

**СХЕМОТЕХНІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ СИНТЕЗАТОРІВ ЧАСТОТ
В ПРИЙМАЛЬНОМУ ТРАКТІ ЦИФРОВИХ ПРИЙМАЧІВ**

Проведений аналіз принципів роботи синтезаторів прямого цифрового синтезу та непрямого синтезу сітки частот. Запропоновано схемотехнічні рішення щодо використання синтезаторів у приймальному тракті цифрових приймачів. Проведено аналіз можливостей використання сучасної елементної бази синтезаторів для формування опорних та квадратурних сигналів в тракті приймачів. Наведено аналітичні залежності для опису методів синтезу сітки частот, визначено чинники, які впливають на показники розглянутих методів синтезу. Описано можливості використання синтезаторів гібридного синтезу, в якому поєднано прямий цифровий синтез та непрямий аналоговий синтез сітки частот. Засобами імітаційного моделювання Matlab-Simulink досліджено контрольні сигнали в імітаційній схемі синтезатора непрямого синтезу та спектральний склад квадратурних сигналів на виході генератора з числовим програмним керуванням.

Ключові слова: генератор, синтез частот, цифровий синтез, фазове автоматичне підстроювання.

J.M. BOIKO, V.I. STETSUK
Khmelnytsky National University

SCHEMATIC FEATURES OF USE FREQUENCY SYNTHESIZER ON RECEIVING CHANNEL DIGITAL

Abstract - The analysis of the principles of direct digital synthesizers synthesis and indirect synthesis grid frequency. A schematic decision to use synthesizers in the receiving channel digital receivers. The analysis of the possibilities of using modern components synthesizers to create support and quadrature signal path receivers. The analytical expressions for describing methods of synthesis grid frequencies identified factors that affect the performance of these methods of synthesis. We describe the possible use of synthesizer's hybrid synthesis that combines direct digital synthesis and analogy synthesis indirect grid frequency. By means of simulation Matlab-Simulink investigated control signals imitating synthesizer circuit indirect synthesis and spectral composition of quadrature signals at the output of the generator with numerical control.

Keywords: generator, frequency synthesis, digital synthesis, phase locked loop

Вступ

Сучасні засоби космічного моніторингу (картографія, погода), телекомунікацій, надання інформаційних послуг, збору різноманітних даних, побудовані з використанням цифрових методів передачі, прийому та обробки сигналів. В приймальному тракті цифрової системи зв'язку, як було представлено у [1], вхідний сигнал через малощумний підсилювач (МШП) [2, 3] і тракт перетворення частоти та підсилення надходить на ІQ-демодулятор, вихідними сигналами якого є квадратурні складові $I(t)$ і $Q(t)$, які поступають на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) і потім до процесору цифрової обробки сигналу Digital Signal Processor (DSP). Процесор виконує фільтрацію сигналу, містить декодер каналу та декодер джерела. Далі, при необхідності, інформація перетворюється в аналогову форму за допомогою ЦАП (наприклад, для звукового відтворення) або видається одразу в цифровий приймач інформації рис. 1.

Генератор несучої частоти (проміжної частоти) виробляє немодульовані високочастотні коливання, які надходять на ІQ-модулятор. До генератора пред'являються вимоги високої стабільності частоти, низького рівня фазових шумів і можливості перестроювання за частотою. У зв'язку з цим, в роботі [4], запропоновано в якості такого генератора використовувати високостабільний квадратурний синтезатор частот (ВКСЧ) на базі Direct Digital Synthesis (DDS) рис. 1. Варто відмітити, що для збільшення частоти такого генератора (реалізація ВКСЧ для НВЧ діапазону супутникового зв'язку), можна використати кола системи фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ (Phase Locked Loop (PLL)) з можливістю перестроювання за частотою де DDS можна використати в якості високостабільної опори.

Цифрова частина приймача містить керуючий контролер або процесор, що забезпечує управління блоками аналогового і цифрового тракту і інтерфейс з користувачем. При виборі схеми приймального тракту слід врахувати необхідну смугу пропускання, яка істотно впливає на показники усіх каскадів і елементів приймального тракту. Ширина смуги пропускання лінійного тракту ΔF_3 складається з ширини спектра радіочастот прийнятого сигналу (ΔF_c), доплерівського зміщення частоти сигналу $2\Delta f_d$ і запасу смуги, яка необхідна для врахування нестабільності і неточності настроювання приймача ΔF_{nc} , тобто:

$$\Delta F_3 = \Delta F_{cx} + 2\Delta f_d + \Delta F_{nc} \quad (1)$$

В приймачах з фіксованою частотою першого гетеродину та перестроюванням частоти другого гетеродину у випадку коли $f_c < f_{c1}$, а для другого $f_{nc1} < f_{c2}$, нестабільності частот гетеродинних напруг частково компенсуються і смугу лінійного тракту розрахуємо так:

$$\Delta F_3 = \Delta F_{cx} + 2\Delta f_d + 2\sqrt{(\delta f_{cmax})^2 + (\delta f_{c1})^2 - (\delta f_{c2})^2} \quad (2)$$

де δf_{cmax} – нестабільність частоти сигналу, $\delta f_{c1,2}$ – нестабільність частоти гетеродинів, відповідно блоку радіочастоти (РЧ), та проміжної частоти (ПЧ) рис. 1.

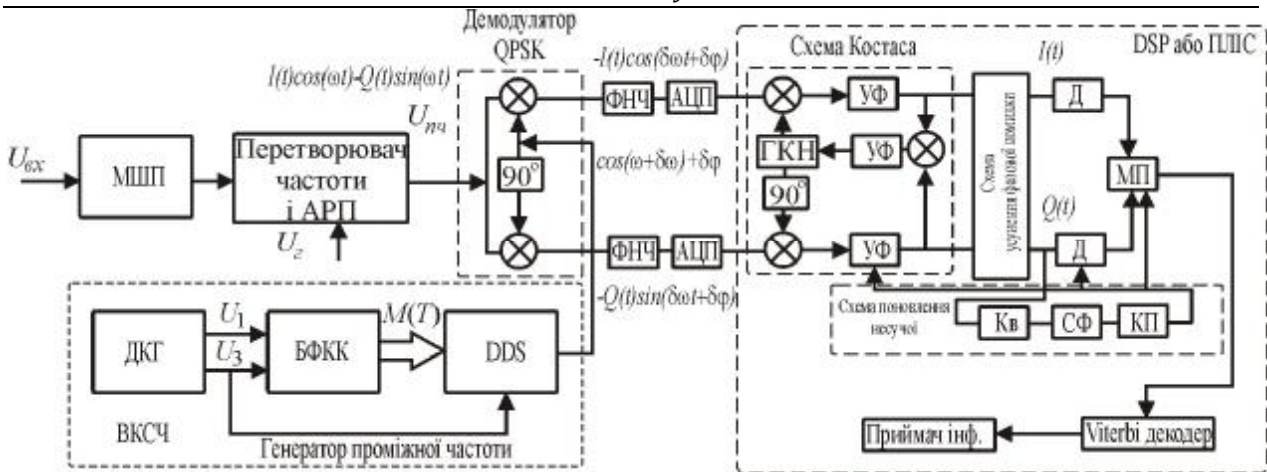


Рис. 1. Розгорнута схема цифрового приймача системи супутникового зв'язку із QPSK модуляцією:

МШП – малошумний підсилювач; ДКГ – двочастотний кварцовий генератор, БФКК – багаточастотний формувач коректуючого коду, DDS – цифровий синтезатор прямого синтезу (Direct Digital Synthesis); ФНЧ – фільтр низьких частот; АПЧ – аналого-цифровий перетворювач; ГКН – генератор керування напругою; УФ – узгоджений фільтр; МП – мультиплексор; Кв – квадрант; СФ – смуговий фільтр; КП – компаратор; Д – детектор; ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема; DSP – цифровий сигнальний процесор (Digital Signal Processor); ВКСЧ – високостабільний квадратурний синтезатор частот

У виразі (2), враховуємо, що доплерівське зміщення частоти сигналів які приймаються, наприклад, від супутникового передавача, який переміщується відносно приймача наземної станції з радіальною швидкістю v_p оцінюється з виразу:

$$\Delta f_d = \frac{v_p}{c} f_c, \quad (3)$$

де c – швидкість поширення радіохвиль.

Отже, головний вклад в нестабільність смуги пропускання приймального тракту вносить нестабільність генераторного обладнання перетворювачів частоти. Забезпечення вимог щодо високої чутливості приймача (10^{-10} Вт [1,3]) накладає вимоги до підвищення стабільності гетеродинів за рахунок кварцової стабілізації частоти, а також використання температурної стабілізації опорного генератора у синтезаторах гетеродинів [5].

Узагальнений приймальний тракт сучасної цифрової приймальної апаратури має наступний вигляд рис. 2:

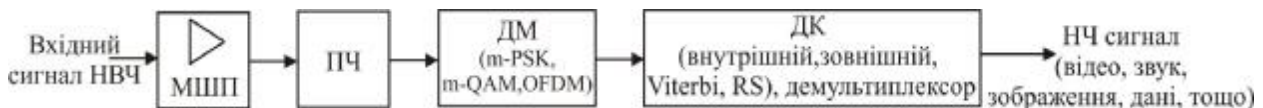


Рис. 2. Узагальнена структурна схема сучасного цифрового приймального тракту: МШП – малошумний підсилювач; ПЧ – перетворювач частоти; ДМ – демодулятор; ДК – декодер; НВЧ – надвисока частота; НЧ – низька частота

Такі складові схеми, як підсилювач (ВЧ, НВЧ, ПЧ) та перетворювач (змішувач, конвертор) присутні обов'язково, а ось блоки демодулювання та декодування використовуються в залежності від формату та стандарту апаратури. Так, наприклад для супутникових каналів зв'язку в основному використовується багатопозиційна фазова маніпуляція *m-PSK* (Multi-Level Phase-shift keying), для кабельних мереж – багатопозиційна квадратурно-амплітудна маніпуляція *m-QAM* (Quadrature Amplitude Modulation), для радіорелейних та ефірних – багатопозиційна частотна маніпуляція *m-FSK* (Frequency-shift keying), метод мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів *OFDM* (Orthogonal frequency-division multiplexing), тощо. Доцільно зазначити, що в процесі передачі інформації використовуються також різноманітні методи кодування (внутрішнє, зовнішнє, Viterbi, кодування RS (Ріда-Соломона), згорткове кодування, тощо) [6], [7]. В певних випадках при об'єднанні інформаційних потоків використовується мультиплексування, що потребує на приймальній частині використання демультимплексора для їх розділення.

Більшість цих систем працюють із сигналами ВЧ та НВЧ діапазонів, які потребують багатократного перенесення сигналу за спектром (як правило 2-3 перетворення) рис. 3. В цьому випадку, в сформованому приймальному тракті, з подвійним перетворенням частоти, слід забезпечити достатнє ослаблення завад, які відрізняються на $2f_{n_2}$ від частоти прийнятих сигналів, так як ці завади після першого перетворення частоти утворюють канал, дзеркальний відносно частоти другого гетеродину f_{d_2} . Якщо у тракті $f_{n_2} \ll f_c$, тому ці завади слід подавлювати у смугових фільтрах. Величину першої проміжної частоти f_{n_1} вибираємо з умови отримання у МШУ [3] необхідного ослаблення дзеркального каналу відносно першого

гетеродину $f_{\text{гет}} = f \pm 2f_{\text{пч1}}$; величину другої проміжної частоти $f_{\text{пч2}}$ - з умови отримання необхідного ослаблення сусідніх каналів. Ширину смуги пропускання тракту проміжної частоти обираємо за умови мінімізації її впливу на смугу пропускання лінійного тракту приймача наземної станції.

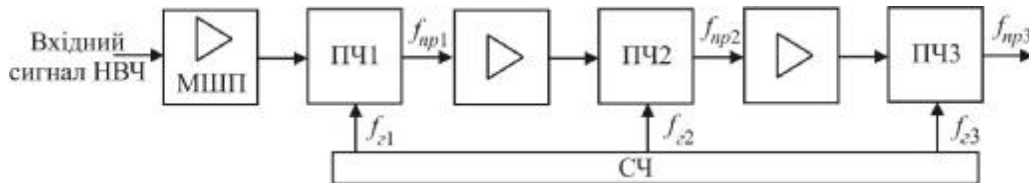


Рис. 3. Структура приймального тракту з багатократним перенесенням частоти: МШП – малошумний підсилювач; ПЧ – перетворювач частоти; СЧ (гетеродин) – синтезатор частот

Наприклад, для систем метеорологічного моніторингу використовуються наступні діапазони частот (137-138 МГц, 400,15-401 МГц, 460-470 МГц, 1670-1710 МГц, 7450-7550, 8025-8400 МГц та інш.). Так, при вхідній частоті $f_{\text{ВХНВЧ}} = 1700$ МГц отримуємо перше перетворення із стандартною проміжною частотою $f_{\text{пч1}} = 70(140)$ МГц, друге – $f_{\text{пч2}} = 10,7$ МГц. Зрозуміло, що для більш високочастотних діапазонів необхідно буде здійснювати три перетворення, наприклад з діапазону 8025-8400 МГц – в L-діапазон (0,95-2150 МГц).

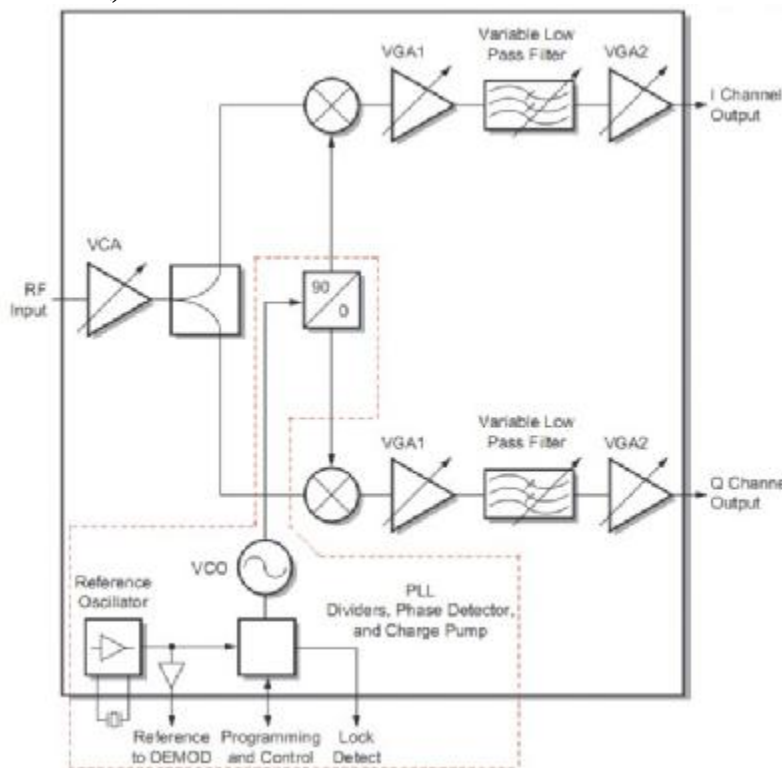


Рис. 4. Схема цифрового ВЧ тракту (конвертора)

Filter) і регульовані підсилювачі ПЧ (VGA).

Таким чином, в даному випадку реалізована схема з ФАПЧ рис. 5, яка містить три основних ланки: генератор керований напругою (ГКН), фазовий детектор (ФД) і фільтр нижніх частот (ФНЧ). Інформаційними сигналами в цій схемі є вхідна $f_{\text{ог}}$ і вихідна $f_{\text{вих}}$ частоти. Фазовий детектор ФД виробляє сигнал помилки, рівний різниці частот $\Delta f = f_{\text{ог}} - f_{\text{вих}}$. Цей сигнал помилки на виході фазового детектора представлений у виді пульсуючої напруги, що після фільтрації у ФНЧ приймає постійне значення і керує частотою ГКН. Оскільки зворотний зв'язок у такій схемі є негативним, то вихідний сигнал $f_{\text{вих}}$ змінюється в напрямку зменшення сигналу помилки. Так як сигналом помилки є частота Δf , то контур регулювання буде змінювати частоту генератора ГКН доти, поки не буде виконана умова $\Delta f = 0$, а отже $f_{\text{вих}} = f_{\text{ог}}$. При роботі схеми спочатку будуть зрівнюватися частоти сигналів, а після того як частоти стануть рівні, сигнал помилки стане функцією різниці фаз, що також буде прямувати до нуля. У цій схемі крім розглянутих вище ГКН, ФД і ФНЧ введені два дільники частоти сигналів – опорного і ГКН. В режимі захоплення виконується умова $\frac{f_{\text{ог}}}{M} = \frac{f_{\text{вих}}}{N}$, звідки одержуємо, що $f_{\text{вих}} = \frac{N}{M} f_{\text{ог}}$. Програмуючи значення M і N можна змінювати частоту вихідного сигналу.

Основною проблемою трактів ВЧ і НВЧ є отримання високої стабільності опорних коливань задаючих генераторів (гетеродинів) синтезаторів частот (СЧ), зважаючи на неможливість прямого використання кварцової стабілізації частоти. Як правило використовуються схеми з багатократним помноженням частоти, отриманої з кварцового генератора (КГ), схеми з діелектричними резонаторами, в кращому випадку – схеми фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) рис. 4 або схеми частотного автоматичного підстроювання частоти (ЧАПЧ). Подібний принцип реалізований і у схемі рис. 4. Вона містить малошумний підсилювач, керований атенуатор (VCA), гетеродин (VCO) із кільцем ФАПЧ, квадратурний балансний змішувач (конвертор з перетворенням “вниз”), регульовані фільтри НЧ (Variable Low Pass

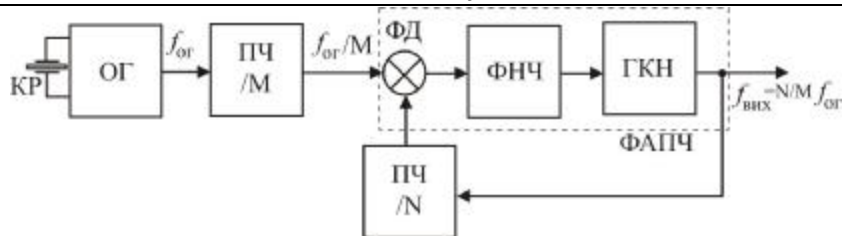


Рис. 5. Структура непрямого синтезу сітки частот: КР – кварцовий резонатор; ОГ – опорний генератор; ПЧ – подільник частоти; ФД – фазовий детектор; ГКН – генератор керований напругою; ФНЧ – фільтр низьких частот; M, N – коефіцієнти поділу; $f_{ог}$ – опорна частота

Результуюча стабільність вихідної частоти генератора буде визначатись стабільністю $f_{ог}$ (в даному випадку кварцовим резонатором) та параметрами кільця ФАПЧ (швидкодією системи підстроювання). Однак, множення частоти за допомогою ФАПЧ порушує цілісність сигналу, погіршує розрізняльну здатність за частотою і знижує швидкість перелаштовування частоти.

Пропонується замінити низькостабільні кола формування опорного коливання в схемах гетеродинування ВЧ/НВЧ (виділений фрагмент схеми на рис. 4) більш високостабільними на основі схеми цифрового синтезу DDS з помноженням частоти Phase Locked Loop (PLL) (рис. 6). Більшість сучасних мікросхем DDS мають у своєму складі кола помноження частота (PLL) з кратністю 4-20. Дана особливість дозволяє формування опорних частот до 2,4-2,7 ГГц. Це дозволить вирішити ряд важливих питань, а саме: - високу стабільність частоти (порядку $10^{-9} - 10^{-10}$) – на рівні з рубідієвими стандартами частоти; - надшвидке перелаштовування, а отже швидкодію; - керований крок перелаштовування (від сотих долей герц до одиниць мегагерців); - просте керування за допомогою мікроконтролерів і ПЕОМ, в тому числі через сучасні інтерфейси (USB).

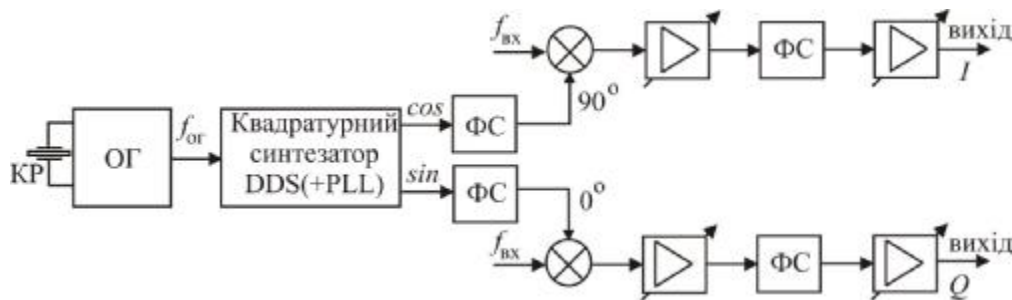


Рис. 6. Структурна схема заміни гетеродину синтезатором прямого цифрового синтезу DDS з PLL: ОГ – опорний генератор; КР – кварцовий резонатор; ФС – фільтруюча система

Прикладом також може служити мікросхема прямого цифрового синтезу AD9854 з квадратурним виходом сигналів ($\sin$, $\cos$), яка може працювати у різних режимах модуляції (AM, FM, PSK і FSK) [6]. Можливе поєднання AD9854 з новою мікросхемою квадратурного модулятора AD8346, яка може здійснювати одностадійне перенесення частоти вгору в діапазон 800-2500 МГц (рис. 7).

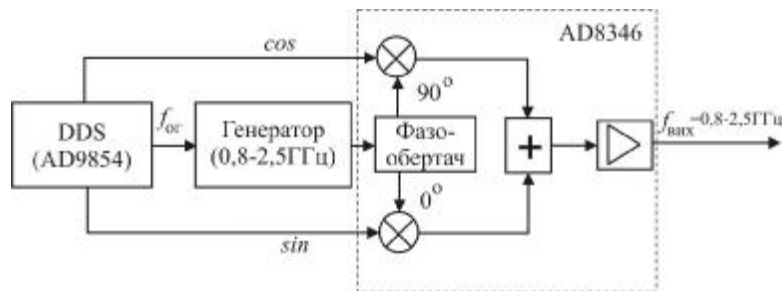


Рис. 7. Схема формування опорного коливання на основі комбінації DDS синтезатора (AD9854) і квадратурного модулятора (AD8346)

Спектр сигналу, отриманого методом формування опорного коливання на основі комбінації DDS синтезатора і квадратурного модулятора (рис. 7) зображено на рис. 8. та рис. 9.

Для побудови квадратурного генератора не обов'язково мати квадратурний DDS. Можна застосувати два окремих синтезатора DDS, які працюють від окремого джерела тактування, для отримання двох вихідних сигналів, фази яких можна далі встановити у відповідності з необхідною величиною. Наприклад, на рис. 10, та 11 дві мікросхеми AD9834, AD9851 які працюють від спільного джерела тактових імпульсів і їх виходи скидання об'єднано. За такої конфігурації можна реалізувати модуляцію квадратурних опор I та Q . В цьому випадку сигнал скидання повинен бути поданий на відповідні входи мікросхем після увімкнення живлення і подачі даних на входи синтезаторів DDS. Цей сигнал встановить синтезатори DDS у вихідний стан з відомою початковою фазою, що дозволить синхронізувати декілька синтезаторів DDS. Коли

мікросхеми будуть одночасно завантажуватись новими даними, забезпечується когерентність фаз вихідних сигналів, співвідношення фаз встановлюється з допомогою регістрів зсуву фаз. Слід зазначити, що мікросхеми AD9833 і AD9834 мають 12-розрядні регістри фази, ефективна розрізняльна здатність складає 0,1. Використовуючи мікроконтролер керування та відповідне програмне забезпечення можна побудувати квадратурну схему з двох не квадратурних DDS синтезаторів. Крім того запропонований метод дозволяє використовувати DDS синтезатори в якості генераторів в приймачах із розширеним спектром та цифровим демодулятором рис. 12.

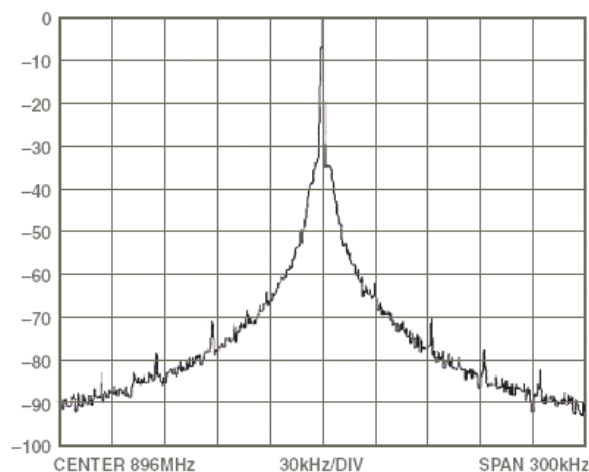


Рис. 8. Спектр сигналу сформованого методом DDS

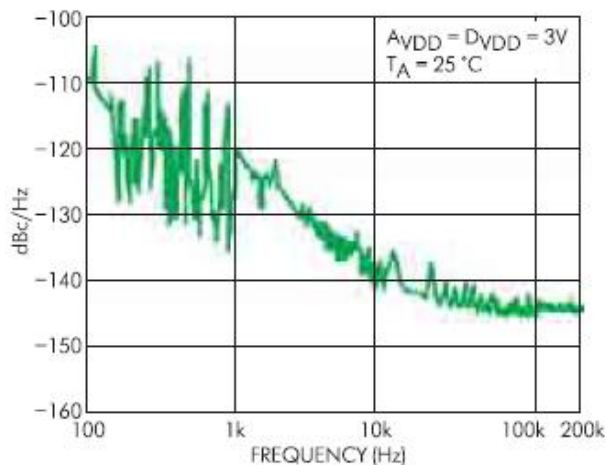


Рис. 9. Типовий спектр фазового шуму вихідного сигналу синтезатору DDS

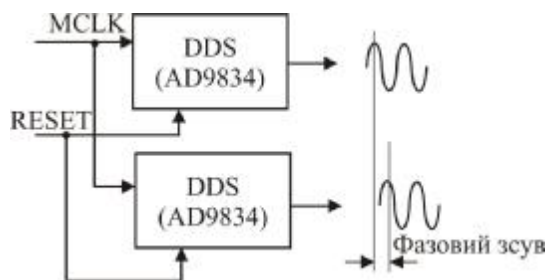


Рис. 10. Принципи синхронізації генераторів DDS: MCLK – частота тактування

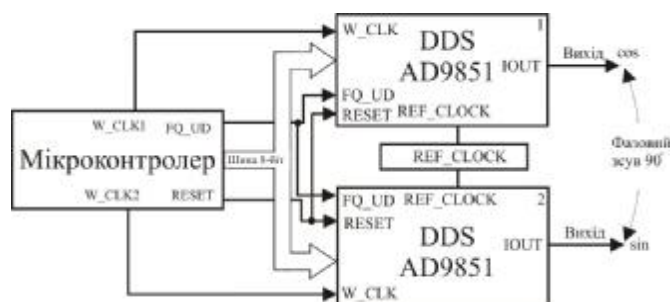


Рис. 11. Схема синхронізації DDS з допомогою мікроконтролера

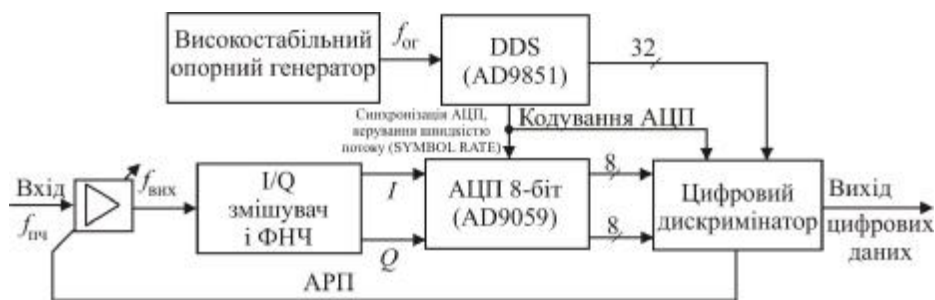


Рис. 12. Схема застосування DDS AD9850 в якості генератора в приймачі із розширеним спектром та цифровим демодулятором: АПЧ – автоматичне регулювання підсилення

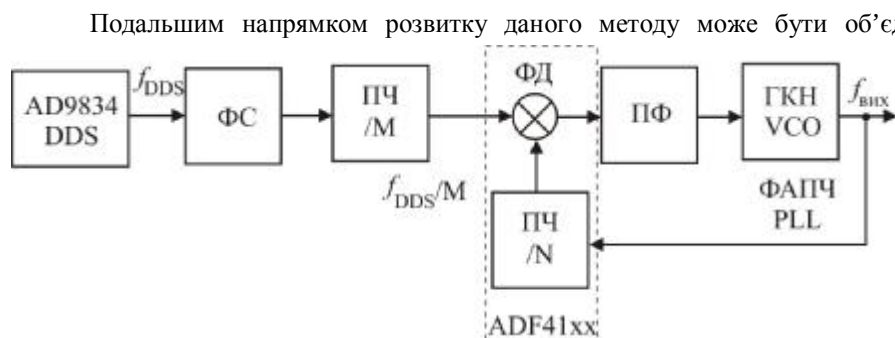


Рис. 13. Функціональна схема використання DDS в якості генератора опорного сигналу для PLL: ФС – фільтруюча система, ПФ – петльовий фільтр

Подальшим напрямком розвитку даного методу може бути об'єднання та інтегрування всіх складових в єдину корпусну мікросхематичну одиницю, яка буде керуватися мікроконтролером по шині I²C або SPI.

Розглянемо особливості поєднання синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS, разом з синтезаторами непрямого синтезу з колом

ФАПЧ рис. 13.

Так як PLL і DDS на даний час доступні у вигляді мікросхем, поєднання таких методів синтезу забезпечує можливість отримання більш високих характеристик ніж кожен з методів окремо, зокрема високе розрізнення за частотою, швидка перебудова за частотою, малий час встановлення, широка смуга, низьке енергоспоживання, низький рівень гармонік у спектрі сигналу. Наприклад, на рис.13 петля PLL складається із синтезатора ADF4106, зовнішнього фільтра і генератору, що керується напругою (VCO). Такий підхід дозволяє розробнику обрати VCO, конфігурацію і параметри фільтра у відповідності з конкретними вимогами до схеми. Опорний сигнал для PLL генерується синтезатором DDS AD9834, до якого підключено фільтр і подільник, який призначений для зменшення рівня шумів і гармонік. Синтезатор DDS, який має 28-розрядне розрізнення за частотою, дозволяє точно встановлювати значення опорної частоти для кола PLL, а отже для частоти вихідного сигналу. Такий підхід набагато зручніший. Ніж у випадку застосування з цією метою синтезатора PLL з дробовим коефіцієнтом поділу в колі зворотного зв'язку. Наприклад, якщо VCO працює в частотному діапазоні 100...500МГц, а частота вихідного сигналу DDS порядку 5МГц, то коефіцієнт множення частоти N буде складати 20 до 100. Зміна N на одиницю відповідає зміні вихідної частоти VCO на 5МГц (100МГц, 105МГц, 110МГц і т.д.). Однак на виході синтезатору AD9834 можна змінювати частоту з дуже малим кроком шляхом введення коду у регістр частоти. DDS AD9834 забезпечує крок зміни частоти 0,2 Гц при частоті кварцового опорного генератора 50МГц. Як наслідок, можна забезпечити дуже високе розрізнення за частотою усієї системи синтезу в цілому. Слід також зазначити, що вихідний сигнал DDS має низький рівень фазових шумів рис. 9., але в спектрі вихідного сигналу присутні (як буде показано далі) максимуми на деяких частотах. Їх можна подавити з допомогою додаткової фільтрації. Ширина пропускання кола PLL може бути досить вузькою, що зменшить рівень побічних максимумів. В цьому випадку величина фазового шуму буде визначатись генератором VCO. Застосування якісного VCO дозволить побудувати синтезатор частот з широкою смугою, високим розрізненням за частотою, низьким рівнем бічних максимумів в спектрі, хоча і час перестроювання збільшиться. Таким чином, переваги DDS – висока швидкість перемикання частоти, забезпечиться у випадку забезпечення широкопasmової PLL, а характеристики фільтра будуть в значній степені визначати рівень шумів і бічних максимумів. Фільтруюча система на рис. 13 використовується для обмеження генерованих синтезатором DDS побічних максимумів та шумів за рахунок вузької смуги пропускання. Після множення частоти на N рівні шумів і бічних максимумів збільшуються на $20\log(N)$ в межах смуги пропускання фільтра. Вибір ширини смуги пропускання і центральної частоти визначається компромісом між необхідною швидкістю перестроювання частоти, рівнем шумів і завад і розрізненням за частотою. Можна розглянути також можливе схемотехнічне рішення для PLL, де частота зсувається з допомогою сигналу який генерується DDS рис. 14. В схемі генеровані синтезатором DDS сигнали з точним встановленням частоти застосовуються для модулювання частоти генератора VCO, в результаті чого утворюються сигнали на частотах які відповідають сумі і різниці вихідних частот. Після фільтрації такий сигнал модулює опорну частоту, тоді отримаємо:

$$f_{вих} = Nf_{ex} \pm (f_c \pm f_{зм}). \quad (4)$$

Отже, така схема подібна до багатопетльового синтезатора PLL, лише каскади PLL, які призначені для тонкого настроювання частоти, тут замінено одним синтезатором DDS. Застосування синтезатору DDS в такий схемі забезпечує більш високе розрізнення за частотою, ніж синтезатор з декількома петлями PLL. PLL забезпечує грубе ступінчасте настроювання, а розрізнявальна здатність за частотою на виході PLL визначається розрізнявальною здатністю вхідного сигналу - f_{ex} . Синтезатор DDS забезпечує більш тонке настроювання за частотою в межах під діапазону заданого PLL, таким чином, що в кінцевому рахунку розрізнявальна здатність за частотою вихідного сигналу знову визначається синтезатором DDS.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та математичний опис синтезаторів частот

Проведемо математичний опис методів синтезу сітки частот. Система фазового автопідстроювання частоти, рис. 15, є замкненою системою керування яка містить зворотній зв'язок і використовується з метою синхронізації частот і фаз локально генерованого сигналу із вихідним сигналом. Така система в загальному випадку є нелінійною, так як фазовий детектор є нелінійним пристроєм, який розташований у колі зворотного зв'язку. Система складається з генератора який керується напругою, фазового детектора, подільника частоти і петльового фільтра. ГКН є пристроєм частота вихідного сигналу якого залежить від напруги вхідного сигналу. Співвідношення які описують ГКН є нелінійними, але для зручності аналітичного опису, при певних умовах, його можна рахувати лінійним пристроєм. Змінюючи характеристику регулювання ГКН (тобто її нелінійність) впливають на параметри контуру і загалом петлі ФАПЧ. Представимо форму вихідного сигналу ГКН наступним чином:

$$U_{вих}[t, \omega(u)] = U(t, u) \sin(\omega(u)t + j), \quad (5)$$

де $U_{вих}$ - сигнал амплітудою U і частотою ω , який залежить від часу та контрольованої напруги u рис. 15. В першому наближенні будемо рахувати, що маємо сигнал постійної амплітуди яка не залежить від часу t та напруги керування u , ω - є лінійною функцією від напруги керування u . Перепишемо (5) у вигляді:

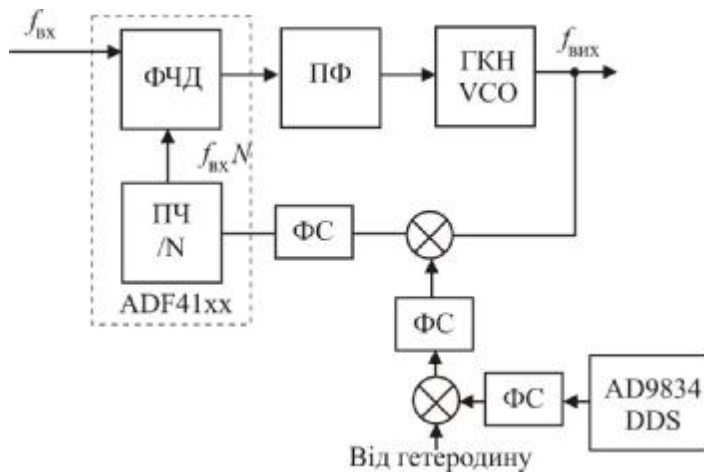


Рис. 14. Функціональна схема використання DDS в якості генератора який зміщує частоту PLL: ФЧ – фільтруюча система; ПФ – петльовий фільтр; ФЧД – фазо - частотний детектор

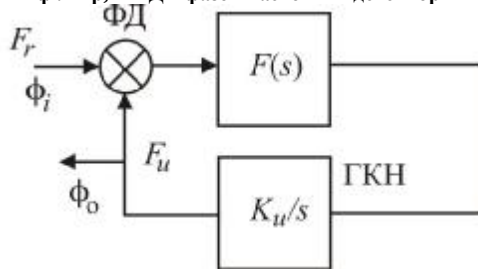


Рис. 15. Структурна схема системи ФАП: ФД – фазовий детектор; ГКН – генератор керуванням напругою

$$U_{вих}(t) = U \sin[(\omega_0 + K_u u)t + j], \quad (6)$$

де K_u – стала ГКН у [рад / (В · с)].

Припустимо, що частота буде лінійно залежати від напруги керування u і запишемо наступний вираз:

$$\omega(u) = \omega_0 + K_u u. \quad (7)$$

Так як фаза представляє собою інтеграл від кутової частоти, опис петлі ФАПЧ завершимо передаточною функцією ГКН:

$$\frac{j_0(s)}{u} = \frac{K_u}{s}, \quad (8)$$

тут вихідна фаза рис. 15 ГКН задана через образи функції Лапласа. Фазовий детектор утворює вихідну напругу яка пропорційна різниці фаз між входами детектора і є нелінійною функцією. Але у випадку незначних збурень її можна рахувати лінійною. Типова передавальна функція може бути представлена так:

$$U_o = K_o(j_i - j_o) \text{ [В/рад]}. \quad (9)$$

де U_o – вихідна напруга фазового детектору. Далі, передавальну функцію петлі автоматичного регулювання можна описати з наступних формул:

$$U_o = K_o(j_i(s) - j_o(s)) \text{ [В/рад]}. \quad (10)$$

де $u = U_o(s)F(s)$ – напруга керування. Тут також, $F(s)$ – передавальна функція фільтра. Розв'язавши отримані рівняння отримаємо:

$$j_o(s) = \frac{j_i(s)K_oK_uF(s)}{s + K_oK_uF(s)}. \quad (11)$$

а передавальна характеристика ФАП $H(s) = \frac{j_o(s)}{j_i(s)}$ задається наступним чином:

$$H(s) = \frac{K_oK_uF(s)}{s + K_oK_uF(s)}. \quad (12)$$

Крім того, помилка передавальної функції може бути представлена так:

$$H_e(s) = \frac{j_i(s) - j_o(s)}{j_i(s)}. \quad (13)$$

$$H_e(s) = \frac{s}{s + K_oK_uF(s)}. \quad (14)$$

Так як в процесі опису використана лінеаризація всіх характеристик при K_o і K_u , то поведінка кола зворотного зв'язку головним чином буде визначатись $F(s)$.

Синтезатори прямого цифрового синтезу (DDS) унікальні своєю цифровою визначеністю — сигнал, що генерується ними, синтезується з властивою цифровим системам точністю. Частота, амплітуда і фаза сигналу у будь-який момент часу точно відомі і підконтрольні. DDS практично не схильні до температурного дрейфу і старіння. Єдиним елементом, який володіє властивою аналоговим схемам нестабільністю є цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Високі технічні характеристики стали причиною того, що останнім часом DDS витісняють звичайні аналогові синтезатори частот рис. 16. Частотне розрізнення DDS складає соті і навіть тисячні долі герца при вихідній частоті порядку десятків мегагерц. Для DDS швидкість перестроювання обмежена практично лише швидкістю цифрового інтерфейсу. Більш того, всі перестроювання по частоті в DDS відбуваються без розриву фази вихідного сигналу. Оскільки вихідний сигнал синтезується в цифровому вигляді, дуже просто можна здійснити модуляцію різних видів.

Акумулятор фази формує послідовність кодів миттєвої фази сигналу, яка змінюється лінійно (рис. 16). Швидкість зміни фази задається кодом частоти. Далі за допомогою ПЗП фаза, що лінійно змінюється,

перетвориться у відліки вихідного сигналу, що змінюються по синусоїдальному закону. Ці відліки поступають на ЦАП, на виході якого формується синусоїдальний сигнал, що складається з «сходинок». Вони фільтруються аналоговим ФНЧ і на його виході виходить синусоїдальний сигнал. Частота переповнювання акумулятора фази дорівнює частоті вихідного сигналу.

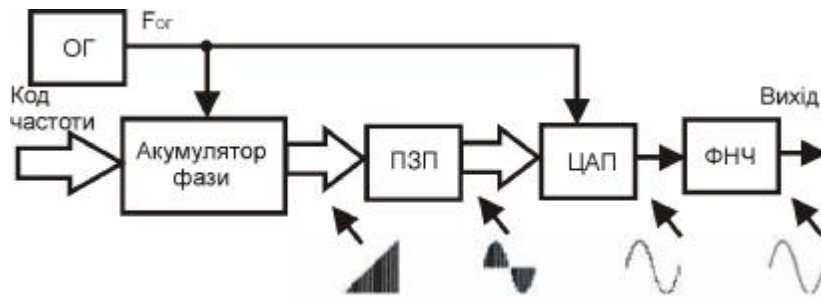


Рис. 16. Схема синтезатора прямого цифрового синтезу: ОГ – опорний генератор; ПЗП – постійний запам'ятовувач; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот

На рис. 17 імітаційна схема синтезатора прямого цифрового синтезу складена у відповідності до структурної схеми рис. 16, а на рис. 18 покази дисплею Scope frequency out у вигляді осцилограми вихідного сигналу синтезатора.

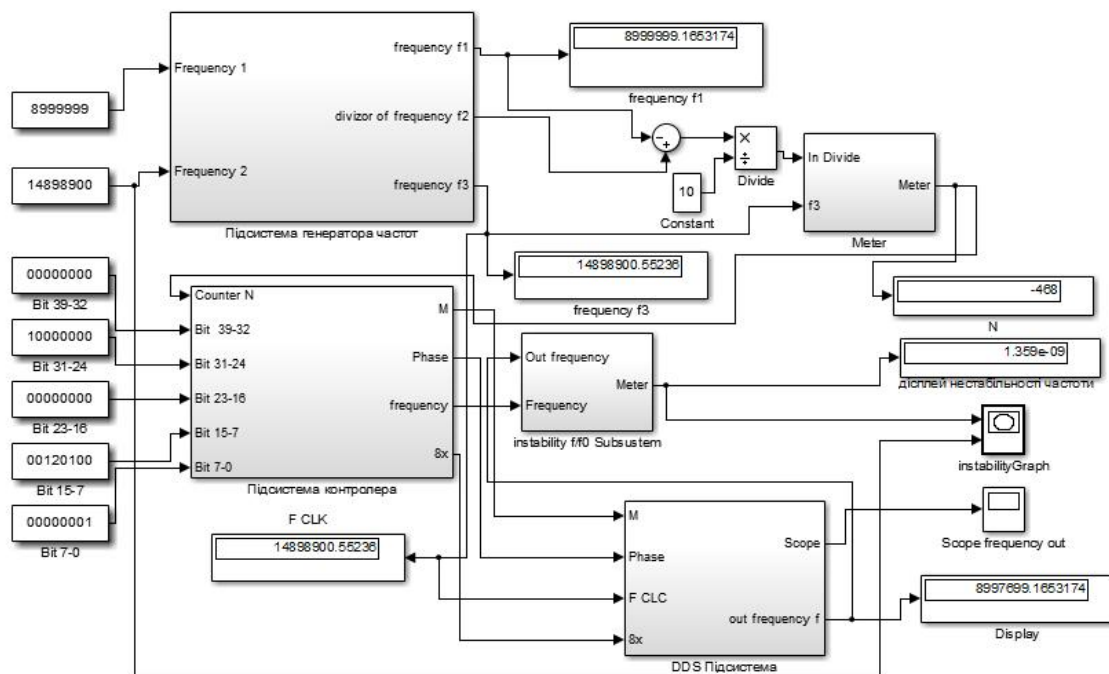


Рис. 17. Імітаційна схема синтезатора прямого цифрового синтезу

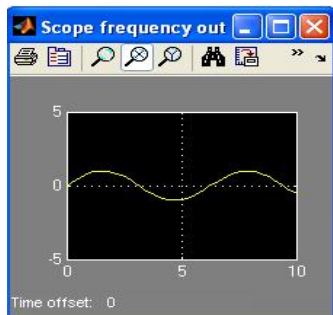


Рис. 18. Осцилограма вихідного сигналу синтезатора

На рис. 19 структурна схема синтезатора прямого цифрового синтезу DDS з колом ФАП. Опорна частота $f_{ог}$ для DDS генерується кварцовим генератором. Вихідна частота f_{DDS} DDS контролюється кодовим словом. Імпульси вихідного струму фазового детектора інтегруються із допомогою пристрою перекачування заряду (ЗП) і перетворюються в напругу. Ця напруга через фільтр потрапляє на ГКН, збільшуючи або зменшуючи вихідну частоту. Подільник R зменшує частоту DDS до частоти фазового детектора ФД, лічильник зворотного зв'язку зменшує вихідну частоту в N разів для порівняння з частотою фазового детектора. Лічильник N двох модульний з подільниками A і B . Подвійний модуль подільника дозволяє отримати на виході синтезатора більш високу частоту, але при цьому розрізняльна здатність за частотою покращується.

Рівняння вихідної частоти ГКН буде мати вигляд:

$$f_{ГКН} = (BP + A) \cdot \frac{f_{DDS}}{R}. \quad (15)$$

$$f_{\text{DDS}} = \frac{K}{2^N} \cdot f_{\text{or}} \text{ ,} \quad (16)$$

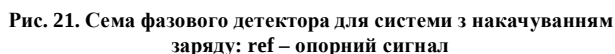
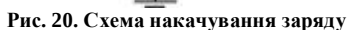
Перепишемо рівняння (15) і із врахуванням (16), та отримаємо:

В схемі яка представлена на рис. 18 за рахунок поєднання двох методів синтезу на основі DDS, та PLL, отримаємо кращу розрізняльну здатність за частотою в порівнянні з традиційними схемами.

$$f_{\text{DDS}} = \frac{(K + \Delta K \cdot t)}{2^N} \cdot f_{\text{or}}. \quad (18)$$

де ΔK - є швидкістю зміни настройки частоти кодовим словом K , причому вихідна частота ГКН змінюється у відповідності до перестройки DDS, що математично можна представити так:

Питання підвищення ефективності синтезаторів непрямого синтезу пов'язано з використанням систем накачування заряду, зарядових pomp. Такі схеми використовують для керування зарядом, а отже напругою, на конденсаторі фільтра системи ФАП. Зображення такої системи можна здійснити на основі двох джерел струму які вмикаються в різний час та керуються відповідними імпульсами рис. 20. Далі напруга на конденсаторі петльового фільтра керується частотою ГКН. Сигнал з виходу ГКН потрапляє на вхід фазового детектора (рис. 21) і процес повторюється. Отримана система безпосередньо слідує за частотою опорного сигналу і відповідно підлаштовує частоту внутрішнього генератора.



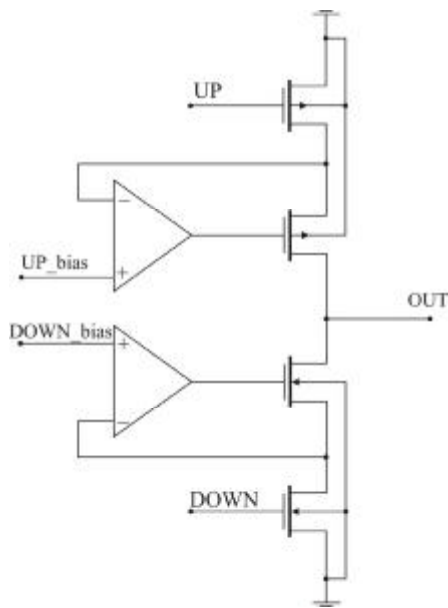


Рис. 22. Схема накачування заряду із розширеним діапазоном вихідної напруги

Завданням системи накачування заряду є генерування постійного вихідного струму незалежно від змін напруги живлення, температури тощо. Очевидно, що всі ці проблеми заважають стабілізації системи, тому в сучасних системах використовують рішення які дозволяють підвищити їх швидкодію.

В схемі рис. 22 використано система фіксації напруги на вихідних транзисторах з допомогою операційних підсилювачів, що забезпечує можливості розширення діапазону вихідної напруги в порівнянні з звичайною схемою накачування заряду. Наприклад, при використанні напруги живлення 1.8V вихідна напруга повинна знаходитись в межах від 0.4V до 1.4V, в той час як в звичайній схемі вдається добитись стабільної роботи схеми при вихідних напругах від 0.7V до 1.1V. Фазовий детектор для такої схеми має звичайно два виходи які позначено на схемі рис. 21 як UP та DOWN, сигнали на яких змінюються у відповідності з фазами вхідних сигналів. В цьому випадку, якщо фаза опорного сигналу випереджає фазу внутрішнього генератора, то на виході UP формується одиничний імпульс пропорційний різниці фаз сигналів, якщо фаза генератора випереджає фазу опорного сигналу, то одиничний імпульс буде сформований на виході DOWN. Схематично фазовий детектор

такого типу можна представити у вигляді двох D – тригерів до виходів яких підключено логічний елемент «І», який скидає тригери в нульовий стан очікування.

Моделювання та аналіз характеристик синтезаторів

Для аналізу і оцінки продуктивності схем синтезаторів частот запропонованих у статті проведемо дослідження часу встановлення частоти синтезованого сигналу PLL та спектральний аналіз Numerically controlled Oscillator (NCO) – генератор з числовим програмним керуванням. Такий генератор, представляє цифровий сигнальний генератор синхронізований за частотою дискретним часом, дискретний сигнал на виході такого синтезатора представляється у вигляді синусоїдального. NCO в поєднанні з цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) на виході, можна використати для утворення синтезатора прямого цифрового синтезу DDS, стемотехнічному використанню якого присвячена стаття. Проведемо моделювання в середовищі MATLAB Simulink.

В результаті моделювання рис. 23 отримано опорний сигнал порівняння на вході фазового детектору XOR (дисплей reference signal) рис. 24 та на виході синтезатора представлений на рис. 25 у вигляді послідовності прямокутних імпульсів (дисплей synthesized signal). На схемі сигнал від опорного генератора рис. 23 pulse generator через подільник divide synM потрапляє на вхід фазового детектора XOR, на іншій вхід якого з кола зворотного зв'язку з генератора керованого напругою VCO через подільник divide synN. В результаті порівняння цих сигналів на входах фазового детектора рис. 24 на виході утворюється сигнал керування який діє на генератор керований напругою через петльовий фільтр та підсилювач, і змінює вихідну частоту синтезатора рис. 25. Амплітуда вхідного сигналу 1В., час встановлення сигналу в колі ФАП за умов моделювання склав $1 \cdot 10^{-5}$ с, що відображено дисплеєм control signal рис. 28. На рис. 29 сигнал керування на виході ГЧН (VCO), дисплей control signal 1. На рис. 26 представлено відповідно, сигнал на виході фазового детектора (дисплей phase detector output), та вихідний сигнал синтезатора після подільника частоти (дисплей frequency divided synthesized signal) рис. 27.

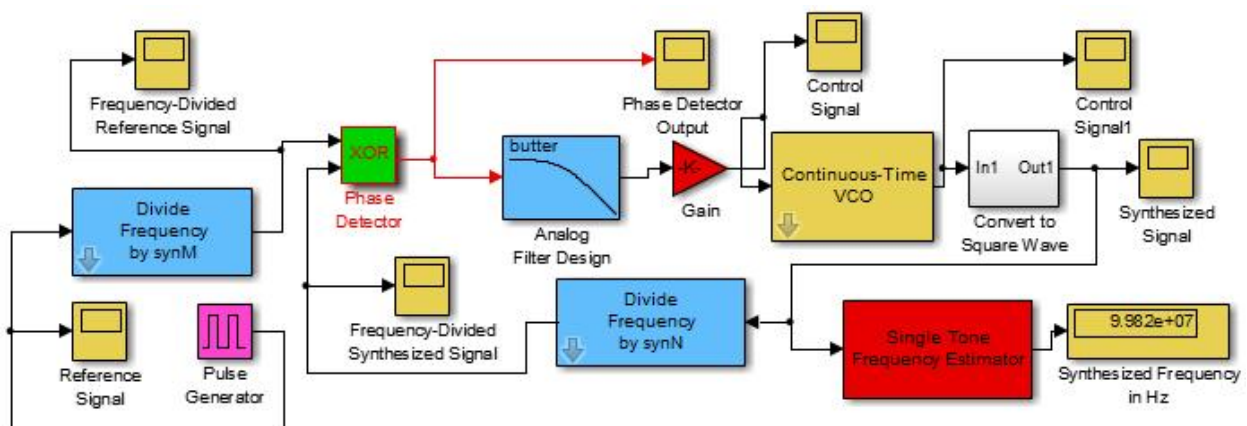


Рис. 23. Імітаційна схема синтезатора непрямого синтезу частот з колом ФАП

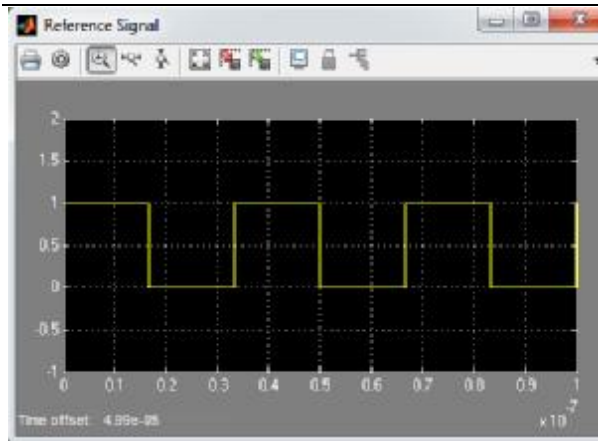


Рис. 24. Опорний сигнал порівняння

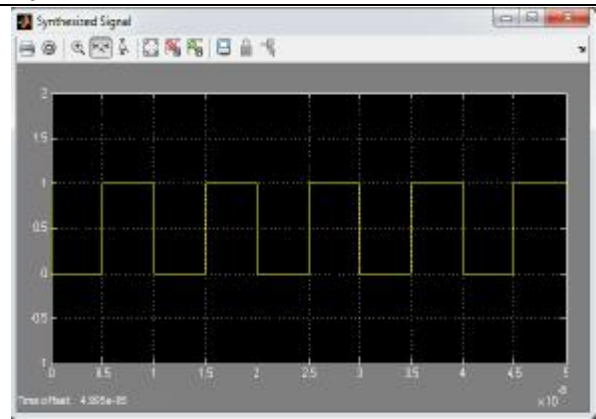


Рис. 25. Вихідний сигнал синтезатора

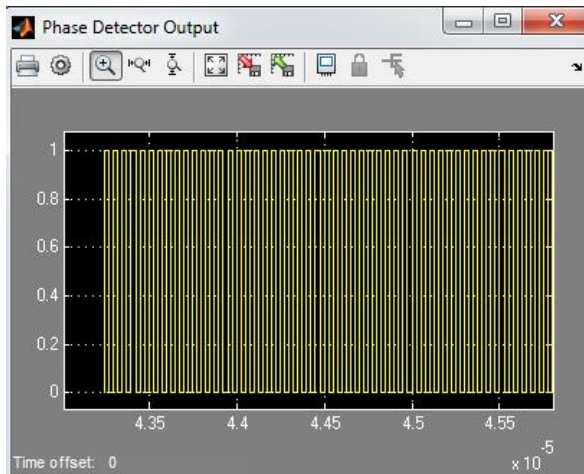


Рис. 26. Сигнал на виході фазового детектора

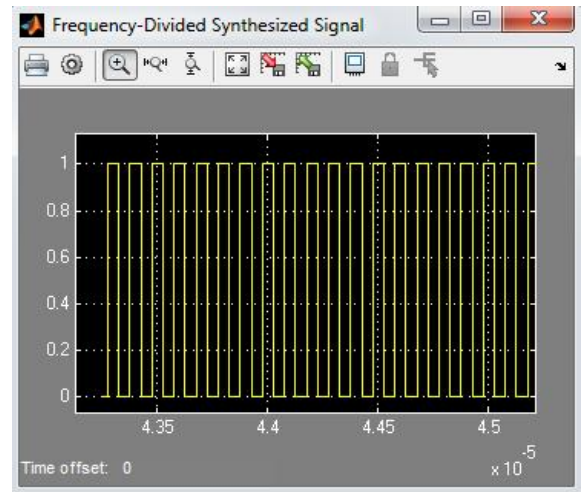


Рис. 27. Вихідний сигнал синтезатора після подільника

На рис. 30 представлена імітаційна схема та результати спектрального аналізу квадратурних сигналів на виході NCO. Результати спектрального аналізу вихідного синусоїдального та косинусоїдального сигналу вказують на максимальну чутливість на частоті 0,5кГц.

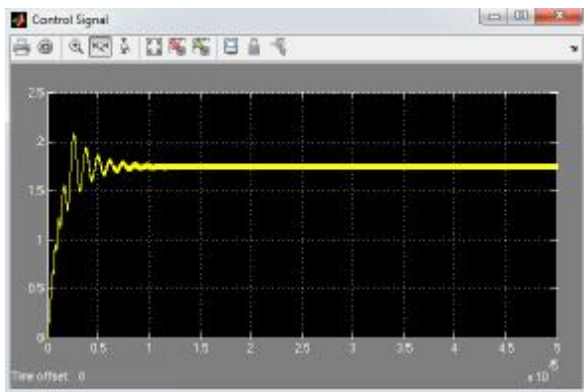


Рис. 28. Сигнал керування на виході фільтру

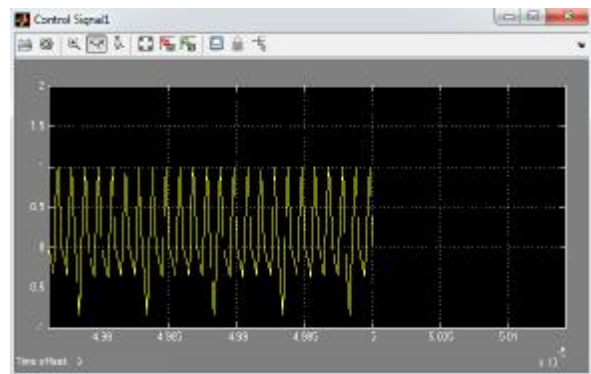


Рис. 29. Сигнал керування на виході ГКН

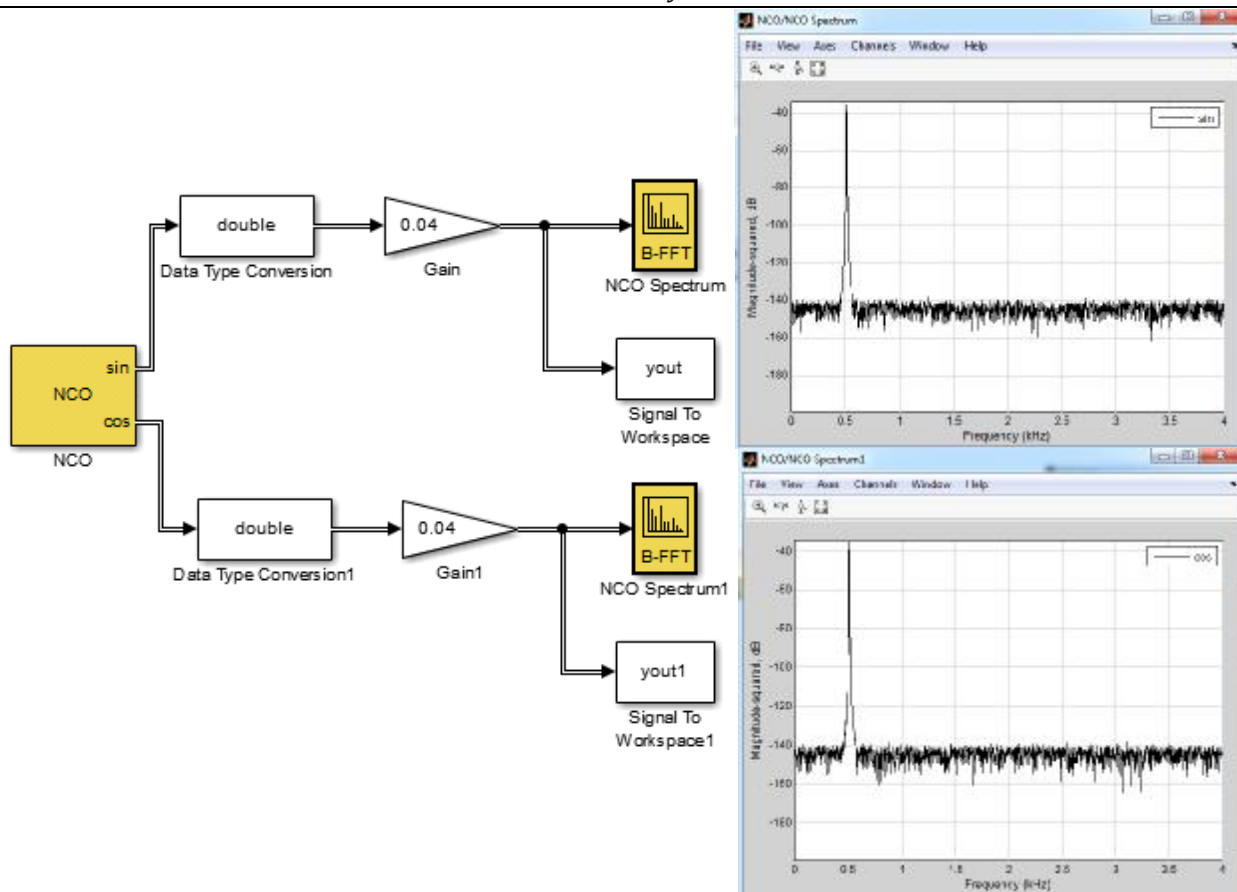


Рис. 30. Схема для спектрального аналізу квадратурних складових на виході NCO

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

Висновки

нестабільність генераторного обладнання перетворювачів частоти вносить головний вклад в нестабільність смуги пропускання приймального тракту;

для підвищення стабільності кін формування опорного колювання, в схемах гетеродинування ВЧ/НВЧ, запропоновано застосування схем на основі цифрового синтезу Direct Digital Synthesis (DDS) з помноженням частоти Phase Locked Loop (PLL);

використання гібридного синтезу дозволяє отримати високу стабільність частоти (порядку 10^{-9} - 10^{-10}) на рівні з рубідієвими стандартами частоти, надшвидке перелаштовування, а отже швидкодію, керований крок перелаштовування (від сотих долей герц до одиниць мегагерців), просте керування за допомогою мікроконтролерів і ПЕОМ, в тому числі через сучасні інтерфейси (USB);

для забезпечення формування квадратурних опор пропонується схема формування опорного колювання на основі комбінації DDS синтезатора і квадратурного модулятора;

пропонується схема використання DDS в якості генератора який зміщує частоту PLL;

поведінка кола зворотного зв'язку синтезатора непрямого синтезу головним чином визначається передавальною функцією фільтра;

підвищення ефективності синтезаторів непрямого синтезу пов'язано з використанням систем накручування заряду;

у випадку гібридного синтезу вихідна частота ГЧН змінюється у відповідності до перестройки DDS та визначається швидкістю зміни настройки частоти кодовим словом;

NCO в поєднанні з цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) на виході, можна використати для утворення синтезатора прямого цифрового синтезу DDS;

результати спектрального аналізу вихідного синусоїдального та косинусоїдального сигналу при моделюванні DDS вказують на максимальну чутливість на частоті 0,5кГц;

Література

1. Boiko J.M. Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information / J.M. Boiko, R.O. Boryachok // Modern directions of theoretical and applied researches. – 2013 SWorld Scopus, 19–30 March, Odessa.

2. Бойко Ю.М. Моделювання цифрових каналів передавання інформації із завадостійким кодуванням / Ю.М. Бойко, Р.О. Борячок // IV Міжнародна науково-практична конф. [«Обробка сигналів і

негаусівських процесів»]. – Черкаси : ЧДТУ, 22 – 24 травня 2013.

3. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation // 23rd International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9–13, 2013, Sevastopol.

4. Boiko Juliy, Stetsiuk Victor, Michan Victor. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems // TCSET’2012 IEEE. 21–24 February, Lviv – Slavske.

5. Колпаков Ф.Ф. Теорія і реалізаційні основи інваріантних п’єзореzonансних коливальних систем / Ф.Ф. Колпаков, С.К. Підченко. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіа. ін.-т», 2011. – 327 с.

6. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : [навч. посібник] / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 245 с.

7. Бойко Ю.М. Дослідження способів завадостійкого кодування для захисту від помилок у цифрових каналах передавання інформації / Ю.М. Бойко, Д.А. Макаришкін // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – 2013. – № 2. – С. 123–130.

References

1. Boiko J.M. Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information /J.M. Boiko, R.O. Boryachok //Modern directions of theoretical and applied researches 2013 SWorld Scopus, 19-30 March, Odessa.

2. Boiko J.M. Modeluvannya cifrovih kanaliv peredavannya informacii iz zavadostiikim koduvannyam /Boiko J.M., Boryachok R.O. // IV Miznarodna naukovopraktichna konferenciya “Obrobka signaliv i negausivskich procesiv”. – Cherkasi. CDTU 22 – 24 travnya -2013.

3. Boiko J.M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation //23rd International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” September 9-13, 2013, Sevastopol.

4. Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems //TCSET’2012 IEEE. 21-24 February, Lviv – Slavske.

5. Kolpakov F.F., Pidchenko S.K. Teoriya i realizaciyni osnovi invariantnih p’ezorezonansnih kolivalnich sistem/ F.F. Kolpakov F.F. S.K. Pidchenko. – Kharkiv: Nac. Aerokosm. Univirsitet “Khark. Aviac. I-ntut”, 2011. – 327 s.

6. Shinkaruk O.M., Boiko J.M., Chesanovskii I.I. Osnovi funkcionuvannya bagatokanalnich sistem peredachi informacii: navch. posibnik dlya studentiv vichich navchalnich zakladiv. Khmelnietskii, KNU, 2011. – 245 p.

7. Boiko J.M. Doslidzennya sposobiv zavadostiikogo koduvannya dla zahistu vid pomilok u cifrovih kanalach peredavannya informacii /J.M. Boiko, D.A. Makarychkin *Visnik Khmelnietskogo nacionalnogo universitetu* 2013, No. 2, pp. 123 - 130.

Рецензія/Peer review : 7.7.2013 р. Надрукована/Printed :29.9.2013 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Шинкарук О.М.