалість радіоімпульсів в поєднанні з великою шпаруватістю визначає потенційну можливість роботи конденсаторів при великих, в порівнянні зі стаціонарним режимом, амплітудах змінної напруги без надмірного перегріву діелектрика. З іншого боку, розрахунок втрат шляхом розгляду стаціонарного режиму з тими ж частотами і амплітудами напруги, що і у радіоімпульсів, але з урахуванням проміжку між ними неправомірний. Радіоімпульс має широкий спектр частот, тому методика розрахунку втрат в конденсаторі повинна бути така ж, як для несинусоїдальної напруги [1].

Одним з перспективних методів розрахунку втрат є часовий [2] з використанням перехідної