МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Гідрометеорологічний інститут
Кафедра Автоматизованих систем моніторингу навколишнього середовища

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: Моделювання лінійно-частотного моделюючого сигналу допплерівської радіолокаційної станції для вимірювання метеорологічних величин у вільній атмосфері

Виконав студент 2 курсу групи МАГ- 18
спеціальності 103 Науки про Землю
Савельєв Олександр Юрійович

Керівник к.т.н., доц.
Гор'єв Сергій Адольфович

Консультант

Рецензент к. геогр. н., доц.
Лужбін Анатолій Михайлович

Одеса 2019

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Інститут, факультет Гідрометеорологічний інститут
Кафедра Автоматизованих систем моніторингу навколишнього середовища
Рівень вищої освіти магістр
Спеціальність 103 Науки про Землю
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
“ 28 ” жовтня 2019 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Савельєву Олександру Юрійовичу
(прізвище, ім’я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання лінійно-частотного моделюючого сигналу допплерівської радіолокаційної станції для вимірювання метеорологічних величин у вільній атмосфері

керівник роботи Гор’єв Сергій Адольфович к.т.н., доцент,
(прізвище, ім’я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від“ 18 ” жовтня 2019р. №235 «С»
2. Строк подання студентом роботи 10.12.2019р.
3. Вихідні дані до роботи: у сучасних радіолокаційних станціях в якості гетеродинів в супергетеродинних радіоприймачах використовуються цифрові синтезатори частот. Необхідно змодулювати цифрову характеристику зондуючого сигналу у вигляді імпульсів із заданим значенням частотних девіацій, а саме девіації равної $\Delta f = 2$ мГц.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): принцип вимірювання допплерівської швидкості, обмеження радіолокаційних допплерівських вимірювань, спектр частот, допплерівський спектр, основні характеристики безперервних зондуючих сигналів, принцип дії прямого цифрового синтезатора частот для формування зондуючого сигналу радіолокаційної станції з лінійною частотною модуляцією, вимоги до частоти дискретизації, оцінка похибки квантування синусоїди, що синтезується, в частотній області.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов’язкових креслень):
імпульсний сигнал, амплітудний спектр, гармонійний сигнал на виході ЦАП синтезатора і прототип, відношення сигнал / шум квантування синтезованого гармонійного сигналу в залежності від розрядності коду фази і розрядності ЦАП - коду амплітуди, гістограма шуму квантування синтезованої синусоїди, рівень побічних компонент в спектрі синтезованого гармонійного сигналу в залежності від розрядності коду фази і розрядності.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання _28 жовтня 2019р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи	Оцінка виконання етапу	
			у %	за 4-х бальною шкалою
1	Отримання завдання на магістерської роботи			
2	Вивчення літератури за темою магістерської роботи			
3	Вивчення принципу вимірювання допплерівської швидкості			
4	Написання першого розділу магістерської роботи			
5	Написання другого розділу магістерської роботи			
6	Рубіжна атестація			
7	Вивчення основних характеристик безперервних зондуючих сигналів			
8	Написання третього розділу магістерської роботи			
9	Написання четвертого розділу магістерської роботи			
10	Написання п'ятого розділу магістерської роботи			
11	Складання висновків по розділам і магістерської роботи			
12	Здача магістерської роботи керівнику			
13	Перевірка на плагіат			
14	Рецензування			
15	Інтегральна оцінка виконання етапів календарного плану (як середня за етапами)			

Студент _____ _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____ _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Представлена робота Савельєва Олександра Юрійовича на тему "Моделювання лінійно-частотного моделюючого сигналу допплерівської радіолокаційної станції для вимірювання метеорологічних величин у вільній атмосфері".

Мета магістерської роботи - моделювання сигналу з лінійно-частотною модуляцією при побудові приймача метеорологічної радіолокаційної станції.

Для досягнення зазначеної мети необхідно вирішення наступних завдань:

- проведення аналізу предметної області;
- розробка моделі в заданій предметній області;
- розробка програмного коду моделі;
- проведення дослідження розробленої моделі;
- виготовлення презентації.

В роботі були розглянуті фізичні особливості допплерівських метеорологічних радіолокаційних вимірювань, принцип вимірювання допплерівської швидкості, допплерівський спектр, зондуючі сигнали радіолокаційних станцій цифровими методами, моделювання сигналу з лінійно-частотною модуляцією, основні характеристики зондуючих сигналів, прямий цифровий синтезатор, імпульси з лінійно-частотною модуляцією, програма Матлаб, структурні схеми, формули, рисунки, квантування амплітуди та інше.

Магістерська робота містить: 74 с., рис. 36, табл. 0, додаток 1, використаних літературних джерел 25.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: допплер, спектор частот, зондуючі сигнали, частотна модуляція, радіолокаційна станція.

ANNOTATION

The work of Alexander Savelyev on the topic "Modeling of a linear-frequency modeling signal of a Doppler radar station for measuring meteorological values in a free atmosphere" is presented.

The purpose of the master's thesis is to simulate a signal with linear-frequency modulation when constructing a receiver of a meteorological radar station.

To achieve this goal, you need to solve the following problems:

- analysis of the subject area;
- model development in a given subject area;
- development of model code of the model;
- conducting research of the developed model;
- making a presentation.

The paper deals with the physical features of Doppler meteorological radar measurements, the principle of measuring Doppler velocity, Doppler spectrum, probing signals of radar stations by digital methods, simulation of signal with linear-frequency modulation, basic characteristics of sensing signals, syntheses, syntheses, syntheses, and syntheses. Matlab program, structural diagrams, formulas, drawings, amplitude quantization and more.

The master's thesis contains: 74 pages, fig. 36, table. 0, appendix 1, references 25.

KEYWORDS: Doppler, frequency spectrum, sounding signals, frequency modulation, radar.

ЗМІСТ

ВСТУП…… 7
1 ОСНОВНІ ФІЗИЧНІ ОСОБЛИВОСТІ ДОППЛЕРІВСЬКИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ВИМІРЮВАНЬ…….10
1.1 Принцип вимірювання допплерівської швидкості……10
1.2. Обмеження радіолокаційних допплерівських вимірювань…….12
1.3 Спектр частот……16
1.4 Допплерівський спектр……17
2 ФОРМУВАННЯ ЗОНДУЮЧИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ ЦИФРОВИМИ МЕТОДАМИ……..19
2.1 Види зондуючих сигналів……...19
3 МОДЕЛЮВАННЯ СИГНАЛУ З ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ПРИ ПОБУДОВІ ПРИЙМАЧА МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ……24
3.1 Основні характеристики безперервних зондуючих сигналів……...24
3.2 Вимоги до частоти дискретизації……....27
3.3 Створення імпульсу з лінійною частотною модуляцією……..30
4 ПРЯМИЙ ЦИФРОВИЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ……...……..37
4.1 Принцип дії прямого цифрового синтезатора частот для формування зондуючого сигналу радіолокаційної станції з лінійною частотною модуляцією……...37
4.2 Аналіз спектральних характеристик вихідного сигналу синтезатора частоти……..41
5 АНАЛІЗ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗУ…….48
5.1 Оцінка похибки квантування синусоїди, що синтезується, в часовій області……..53
5.2 Оцінка похибки квантування синусоїди, що синтезується, в частотній області……....59
ВИСНОВКИ……..64

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ……..65
Додаток А. Графічна частина магістерської роботи……68

ВСТУП

Багаточастотні допплерівські радіолокатори представляють собою багатофункціональні радіолокаційні станції (РЛС) для визначення параметрів руху цілі (швидкість, дальність, пеленг). Основними перевагами системи є: мала похибка вимірювання параметрів руху цілі, малі габарити, мала потужність випромінювання, мале споживання струму, можливість виявлення виключно рухомих об'єктів.

У сучасних РЛС в якості гетеродинів в супергетеродинних радіоприймачах використовуються цифрові синтезатори частот, що мають ряд переваг: широкий діапазон перебудови вихідних частот, можливість установки будь-якої частоти з точністю до часток Герц, малі масогабаритні показники, мала споживана потужність, можливість підстроювання вихідної частоти цифровими методами, низький рівень побічних спектральних складових (менш мінус 90 дбн), проста процедура налаштування у виробництві.

Розробка радіолокаційних систем зазвичай починається з дослідження обмежень, що накладаються енергетичними співвідношеннями в радіоканалі, при прагненні отримати максимальну точність і роздільну здатність за координатами. При цьому з розвитком радіолокації намітився поступовий перехід до розробки пристроїв, здатних забезпечити оптимальні або близькі до них умови формування та обробки сигналів.

Можливість варіювати і підбирати відповідно до тих чи інших вимог різні характеристики радіосигналів є одним з важливих чинників створення радіолокаційних систем. У зв'язку з цим теорія сигналів і особливо сигналів складної форми є одним з основних розділів сучасної радіолокації.

Поняття «система радіолокації» об'єднує РЛС і інші пов'язані з ними технічні засоби, операторів, цілі, що спостерігаються і простір, в якому ведеться спостереження.

Системи радіолокації практично завжди входять в склад більш складних суперсистем. Ці суперсистеми мають важливе військове і народногосподарське значення і знаходять різноманітне застосування: для управління повітряним рухом, в навігації літаків, кораблів, в геофізичниих і астрофізичних дослідженнях та ін.

Системи радіолокації становлять інформаційну частину таких суперсистем і функціонують спільно і у взаємному зв'язку з іншими підсистемами суперсистеми (радіонавігації, радіоуправління, передачі інформації).

Носієм інформації в радіолокації є радіолокаційний сигнал - електромагнітна хвиля, що випромінюється ціллю. Це випромінювання може мати різну природу; повторне випромінювання (відображення), або власне випромінювання радіохвиль. У залежності від способу утворення радіолокаційний сигнал розрізняють активний, активний з активною «відповіддю » і пасивний методи радіолокації.

У активній радіолокації передавач РЛС випромінює в напрямі на ціль могутній зондувальний сигнал. При опромінюванні цілі електромагнітною хвилею частина енергії хвилі поглинається, а інша - відбивається. Приймач радіолокатора вловлює слабий відображений сигнал. Виявлення відображеного сигналу свідчить про наявність цілі. Аналіз прийнятого сигналу і порівняння його з випромінюваним дозволяє отримати інформацію про просторове положення і рух цілі відносно РЛС.

У активній радіолокації з активною відповіддю радіолокаційний сигнал створюється шляхом перевипромінювання зондувального сигналу спеціальним радіовідповідачем, встановленим на цілі. Системи, що використовують такий метод, застосовуються для спостереження літаків, космічних апаратів, що мають ретранслятор сигналів на борту.

Системи активної радіолокації можуть бути суміщеними і розділеними. У першому випадку приймальна і передаюча частини РЛС поєднуються в

єдиному пристрої; у другому - приймальний і передаючий пристрої розміщуються в різних точках простору, на віддаленні один від одного.

У пасивній радіолокації як сигнали використовується мимовільне електромагнітне випромінювання цілей: власне теплове радіовипромінювання фізичних тіл або випромінювання радіотехнічних пристроїв, встановлених на цілі. Пасивна РЛС має тільки приймальний пристрій, за допомогою якого проводиться виявлення цілей і вимірювання їх кутових координат.

На сучасному етапі розвитку техніки часто виявляється скрутною побудова пасивних РЛС з високими технічними характеристиками, що використовують теплове радіовипромінювання, внаслідок малої його інтенсивності. Тому такі РЛС знайшли обмежене застосування. Велике значення мають спеціальні пасивні РЛС, призначені для радіорозвідки [1].

1 ОСНОВНІ ФІЗИЧНІ ОСОБЛИВОСТІ ДОППЛЕРІВСЬКИХ МЕТЕОРОЛОГІЧНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ВИМІРЮВАНЬ

Випромінюваний надвисокочастотний імпульс радіолокатора, потрапляючи на метеоціль, викликає вимушені коливання молекул синхронно зі зміною в часі електричного і магнітного полів. Якщо хмарна частка спочиває або рухається уздовж поверхні постійної дальності (при фіксованому видаленні r), то її молекули коливаються з частотою випромінювання [2].

1.1 Принцип вимірювання допплерівскої швидкості

Якщо хмарна частка буде рухатися у напрямку до випромінювача зі швидкістю v, частота її коливань збільшиться на v/λ, так як молекули хмарної частки будуть частіше відчувати вплив електричного і магнітного полів. Хиткі молекули самі створюють електромагнітні поля, які, в свою чергу, випромінюються за межі цілі.

Допплерівський радіолокатор може забезпечувати вимірювання швидкості цілі уздовж радіальної лінії, проведеної в напрямку від радіолокатора або до нього (негативна швидкість), або від нього (позитивна швидкість).

При збігу положень передавача і приймача величина допплерівського зсуву частоти рухомого об'єкту f визначається формулою:

$$f_{д} = |f_{пр} - f_{випр}| = 2\frac{v_{р}}{c} f_{випр} = \frac{2v_{р}}{\lambda},$$

де $f_{випр}$ - яку випромінює частота (Гц);

$f_{пр}$ - прийнята частота (Гц);

c - швидкість електромагнітного випромінювання ($c = 3 \cdot 10^{8}$ м/с);

λ - довжина хвилі джерела випромінювання;

v_p - радіальна (допплерівська) складова швидкості цілі.

Коефіцієнт 2 з'являється в результаті того, що збільшення частоти відбувається в два етапи. Спочатку на величину v_p/λ зростає частота електромагнітних коливань в цілі, а потім на таку ж величину зростає частота її поля випромінювання в напрямку приймача.

При звичайних швидкостях метеорологічних цілей допплерівське зрушення частоти Уд є відносно малою величиною в порівнянні з частотою радіолокатора $f_{вип}$. У такій ситуації дуже важко добитися потрібної точності частотних вимірювань [3].

Для підвищення точності вимірювання допплерівського зсуву частоти ^ частотні вимірювання в радіолокації замінюють фазовими вимірами параметрів відбитих сигналів. Якщо розглядати послідовність відбитих від метеоутворень імпульсів як стаціонарний випадковий процес (процес, статистичні характеристики якого не залежать від початку відліку часу), то формулу для фази у можна записати у вигляді:

$$\gamma = -\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) + \psi - \psi_i,$$

де 2r - сумарний шлях, прохідний падаючої і розсіяної хвилею.

Якщо шлях r збільшується з часом, то фаза радіоеха у відповідно зменшується, а швидкість зміни фази у описується формулою:

$$\frac{d\gamma}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda}\frac{dr}{dt} = -\frac{4\pi}{\lambda} v_p.$$

Таким чином, як випливає з порівняння формул, швидкість зміни фази радіоеха (ехосигнала) рухомого об'єкту дорівнює круговій частоті допплерівського зсуву (зрушення) f. На імпульсному допплерівському радіолокаторі вибірка сигналу (як по фазі, так і по амплітуді) здійснюється в моменти часу.

Фазові вимірювання $f_д$, так само як частотні, пред'являють дуже високі вимоги до стабільності частоти приймально-передавача радіолокатора. З цих вимог випливає, що час між гребенями хвиль для послідовно випромінюваних НВЧ імпульсів має або залишатися незмінним, або бути відомим.

Оскільки стабільні магнетронні генератори не синхронізуються по фазі зовнішнім сигналом, то фаза коливань випромінюваних ними імпульсів повинна вимірюватися і реєструватися.

Застосування в сучасному допплерівському радіолокаторі обчислювальної техніки дозволяє зафіксувати в цифровому вигляді кожен випромінюючий імпульс магнетрона і визначити його початкову фазу.

Щодо цієї випадкової, але відомої початкової фази випромінюваного імпульсу і проводяться фазові вимірювання імпульсів, відбитих від метеоутворень.

Не вдаючись в подробиці, визначення радіальної швидкості v_p можна представити таким чином: фіксують і запам'ятовують фазу випромінюваного імпульсу, порівнюють її з фазою прийнятого імпульсу, визначають зміну фази між послідовними імпульсами, швидкість зміни фази між послідовними імпульсами безпосередньо пов'язують з радіальною (допплерівською) швидкістю цілі V_p.

Для імпульсного допплерівського радіолокатора зміна фази відбитих від метеоутворень сигналів аналізується в кожному біні (дискреті) дальності уздовж осі радіолокаційного променя. Для розрахунків v_p в кожному біні виходить тимчасовий ряд цифрових даних.

Розмір біна (дискрета) дальності в радіальному напрямку вибирається рівним або меншим тривалості зондуючого імпульсу 30 мкс, а за кутом - дорівнює або менше ширини діаграми спрямованості антени (0,5 - 1°). Наприклад, при $т_{зонд}$ = 0,8 мкс бін дальності дорівнює 125 м. Вздовж осі променя радіолокатора в радіусі огляду, що дорівнює 125 км, таких бінів дальності буде 1000 км [4].

Відносна нестабільність частоти передавача при проведенні допплерівських вимірювань визначається необхідним дозволом по допплерівській швидкості на виході когерентного приймача. Це виходить з формули:

$$\frac{\Delta f_{\text{п}}}{f_{\text{п}}} \leq \frac{\sqrt{2}\Delta v_{\text{р}} T_s}{c\tau_{\text{зонд}}},$$

де $f_{\text{п}}$ – несуча частота магнетрона.

Використання магнетрона коаксіального типу забезпечує виконання зазначених вимог.

Середня радіальна (допплерівська) швидкість в межах імпульсного обсягу радіолокатора дорівнює середній швидкості руху розсіювання частинок, зваженої по їх ефективним площам розсіювання.

Для кутів підвищення антени радіолокатора, близьких до 0°, вона близька до швидкості руху повітря в напрямку на радіолокатор (-) або від нього (+).

1.2. Обмеження радіолокаційних допплерівських вимірювань

Якщо фаза радіоеха у змінюється більш ніж на ± 180° (π), оцінка радіальної швидкості стає неоднозначною.

Всі допплерівські частоти, укладені в інтервалі, можуть бути однозначно виміряні, тоді як частоти, що перевищують fN, неможливо відрізнити від частот з цього інтервалу.

Для уникнення непорозумінь радіальні швидкості Vp цілей повинні лежати в межах інтервалу однозначного визначення швидкостей:

$$v_{\text{p max}} = \pm \frac{\lambda}{4T_s}.$$

Максимальна однозначна швидкість Vpmax - це швидкість, яка викликає міжімпульсні фазові зміни радіоеха, рівне π.

Іншими словами, найвища однозначна швидкість, яка може бути виміряна імпульсним допплерівським радіолокатором, це швидкість Vpmax, з якої ціль може переміститися між послідовними імпульсами на відстань, що перевищує чверть довжини хвилі радіолокатора:

$$v_{p\max} = \pm \frac{ЧСІ \cdot \lambda}{4}.$$

Фазова зміна π + ф не відрізняється від змін (-π + ф). Тому швидкості Vp max + V будуть помилково прийматися за Vp max - V, тобто швидкості накладаються. Накладення швидкостей можна уникнути за рахунок досить високої частоти проходження імпульсів (ЧСІ). Однак такий підхід призводить до зменшення максимальної однозначної дальності rmax:

$$r_{\max} = \frac{c}{ЧСІ \cdot 2} = \frac{cT_s}{2}.$$

Здатність радіолокатора, що випромінює послідовність рівновіддалених імпульсів, однозначно вимірювати і швидкість, і дальність визначається наступним співвідношенням невизначеності:

$$v_{\max} r_{\max} = \pm \frac{\lambda}{8} c.$$

В основу класифікації систем радіолокації можуть бути встановлені різні ознаки.

Для систем радіолокації, що здійснюють виділення, обробку і накопичення інформації про радіолокаційний цілі, найбільш істотними є інформаційні ознаки, а саме: призначення і характер інформації, що отримується [5].

Для вирішення більшості практичних завдань послідовність відбитих від метеоутворенть радіолокаційних сигналів в дискретний дальності зазвичай розглядають як стаціонарний випадковий процес (рис. 1.1).

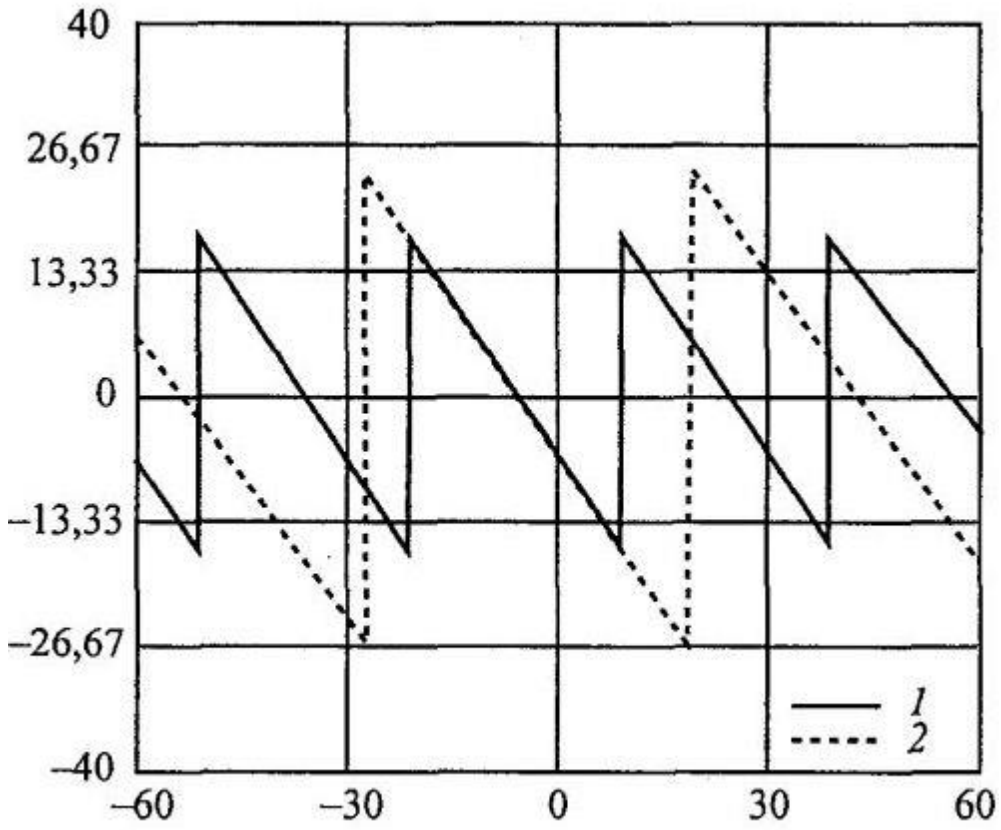


Рисунок 1.1 - Розрахунки істинної радіальної (допплерівської) швидкості в дискретній дальності при роботі радіолокатора на двох ЧСІ

За способом формування і обробки сигналів розрізнюють РЛС імпульсні (рис. 1.1, 1.2) і з безперервним випромінюванням, когерентні і некогерентні, одно канальні і багатоканальні.

Іншими словами, найвища однозначна швидкість, яка може бути виміряна імпульсним допплерівським радіолокатором, це швидкість V_{pmax}.

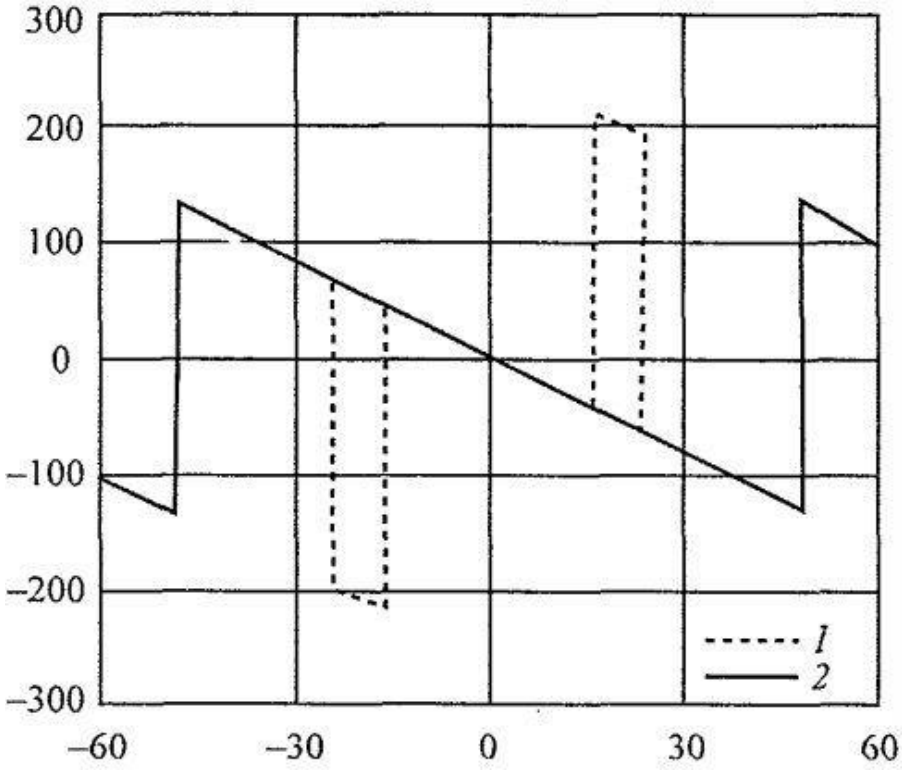


Рисунок 1.2 - Корекція розрахунків істинної радіальної (допплерівської) швидкості в дискретній дальності при роботі радіолокатора на двох ЧСІ

1.3 Спектр частот

Як відомо, автокореляційна функція R (x) використовується для опису швидкості протікання (зміни) випадкового процесу і оцінки схожості випадкових процесів. Для кількісної оцінки такої швидкості вводиться поняття час кореляції - такий інтервал часу, після закінчення якого R спадає до нікчемно малого значення, наприклад до 1-5% свого максимального значення.

Для вирішення більшості практичних завдань послідовність відбитих від метеоутворень радіолокаційних сигналів в дискретний дальності зазвичай розглядають як стаціонарний випадковий процес.

Це припущення справедливо у всіх випадках, коли тривалість спостереження за процесом мала в порівнянні з часом, необхідним для прояву значних змін статистичних характеристик процесу (таких, наприклад,

як середнє значення, дисперсія і параметри кореляції). Для опису швидкості протікання випадкового процесу (рис. 1.2), крім функції R (τ), використовується енергетичний спектр S (f), який представляє собою розподіл потужності гармонік процесу, що припадає на інтервал 1 Гц.

Крім того, спектр показує, якого роду коливання переважають в даному випадковому процесі, тому спектр дозволяє оцінити, якою є внутрішня структура випадкового процесу.

1.4 Допплерівський спектр

Допплерівський спектр S (v) - спектр швидкостей, який описує поле швидкості великого числа гідрометеорів в межах імпульсного обсягу радіолокатора. Ширина спектра є мірою дисперсії допплерівської швидкості в межах імпульсного обсягу. У багатьох практичних випадках, якщо не в більшості, допплерівський спектр можна апроксимувати гауссовим (нормальним) розподілом.

Це важливе допущення значно спрощує розрахунки і має наступне обгрунтування: розподіл потужності випромінювання в діаграмі спрямованості параболічних антен (їх головному пелюстку) описується кривою Гаусса; розподіл швидкостей частинок в турбулізованій атмосфері також описується кривою Гаусса.

Як і в нормальному (гауссовому) розподілі, гауссівський допплерівський спектр радіоеха метеоутворень залежить тільки від двох параметрів: середньої частоти спектра $f_д$ і його середньоквадратичної ширини [6].

2 ФОРМУВАННЯ ЗОНДУЮЧИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ ЦИФРОВИМИ МЕТОДАМИ

Випромінюваний активною РЛС сигнал грає роль інструменту дослідження простору радіолокаційного спостереження і називається зондуючим сигналом (ЗС).

2.1 Види зондуючих сигналів

Випромінюваний активною РЛС сигнал грає роль інструменту дослідження простору радіолокаційного спостереження і називається зондуючим сигналом (ЗС).

Якщо на ранніх етапах розвитку радіолокації питання про вибір найкращих ЗС був не дуже гострим, то в даний час з розвитком елементної бази радіотехнічних пристроїв ситуація в корені змінилася. У сучасних РЛС вибір ЗС диктується не стільки технічними можливостями їх використання, скільки необхідністю найкращим чином вирішувати завдання, що стоять перед РЛС.

Розрізняють прості і складні ЗС. Прості ЗС - це радіосигнали, база яких (відтворення ширини спектра на тривалість) близька до одиниці.

Наприклад, $B = \Delta f_c \cdot \tau_i \approx 1$ - прості радіоімпульси.

Недолік простих сигналів:

1) роздільна здатність по дальності ΔR невелика і визначається тривалістю сигналу, поліпшення роздільної здатності обмежується можливостями формування і генерації коротких радіоімпульсів;

2) середня потужність $P_{ср}$, яка визначає дальність дії РЛС, обмежена максимально можливим значенням імпульсної потужності $P_{імп.max}/Q$, де $Q = T_п/\tau_i$, $T_п$ - період повторення;

3) не можна одночасно забезпечити хорошу роздільність по дальності ΔR і швидкості ΔV.

Радикальний спосіб вирішення зазначеного протиріччя - перехід до складних сигналів. Складний сигнал – це радіосигнал, який має базу набагато більше одиниці $B = \Delta f_c \cdot \tau_{\text{і}} \gg 1$ і дозволяє подолати зазначені вище недоліки простих сигналів:

а) реалізувати високу роздільну здатність по дальності при великій тривалості сигналу;

б) отримати незалежно хорошу роздільність по дальності і по швидкості. Найбільш часто в якості складних сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ), спектр яких близький до прямокутного.

Розглянемо спосіб математичного опису та основні характеристики, розглянуті в радіолокації ЗС.

Відомі дві найбільш загальні форми запису радіосигналу: речова і комплексна.

При першій формі ЗС має вигляд:

$$S_{\text{з}}(t) = U_m \cdot U(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)),$$

де $U_m -$ амплітуда випромінюваних коливань;

$f_0 -$ несуча частота СВЧ коливання;

$U(t) -$ закон амплітудної модуляції (обвідна сигналу);

$\varphi(t) -$ закон фазової модуляції ЗС.

Комплексна форма запису ЗС має вигляд:

$$\dot{S}_{\text{з}}(t) = U_m \cdot \dot{U(t)} \cdot exp(j2\pi f_0 t),$$

де $\dot{U(t)} \cdot -$ комплексний закон модуляції ЗС (комплексна обвідна сигналу).

Очевидно, що дійсна форма запису ЗС збігається з дійсною частиною її комплексної форми.

Комплексна форма запису більш зручна при математичному описі процесів, ніж дійсна, проте необхідно пам'ятати, що фізичні процеси в

радіотехнічних ланцюгах (струми і напруги) описуються дійсними функціями виду.

Для опису та аналізу ЗС використовуються їх параметри і характеристики: енергетичні, часові, частотні і частотно-часові.

Основні енергетичні параметри ЗС:

$P_{\text{і}}$– імпульсна потужність;

$P_{\text{ср}} = P_{\text{и}}/Q_c$ – середня потужність ($Q_c = T_{\text{п}}/\tau_{\text{і}}$ - прогальність сигналу);

E_{c} – енергія сигналу:

для одиночного імпульсу $\text{E}_{\text{c}} = \text{E}_{\text{і}} = P_{\text{і}} \cdot \tau_{\text{і}}$;

для пачки імпульсів $\text{E}_{\text{c}} = M\text{E}_{\text{и}}$ (M – кількість імпульсів в пачці);

безперервний сигнал має один енергетичний параметр - *Рср*.

До часових параметрів відносяться:

$\tau_{\text{і}}$ – тривалість імпульсу;

$T_{\text{п}}$ – період повторення;

$T_{\text{c}} = MT_{\text{п}}$– тривалість сигналу (для пачок імпульсів).

При тимчасовому описі безперервного сигналу можна розглядати його як нескінченну послідовність примикаючих один до одного радіоімпульсів ($\tau_{\text{і}} = T_{\text{п}}$; $Q_c = 1$).

Частотними параметрами ЗС є:

f_0 – несуща частота;

Δf_0– ширина спектра сигналу;

$F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$ – частота повторення імпульсів в пачці для імпульсних послідовностей.

Найважливішою частотною характеристикою ЗС є його частотний спектр, що характеризує розподіл комплексних амплітуд гармонійних складових сигналу по частотній осі. Сигнал і його спектр $S_{\text{з}}\dot{(f)}$ пов'язані між собою перетворенням Фур'є:

$$\begin{cases} S_{\text{з}}\dot{(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{з}}\dot{(f)} \cdot \exp(j2\pi ft)\, df \\ S_{\text{з}}\dot{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{з}}\dot{(t)} \cdot \exp(j2\pi ft)\, dt \end{cases}.$$

Слід пам'ятати, що спектр комплексного сигналу сам є комплексною функцією і записується у вигляді:

$$S_з\dot{(f)} = \left|S_з\dot{(f)}\right| \cdot \exp(j \cdot argS_з\dot{(f)},$$

де $\left|S_з\dot{(f)}\right|$ - амплітудно-частотний спектр (АЧС) ЗС, що характеризує розподіл амплітуд гармонійних складових його спектра;

$argS_з\dot{(f)}$ - фазо-частотний спектр (ФЧС) ЗС, що характеризує розподіл початкових фаз гармонічних складових повного спектра.

Іншою найважливішою, з точки зору радіолокації, характеристикою ЗС є нормована двовимірна автокореляційна функція (АКФ) закону модуляції:

$$\rho(\tau, f) = \frac{\left|\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_з(t) \cdot \dot{S}_з^{\,*}(t-\tau) e^{j2\pi ft}\, dt\right|}{\int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{S}_з(t)\right|^2 dt},$$

де $\dot{S}_з^{\,*}(t)$ – комплексно сполучена функція до $\dot{S}_з(t)$.

Замість терміна «нормована двовимірна автокореляційна функція» використовується також термін «нормована функція невизначеності сигналу». Фізичний сенс полягає в тому, що вона характеризує ступінь зв'язку (кореляцію) ЗС з його копією зміщеною по часу і частоті. У прямокутній системі координат функція $\rho(\tau, f)$ являє собою поверхню тіла невизначеності сигналу.

Важливість функції полягає в тому, що вона описує комплексну обвідну сигналу на виході будь-якого оптимального радіолокаційного приймача.

Вона визначає такі важливі характеристики РЛС як якість виявлення, роздільну здатність по дальності *Д* і швидкості *V*, точність вимірювання координат і перешкодозахищеність станції [7].

3 МОДЕЛЮВАННЯ СИГНАЛУ З ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ПРИ ПОБУДОВІ ПРИЙМАЧА МЕТЕОРОЛОГІЧНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ

З давніх-давен, як тільки стали застосовувати метеорадіолокатори при їх дослідженні та розробках, була сформульована сукупність головних проблем цієї області:

– досягнення заданої дальності;

– зменшення споживаної потужності;

– зменшення масогабаритних розмірів;

– поліпшення характеристик роздільності [8].

3.1 Основні характеристики безперервних зондуючих сигналів

Зменшення масогабаритних розмірів і споживана потужність безпосередньо пов'язані з розвитком методів збільшення дальності виявлення і роздільності по дальності сигналів при зменшенні випромінюваної потужності. Збільшення параметрів дальності і роздільності має велике значення при вимірюванні мікрофізичних характеристик опадів і хмар різних форм або зменшення санітарної зони опромінення РЛС за рахунок зниження імпульсної потужності зондуючого сигналу.

Тому дослідження питань застосування складних сигналів в метеорадіолокаторах для збільшення дальності виявлення і роздільності по дальності з одночасним зменшенням енергоспоживання за рахунок застосування цифрового формування цих сигналів.

Виявлення об'єктів з малими значеннями ефективної площі розсіювання (ЕПР), залежить від потужності передавача імпульсної радіолокаційної станції (РЛС). Випромінювання середньої потужності на необхідному рівні (достатньому для виявлення метеутворень на великій дальності) може бути досягнуто за рахунок збільшення:

– вихідної імпульсної потужності;

– тривалості імпульсу (при цьому, в разі застосування простих сигналів, погіршується просторова роздільність);

– частоти повторення імпульсів (в цьому випадку можливе накладення відображень з сусідніх інтервалів дальності).

Середня потужність передавача визначається періодом повторення і тривалістю імпульсів, в разі імпульсів прямокутної форми, для яких потужність $P_{імп}$ залишається незмінною протягом часу $T_{сиг}$. Для середньої потужності при цьому можна записати:

$$P_{ср} = \frac{P_{імп} \cdot T_{сиг}}{T_{пов}},$$

де $T_{пов}$ - період повторення імпульсів;
$\tau_{сиг}$ - тривалість імпульсу.

Єдиним способом збільшення енергетичного потенціалу метеорологічного локатора при незмінній, або більш низькій імпульсній потужності передавального пристрою, є використання складних зондувальних сигналів в системі зі стисненням імпульсів. У цьому випадку величина $T_{сіг}$ вибирається з міркувань забезпечення необхідної середньої потужності для заданої дальності дії. Необхідні характеристики роздільності досягаються шляхом стиснення в приймальнику прийнятої луни вихідного сигналу.

Так як ми розглядаємо пасивний лінійний фільтр стиснення, то справедливий закон збереження енергії (енергія імпульсу на вході дорівнює енергії стисненого імпульсу на виході узгодженого фільтра) і виграш в піковій потужності стисненого імпульсу повинен бути пропорційний відносно тривалості імпульсу на вході і на виході фільтра [9].

Важливим результатом, отриманим за допомогою цього підходу, є зв'язок між піковою потужністю вхідного і вихідного сигналу і параметра стиснення імпульсу $T\,\Delta f = D_{сж}$. Цей зв'язок має вигляд:

$$P_o / P_i = T_{сиг} / \tau_{сж} = T_{сиг}\,\Delta f = D_{сж},$$

де P_i - пікова потужність вхідного імпульсу;

P_o - пікова потужність стисненого імпульсу.

Якщо тривалість імпульсу $\tau_{сж}$ така, що забезпечує необхідну роздільність, то застосування цього методу дозволяє використовувати радіолокаційний зондуючий імпульс тривалості $T_{сиг}$, з тим, щоб згодом за рахунок стиснення підвищити середню потужність сигналу до значень, що перевищують граничні можливості передавача. Стиснення імпульсу і збільшення його ефективної пікової потужності здійснюється за рахунок частотної модуляції сигналу, і таким чином долаються існуючі обмеження по піковій потужності для імпульсних радіолокаційних систем і отримується необхідна потужність в імпульсі, потрібна для досягнення необхідної дальності виявлення при заданому значенні роздільної здатності [10].

На підставі рівняння радіолокації для одиночної розсіючої цілі, що знаходиться в непоглинаючому середовищі, вираз для потужності прийнятого сигналу:

$$P_i = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4},$$

де P_t – пікова потужність, що передається;

P_i – пікова потужність, що приймається;

G – коефіцієнт посилення передавальної і приймальної антен;

λ – довжина хвилі випромінюваного сигналу;

σ - ефективна площа розсіювання об'єкта;

R – відстань між радіолокатором і об'єктом, що відображається.

Пікова потужність стисненого імпульсу на виході узгодженого фільтра визначається:

$$P_o = P_i D_{сж} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \cdot D_{сж}.$$

Якщо вважати, що чутливість приймального пристрою дорівнює потужності власних шумів радіолокатора $P_ш$ можна отримати вираз для максимальної дальності дії РЛС:

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_ш} \cdot D_{сж}}\,.$$

Отже, ЛЧМ сигнал після фільтра стиснення здатний теоретично забезпечити в $\sqrt[4]{D_{сж}}$ раз кращу максимальну дальність, ніж простий радіоімпульс, а енергетичний потенціал радіолокатора збільшується на $10\lg D_{сж}$.

Одним з найбільш поширених типів складних сигналів, що використовуються в системах зі стисненням імпульсів, є сигнали з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ). ЛЧМ сигнал може бути описаний виразом:

$$y(t) = U_0 \sin\left(2\pi f_н + \frac{\pi \Delta F \cdot t}{\tau_i}\right) \cdot t, \text{ при } 0 \le t \le \tau_i\ ,$$

де $Uo, f_н, \Delta F, \tau_u$ - амплітуда, початкова частота ЛЧМ імпульсу, девіація частоти і тривалість ЛЧМ радіоімпульсу.

База ЛЧМ сигналу дорівнює $B = \Delta F \cdot \tau_u$.

3.2 Вимоги до частоти дискретизації

Основним питанням при проектуванні та моделюванні при обробці зондуючого сигналу є вибір частоти дискретизації, який безпосередньо пов'язаний з можливостями цифрового формування ЛЧМ сигналу і властивостями його перетворення [11].

Для смугового сигналу маємо умову вибору частоти дискретизації:

$$\frac{2f_{max}}{q} \le f_s \le \frac{2f_{min}}{q-1},$$

де $q=1,2,\ldots qmax$ – номер зони дискретизації;

$q_{max} = \lfloor f_{max}/\Delta F_{-20} \rfloor$;

$f_{\max,}$ f_{min} – мінімальна і максимальна частота в спектрі сигналу;

$\lfloor f_{max}/\Delta F_{-20} \rfloor$ – ціла частина числа;

ΔF_{-20} – смуга сигналу за рівнем мінус 20 дБ.

Перша зона $q=1$ відповідає вибору інтервалу дискретизації по теоремі В.А. Котельникова. Для когерентних систем значення частоти дискретизації можна оптимізувати під подальшу обробку з урахуванням фільтра стиснення. Для оптимізації значення частоти дискретизації розглянемо миттєве значення вихідного сигналу фільтра стиснення:

$$u_{\text{вих}} = \sqrt{D_{\text{сж}}} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \Delta f \cdot t)}{\pi \cdot \Delta f \cdot t} \cdot \cos(\omega_0 t).$$

Вихідний сигнал не має частотної модуляції (рис. 3.1.), обвідна вихідного сигналу має вигляд функції $\sin(x)/x$, а несуча частота стисненого імпульсу при цьому постійна і дорівнює центральній частоті заповнення ЛЧМ сигналу $f_0 = f_{min} + \Delta f/2$ (центр смуги пропускання Δf- девіація).

Особливі точки, де обвідна приймає максимальні і мінімальні значення кратні $\tau_{\text{сж}} = \frac{1}{\Delta f}$, щоб відліки дискретизації потрапляли в екстремальні значення обвідної імпульсу стиснення, оптимальна частота дискретизації повинна бути кратна $2\Delta f$ і дорівнювати $f1_s = q \cdot 2 \cdot \Delta f$, де q вибирається з умов $f_s > 2 \cdot f_{\max}$.

Додатковою умовою для частоти дискретизації є потрапляння в екстремальні значення несучої частоти $f_{0,}$ тоді $f2_s = p \cdot 4 \cdot f_0$, вибираємо максимальне значення $f_s = \max(f1_s, f2_s)$ [12].

Компроміс вийде, якщо вибирати f_0 кратну $\Delta f/2$, тоді отримаємо $f_s = p \cdot 4 \cdot f_0 = p \cdot 4 \cdot q \cdot \Delta f/2$, що збігається з вимогою до частоти дискретизації для обвідної імпульсу стиснення і несучої частоти $f_{0.}$

На рис. 3.1 представлений результат дискретизації імпульсу стиснення відповідно до обраного інтервалу дискретизації для умов $\cdot \Delta f = 2$ мГц і

$f_0 = 2 \cdot \Delta f/2 = 2$ мГц, для p=2 і q=2 отримуємо $f_s = 16$ мГц. Відліки частоти дискретизації потрапляють в екстремальні значення імпульсу стиснення і центральній частоті заповнення ЛЧМ сигналу f_0.

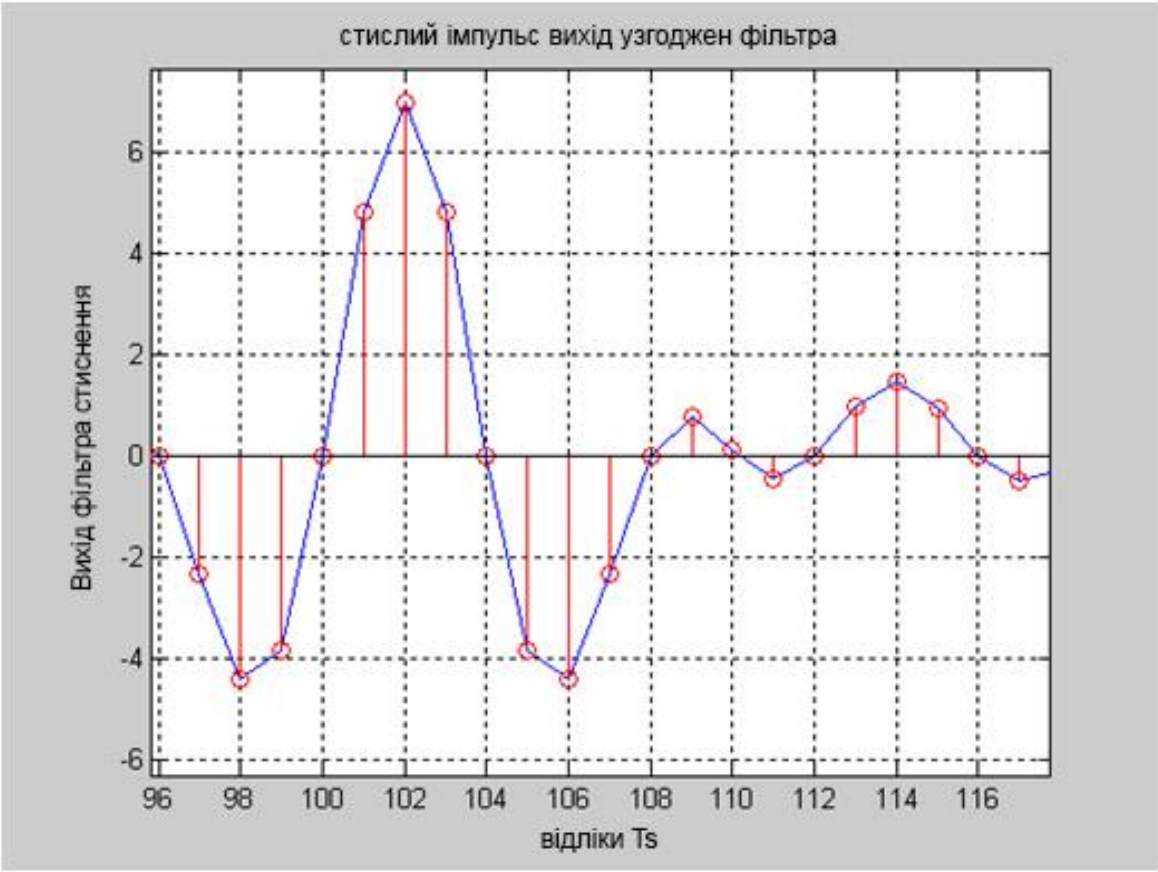


Рисунок 3.1 - Процес результату дискретизації ЛЧМ сигналу по результуючому імпульсу стиснення

3.3 Створення імпульсу з лінійною частотною модуляцією

Згідно з завданням, необхідно змоделювати цифровий узгоджений виявник зондуючого сигналу у вигляді ЛЧМ - імпульсів з заданим значенням частоти девіації, а саме девіація дорівнює $\Delta f = 2$ мГц.

Початкова частота ЛЧМ сигналу 1 МГц, центральна частота заповнення ЛЧМ сигналу $f_0 = 2$ мГц тоді за теоремою Котельникова з

урахуванням отриманих вимог щодо оптимізації частоти дискретизації вибираємо частоту дискретизації, яка дорівнює $f_s = p \cdot 4 \cdot f_0 = q \cdot 2 \cdot \Delta f =$ 16 мГц, де *p=2* або *q=2*.

Тривалість ЛЧМ імпульсу $T_{\text{сиг}} = 25$ мксек, період імпульсної послідовності зондуючого сигналу $T_{\text{п}} = 1$ млсек при частоті зондування 1000 Гц.

Необхідно організувати узгоджений прийом, і детектування стислих сигналів, для цього використовуємо детектор, що складається з фільтра низьких частот і пристрою взяття модуля.

За завданням повинен здійснюватися когерентний прийом, тобто він відбувається за таких умов:

- сигнали, що передаються повністю відомі;
- канал зв'язку має відомі параметри;
- перешкода носить адитивний характер;
- синхронізація сигналів є ідеальної.

Згідно з цими умовами і здійснюється когерентний прийом. Моделювання будемо виконувати в програмному середовищі MATLAB.

Для початку необхідно створити ЛЧМ – сигнал (рис. 3.2), пропустити через СФ, після чого стиснений імпульс детектувати за допомогою детектора.

Потім відправити на пороговий пристрій, щоб визначити наявність корисного сигналу і дати рішення про те, сигнал був чи ні [13].

Отже, ЛЧМ сигнал після фільтра стиснення здатний теоретично забезпечити в $\sqrt[4]{\mathrm{D}_{\text{сж}}}$ раз кращу максимальну дальність, ніж простий радіоімпульс, а енергетичний потенціал радіолокатора збільшується на $10\lg\mathrm{D}_{\text{сж}}$.

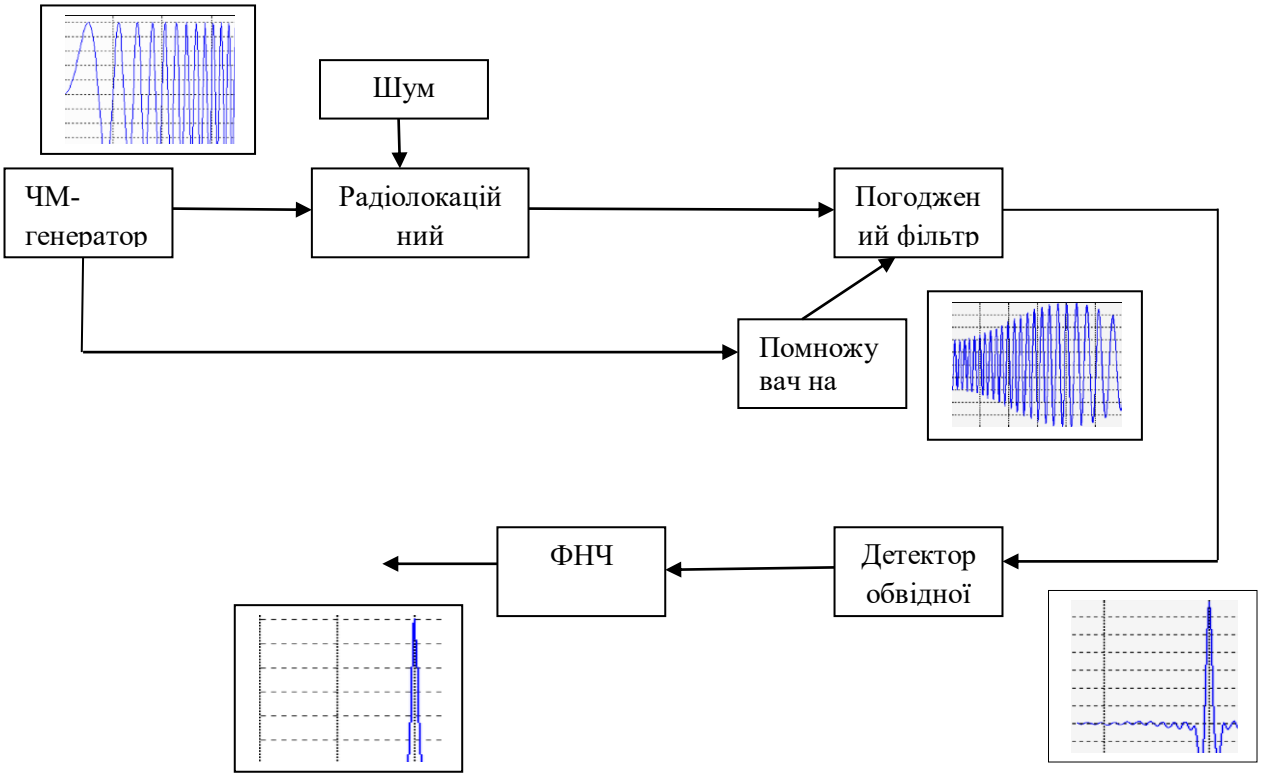


Рисунок 3.2 - Структурна схема узгодженої фільтрації ЛЧМ сигналу приймача РЛС

Структуру моделювання можна визначити наступним чином (рис. 3.2).

Вихідні дані для моделювання в Матлаб:

*dev_f=2*10^6;* % Δf - девіація частоти, 2 мГц;

*fn= 1*10^6;* % fn - початкова частота ЛЧМ;

*t_imp=25*10^-6;* % $T_{сиг}$ – тривалість ЛЧМ імпульсу, 25 мкс;

*Fs=(dev_f)*8;* % частота дискретизації в 4-ри рази більше частоти девіації;

Ts=1/(Fs); % інтервал дискретизації за часом.

Створення імпульсу з лінійною частотною модуляцією. Вихідними даними є dev_f= 2 мГц, девіація дорівнює Δf=2 МГц, це означає, що частота

лінійно змінюється від 1 МГц до 5 МГц. Тривалість імпульсу дорівнює 25 мкс, що відповідає 400 відліку частоти дискретизації $f_s = 16$ мГц. Для того щоб побудувати ЛЧМ - імпульс, необхідно визначити і побудувати закон зміни частоти:

$$f(t) = f_н + \frac{\Delta F \cdot t}{T_{сиг}}.$$

*Lch=(fn+1*dev_f*t/(t_imp));* - закон зміни частоти заповнення в ЛЧМ сигналі;

f0=fn+dev_f/2; - центральна частота заповнення ЛЧМ сигналу f0=2мГц.

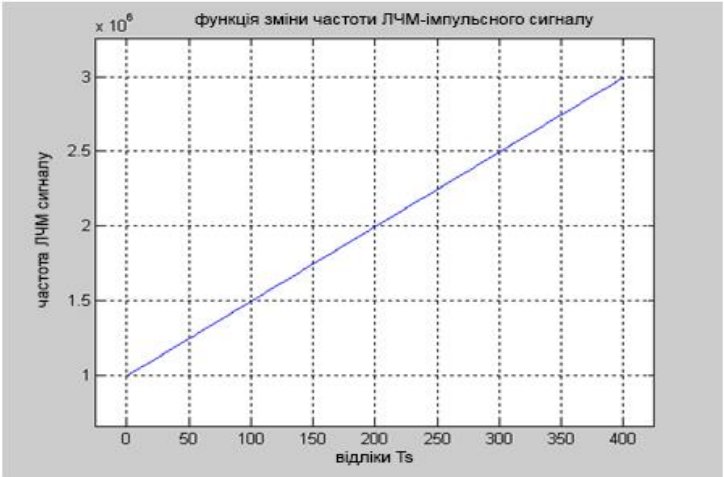


Рисунок 3.3 - Закон зміни частоти заповнення в ЛЧМ сигналі

Вираз для ЛЧМ сигналу відповідно до даного закону зміни частоти заповнення:

$$S_{лчм}(t) = U_0 \sin\left(2\pi f_н + \frac{\pi \Delta F \cdot t}{T_{сиг}}\right) \cdot t, \text{ при } 0 \le t \le T_{сиг}.$$

S_LCH=S.*sin(2*pi*(f0+0.5*dev_f*t/(t_imp*1)).*t); - формування ЛЧМ сигналу.

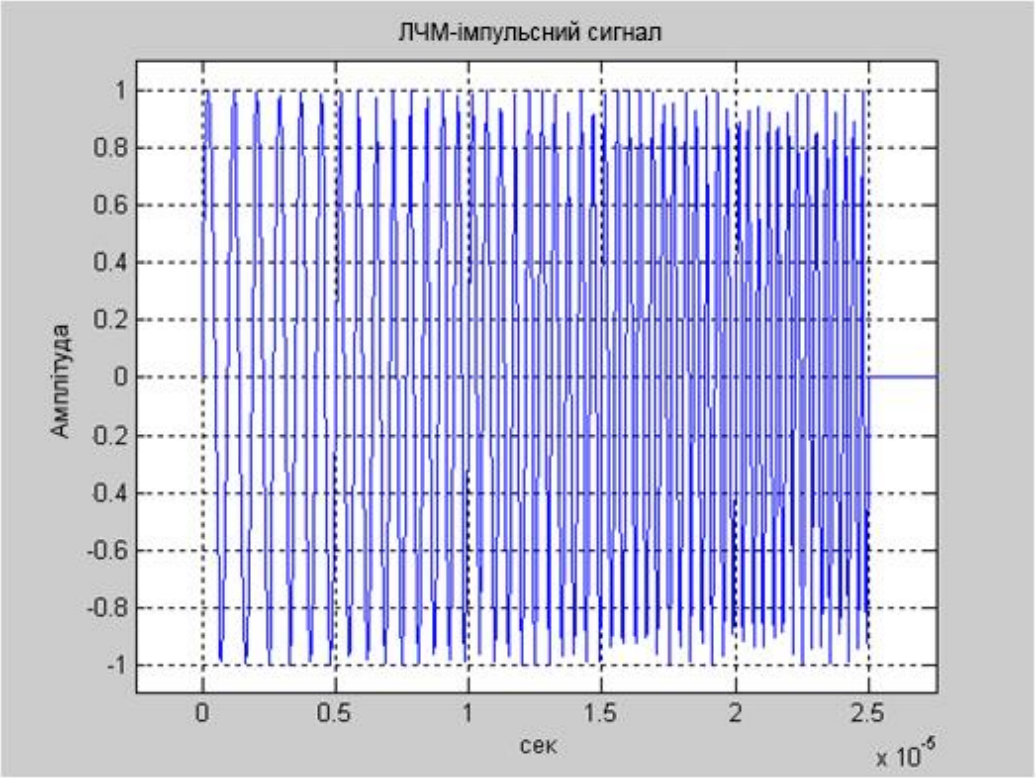


Рисунок 3.4 - ЛЧМ - імпульсний сигнал

Характеристики ЛЧМ - імпульсного сигналу. Енергія сигналу дорівнює інтегралу від потужності по всьому інтервалу існування сигналу:

$$E_s = \int_0^{T_п} |S_{лчм}(t)|^2 dt.$$

E_s=(trapz(S_LCH(1:end).^2)); % Інтеграл, енергія сигналу ЛЧМ

енергія ЛЧМ сигналу E_s=200 Вт*sample

Миттєва потужність P(t) є щільністю потужності сигналу, так як вимірювання потужності можливі тільки через енергію на інтервалах ненульової довжини:

$$P_{лчм} = \frac{1}{T_{сиг}} \int_0^{T_{сиг}} |S_{лчм}(t)|^2 dt = \frac{E_s}{T_{сиг}},$$

де *P_si=E_s/NTs;* % імпульсна потужність ЛЧМ сигналу P_si = 0.49999 Вт.

Для гармонійного сигналу імпульсна потужність може бути обчислена:

$$P_{лчм} = \frac{{U_0}^2}{2},$$

де U_0- амплітуда ЛЧМ - імпульсного сигналу.

Середньоквадратичне значення ЛЧМ сигналу:

$$Std_{\text{лчм}} = \sqrt{\frac{1}{T_{сиг}} \int_0^{T_{сиг}} |S_{\text{лчм}}(t)|^2 dt}.$$

Середньоквадратичне значення ЛЧМ сигналу Std_S=0.707972 Вольт.
Коефіцієнт стиснення дорівнює базі сигналу ЛЧМ ЛЧМ $D_{\text{сж}} = T_{сиг} \cdot \Delta F$
*B=dev_f*t_imp;* % База сигналу
База ЛЧМ сигналу B=50.

Спектральний аналіз ЛЧМ - імпульсного сигналу. Метою спектрального аналізу є визначення гармонійного спектру цих сигналів, тобто частот гармонійних складових сигналу (частотного спектра). В основі спектрального аналізу лежить Фур'є зображення відповідно до виразу:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j(2\pi f)t} dt.$$

Інтеграл існує тільки для двосторонньо згасаючих процесів, що слідує, що його не можна застосувати до так званих стаціонарних коливань. Зазначене протиріччя кілька згладжується при чисельних розрахунках, так як в цьому випадку можна мати справу з процесами обмеженої тривалості і сам процес в діапазоні часу повинен бути заданий своїми значеннями в обмеженому числі точок (відліків) [14].

У цьому випадку інтегрування замінюється підсумовуванням і Фур'є зображення можна представити в більш зручній формі:

$$X(k) = T_s \sum_{m=1}^{n} x(m) e^{-j\frac{2\pi}{n}(k-1)(m-1)},$$

де m - номер дискретного значення від початку процесу.
Диференціал dt замінений обмеженим збільшенням часу T_s.

У Матлаб процедура дискретного перетворення Фур'є *fft* і *ifft* здійснює обчислення відповідно до формул:

$$y(k) = \sum_{m=1}^{n} x(m) e^{-j\frac{2\pi}{n}(k-1)(m-1),}$$

$$x(m) = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} y(k) e^{j\frac{2\pi}{n}(k-1)(m-1)}.$$

Дискретне Фур'є зображення заданого дискретного в часі процесу пов'язане процедурою f*ft*:

$$X(k) = \frac{y(k)}{n}.$$

Для більшості стаціонарних коливальних процесів амплітудний і фазовий спектр не залежить від тривалості $T_{\text{пф}}$ конкретної реалізації і обраного дискретного часу T_s, то для спектрального аналізу стаціонарних процесів (рис. 3.5) найбільш доцільно застосовувати процедуру і потім результат, який нею повертається, ділити на число точок *n* тривалості $T_{\text{пф}}$.

Щоб застосувати процедуру fft для перетворення процесу, представленого в тимчасовій області, в його представлення в частотній області (рис. 3.6), потрібно зробити наступне:

- по заданому значенню дискрета часу T_s розрахувати величину Fmax діапазону частот (в герцах) за формулою Fmax=1/Ts;

- Fmax=1/Ts; % Hz максимальний діапазон частот.

По заданій тривалості процесу обчислення ШПФ розраховуємо дискрет частоти:

- Nfft=1024*1; % Інтервал перетворення Фур'є в відрахунках;

- Tfft=Nfft*Ts; % Тривалість інтервалу перетворення Фур'є, с;

- df=1/Tfft; % Дискрет частоти для аналізу fft;

За отриманими даними сформувати вектор значень частоти, для яких буде представлене Фур'є-зображення:

- f=0:df:Fmax; % вектор значень частоти для відображення спектру, крок частоти df.

В результаті застосування процедури fft отриманий спектр ЛЧМ сигналу:

XS=fft(S_LCH,Nfft); AX=abs(XS); % спектр ЛЧМ сигналу.

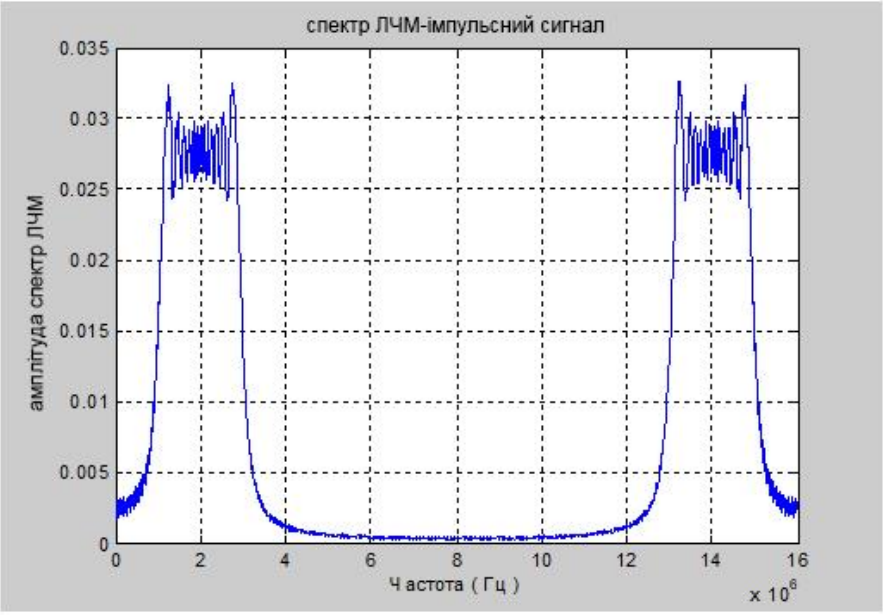


Рисунок 3.5 – Амплітудний спектр ЛЧМ - сигналу

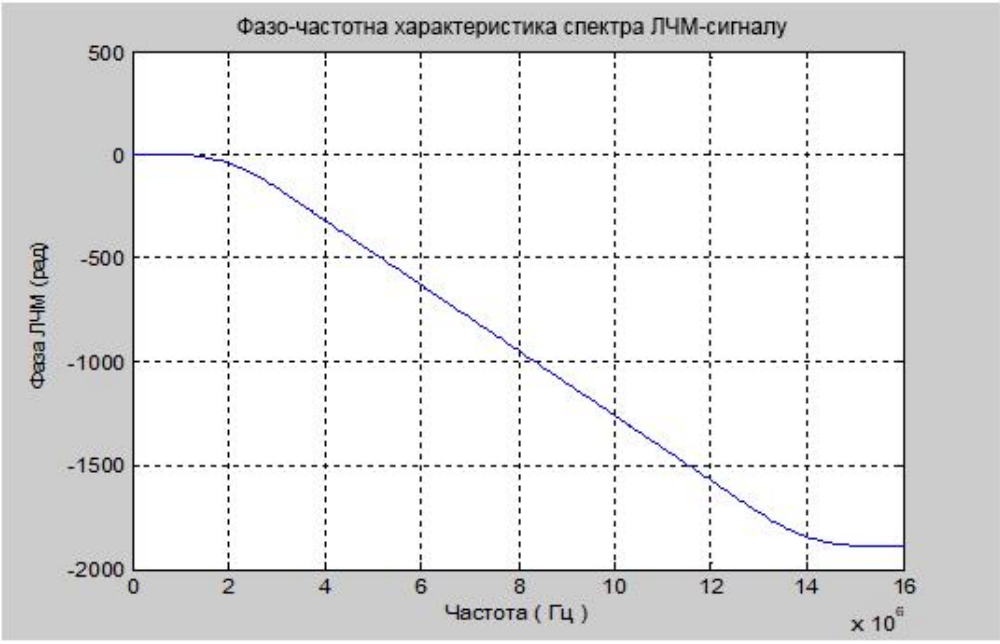


Рисунок 3.6 – Фазовий спектр ЛЧМ - сигналу

4 ПРЯМИЙ ЦИФРОВИЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇЇ

В даний час в якості складних зондувальних сигналів застосовують імпульси з лінійною ЧМ (ЛЧМ), нелінійною (НЧМ) і сигнали, кодовані по фазі. Їх формують цифровими методами, в тому числі з використанням мікросхем прямих цифрових синтезаторів сигналів (ПЦСС) або Direct Digital Synthesis (DDS).

Прямі цифрові синтезатори сигналів (ПЦСС) - це пристрої, що формують з тактового високостабільного опорного коливання з постійною частотою сигнал із заданими параметрами. Це може бути безперервний гармонійний сигнал, радіоімпульс з будь-якою внутрішньоімпульсною модуляцією (амплітудною, фазовою, частотною), тактовий сигнал і т.п.

4.1 Принцип дії прямого цифрового синтезатора частот для формування зондуючого сигналу радіолокаційної станції з лінійною частотною модуляцією

Розглянемо роботу найпростішого ПЦСС (рис. 4.1). Основний елемент схеми - акумулятор фази, який використовується для формування коду фази сигналу. На його вхід надходять тактові імпульси (ТІ) і код постійної добавки М (код частоти).

На кожному такті регістр перезавантажується величиною, яка дорівнює сумі старого вмісту і постійної добавки, формуючи лінійно зростаючий в часі код фази сигналу.

Далі він перетворюється в код функції косинуса перетворювачем коду, в найпростішому випадку представляє собою постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗУ) з таблицею косинуса.

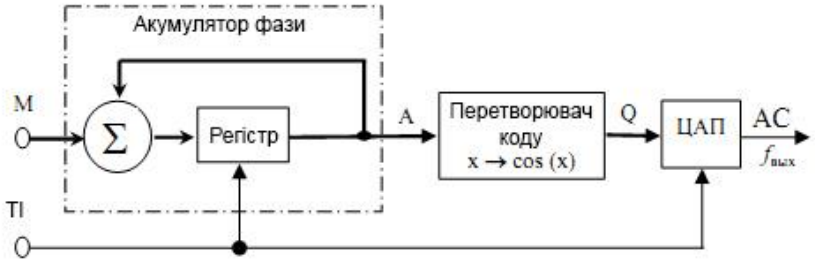


Рисунок 4.1 – Структурна схема ПЦСС

На вхід цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) надходять відліки косинуса з періодом тактових імпульсів. Кожному з них відповідає напруга на виході ЦАП, яка утримується між двома сусідніми відліками. Тому на виході цифро-аналогового перетворювача виходить ступінчастий косинусоідальний сигнал (рис. 4.2, діаграма "Q").

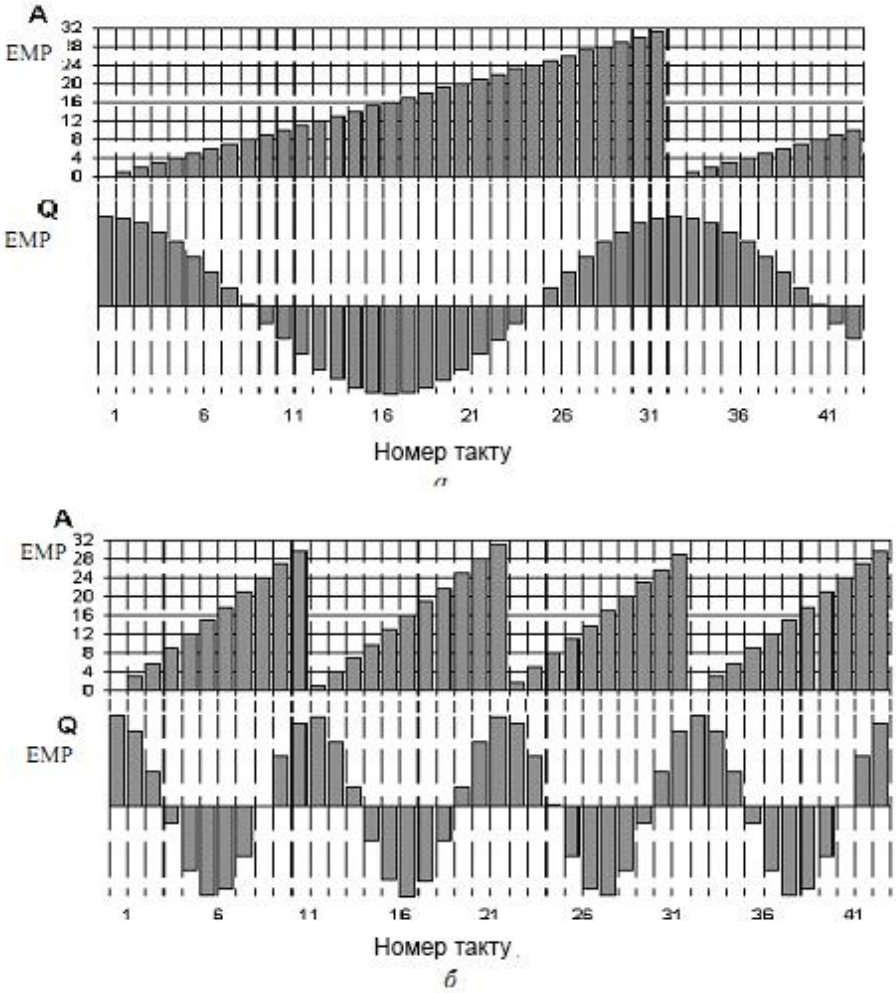


Рисунок 4.2 - Часові діаграми коду фази на виході регістра (а) і код косинуса на виході ПЗУ (Q) при M = 1, N = 5 (а) і M = 3, N = 5 (б)

Акумулятор фази працює з періодичними переповненнями, забезпечуючи арифметику по модулю 2^N (N – розрядність регістра в акумуляторі фази): код фази на і-м такті ψi = (ψi-1 + M) mod 2^N. Таке періодичне переповнення відповідає періодичному характеру функції косинуса [15].

При 0 ≤ M ≤ 2N-1 частота вихідного сигналу визначається за формулою:

$$f_{\text{вих}} = \frac{M \cdot f_{\text{ТІ}}}{2^N},$$

де fті – частота тактових імпульсів (опорна частота);

N – розрядність акумулятора фази;

M – код частоти, дозвіл по частоті визначається як різниця між двома сусідніми частотами сітки:

$$\Delta f_{\text{мін}} = \frac{(M+1) \cdot f_{\text{ТІ}}}{2^N} - \frac{M \cdot f_{\text{ТІ}}}{2^N} = \frac{f_{\text{ТІ}}}{2^N}.$$

Діапазон частот - як різниця між мінімальною і максимальною частотою:

$$\Delta f_{\text{мін}} = f_{\text{макс}} - f_{\text{мін}} = \frac{2^{N-1} \cdot f_{\text{ТІ}}}{2^N} - \frac{f_{\text{ТІ}}}{2^N} \approx \frac{f_{\text{ТІ}}}{2^N}.$$

Чим вище розрядність N, тим краще дозвіл по частоті. Наприклад, якщо розрядність накопичувального суматора 32 біта, то при тактовій частоті 50 МГц роздільність складе приблизно 0,01 Гц, а діапазон частот - 25 МГц. З порівняння виразів видно, що роздільність залежить тільки від розрядності акумулятора фази і частоти ТІ і дорівнює мінімальній частоті. Діапазон частот визначається тільки частотою тактового сигналу і відповідає граничному значенню по теоремі Котельникова. Таким чином, ПЦСС має сітку частот в діапазоні 0 … fTI/2^N з постійним кроком fTI/2^N.

Частота вихідного сигналу задається кодом частоти і, здавалося б, відповідно до виразу може набувати значень аж до частоти дискретизації. Але це не так. Згідно з теоремою Котельникова частота аналогового сигналу на виході ЦАП не може бути більше половини частоти дискретизації. Тому при M> 2^31 спостерігається перша високочастотна копія основної гармоніки, що перейшла в смугу (0 ... 0,5) fTI. Тому при збільшенні M понад

2N-1 частота вихідного сигналу буде зменшуватися і при M = 2N стане рівною нулю [16].

Отже, формулу частоти можна записати більш строго:

$$f_{вих} = \begin{cases} \dfrac{M \cdot f_{ТІ}}{2^N}, & \text{при } 0 \le M \le 2^{N-1} \\ f_{ТІ} - \dfrac{M \cdot f_{ТІ}}{2^N}, & \text{при } 2^{N-1} \le M \le 2^N. \end{cases}$$

Для зменшення кроку сітки частот потрібно лише збільшити розрядність акумулятора фази, що не вимагає обов'язкового збільшення розрядності перетворювача коду.

Зазвичай використовується лише необхідна кількість старших розрядів коду фази (14 - 17 біт).

До переваг такої архітектури можна віднести здатність переходити на іншу частоту без розриву фази і за малий проміжок часу, який можна порівняти з періодом тактового сигналу (одиниці-десятки наносекунд).

4.2 Аналіз спектральних характеристик вихідного сигналу синтезатора частоти

Прямі цифрові синтезатори використовуються в РЛС як формувачі зондуючих імпульсів і як джерела тактових імпульсів для АЦП [17].

При цьому вони повинні працювати в режимі безперервної генерації і формувати синусоїдальний або прямокутний сигнал із заданою частотою.

Розглянемо спектр сигналу на виході ПЦСС, що працює в такому режимі (рис. 4.3).

Спектр сигналу на виході ПЦСС складається з основної гармоніки з частотою $f_{вих}$ і її копій на частотах $f_{ТІ}-f_{вих}$, $f_{ТІ}+f_{вих}$, …, $n \cdot f_{ТІ} \pm f_{вих}$ (n = 0, 1, 2, …), що мають меншу амплітуду:

$$\left|S_{ЦАП}(f)\right| = \frac{\sin(\pi f T_{ТІ})}{\pi f T_{ТІ}}.$$

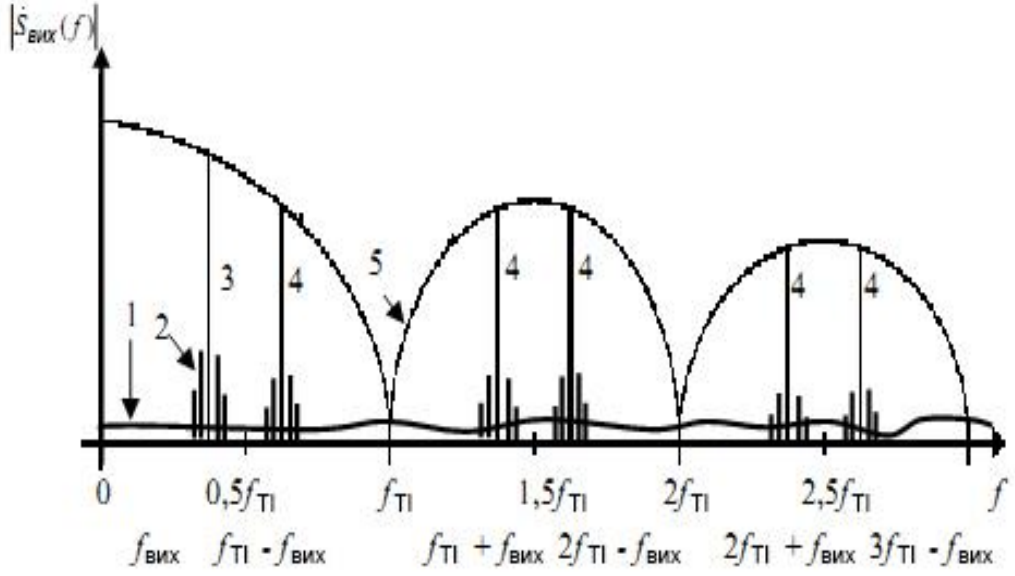


Рисунок 4.3 - Спектр сигналу на виході ПЦСС: 1 - фазовий шум і шум квантування, 2 - гармоніки, викликані урізанням коду фази, 3 - основна гармоніка, 4 - копії основної гармоніки, 5 – обвідна

Всі складові спектра розташовані дзеркально симетрично щодо частот $\pm(n/2)\cdot f_{TI}$ (n = 0, 1, 2, ...). Наприклад, якщо частота основної гармоніки збільшиться, то частота першої копії гармоніки $f=f_{TI}-f_{вих}$ зменшиться.

Якщо частота основної гармоніки близька до $f_{TI}/2$, то вона буде перебувати поруч з першою копією і сигнал на виході синтезатора буде модулюваний по амплітуді: накладення двох близьких по частоті коливань призведе до биття.

Навіть якщо після синтезатора включити ФНЧ з частотою зрізу $f_{TI}/2$, то гармоніки неможливо буде розділити.

Тому для формування сигналу зазвичай використовується не вся сітка частот [18]. Відомо, що спектр дискретного сигналу періодичний і нескінченний.

Період дорівнює частоті дискретизації:

$$\dot{S}_{Д}(f)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}\dot{S}\left(2\pi f-k\frac{2\pi}{T_{TI}}\right).$$

ЦАП можна розглядати як фільтр, імпульсна характеристика якого задана прямокутним імпульсом з одиничною амплітудою і тривалістю, що дорівнює ТТІ.

Частотний коефіцієнт передачі такого фільтра описується виразом:

$$\dot{S}_{\text{ЦАП}}(f) = \left(\frac{\sin(\pi f T_{\text{ТІ}})}{\pi f T_{\text{ТІ}}} e^{-j\pi f T_{\text{ТІ}}} \right).$$

Цифро-аналогове перетворення можна розглядати як пропускання сигналу через цей фільтр, тому спектр сигналу на вході ЦАП - це вираз:

$$\dot{S}_{\text{вих}}(f) = \left(\frac{\sin(\pi f T_{\text{ТІ}})}{\pi f T_{\text{ТІ}}} e^{-j\pi f T_{\text{ТІ}}} \right) \cdot \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{S}(2\pi f - k\frac{2\pi}{T_{\text{ТІ}}}) \right).$$

Модуль частотного коефіцієнта передачі ЦАП (рис. 4.1) суцільною лінією. Для компенсації його нерівномірності в хороших синтезаторах застосовують так звані інверсні sinc-фільтри. Наприклад, в синтезаторі AD9854 цей фільтр, включений перед ЦАП, знижує нерівномірність $\left|\dot{S}_{\text{ЦАП}}(f)\right|$ до 0,1 дБ в смузі частот (0…0,45)f_{Ti} (рис. 4.4).

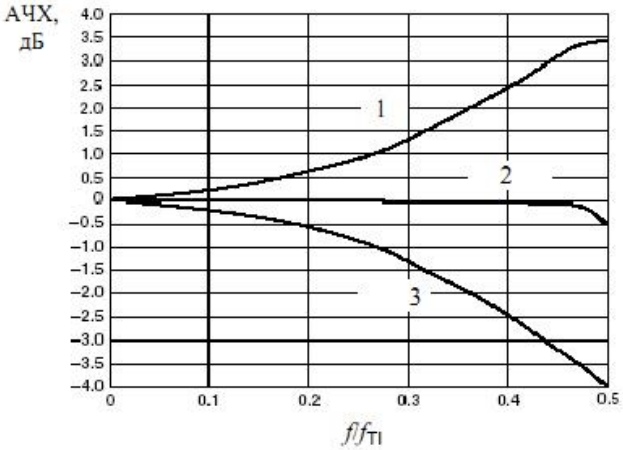


Рисунок 4.4 - Компенсація нерівномірності АЧХ ЦАП: 1 - АЧХ інверсного sinc-фльтра, 2 - результуюча характеристика, 3 - АЧХ ЦАП

Високочастотні копії знаходяться за межами смуги Найквіста ((0…0,5) fTI) і можуть бути придушені аналоговим фільтром нижніх частот,

включеним після ЦАП. У смузі Найквіста часто присутні гармоніки, викликані відкиданням молодших розрядів коду фази, нелінійністю характеристики ЦАП, фазовими шумами опорного коливання.

На відміну від копій їх не можна придушити за допомогою ФНЧ. Їх рівень характеризує якість сигналу на виході ПЦСС. SFDR (spurious-free dynamic range) - динамічний діапазон, вільний від гармонік, являє собою відношення амплітуди головної гармоніки до амплітуди найсильнішої паразитної гармоніки в спектрі вихідного сигналу.

SFDR є одним з параметрів синтезаторів. Величина вимірюється в децибелах щодо основної гармоніки (в іноземній літературі позначається як dBc). Чим більше SFDR, тим краще синтезатор. Зазвичай велика розрядність ЦАП і перетворювача коду фази відповідають більшому SFDR.

Типовий спектр вихідного сигналу ПЦСС AD9834 (10-розрядний ЦАП) при частоті тактування 50 МГц (рис. 4.5, рис. 4.6).

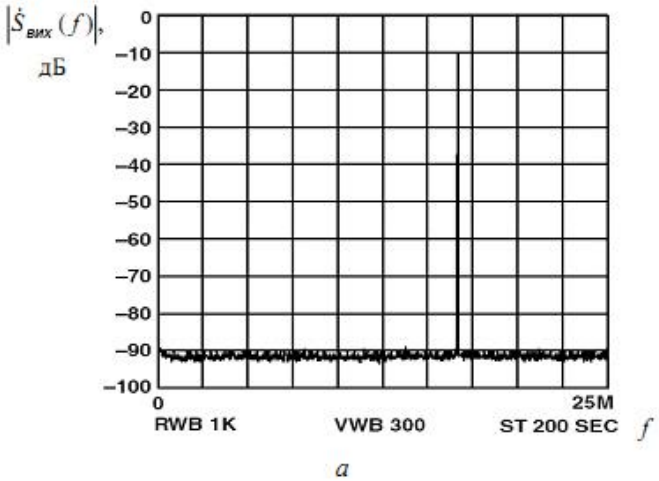


Рисунок 4.5 - Спектр вихідного сигналу синтезатора AD9834 при частотітактування 50 МГц: а - Fвих = 16,667 МГц, б - fвих = 4,8 МГц

Частота вихідного сигналу (рис. 4.6) становить 1/3 від частоти тактування. В даному випадку в смузі 25 МГц практично відсутні гармоніки, ефекти накладення спектрів мінімальні, всі максимуми в спектрі як мінімум на 80 дБ слабкіше сигналу (SFDR = 80 дБ).

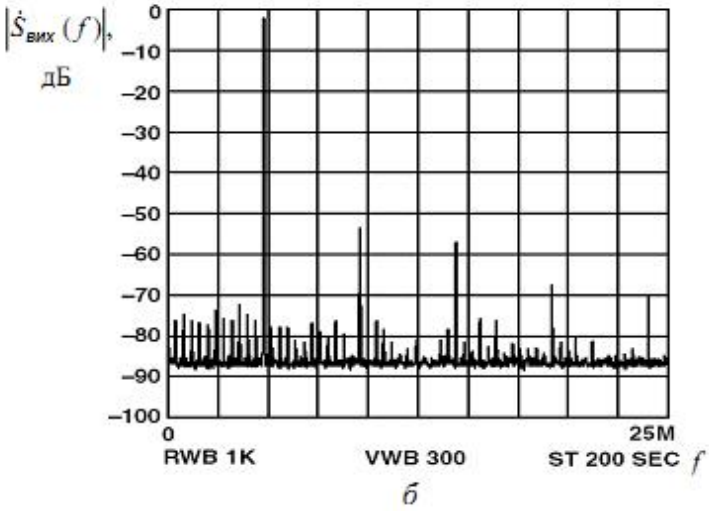


Рисунок 4.6 - Спектр вихідного сигналу синтезатора

На рис. 4.4 показаний спектр вихідного сигналу при більш низькій частоті на виході; тут на один період припадає більше число відліків, але спектр набагато гірше; максимальна гармоніка (друга) має величину мінус 50 дБ відносно основного сигналу (SFDR = 50 дБ).

Для рис. 4.4 fвих = 16,667 МГц; б fвих = 4,8 МГц. Помилка округлення робить істотний вплив в другому випадку, незважаючи на те що число відліків в одному періоді коливання збільшилося [19].

Усічення коду фази. Акумулятор фази DDS має типову розрядність 32 або 48 біт. Але тільки частина розрядів використовується для адресації ПЗУ з таблицею синуса. Це вимушений захід, викликаний необхідністю зменшення розмірів ПЗУ до розумних меж. Дійсно, якби використовувалися всі 32 біта, а кожен відлік в ПЗУ кодувався б одним байтом, то необхідний обсяг ПЗУ склав би 4 Гб! Тому для адресації ПЗУ використовується тільки кілька старших розрядів акумулятора фази. Усічення коду фази є внутрішньою операцією DDS і зовні змінити нічого не можна. Відкидання молодших бітів призводить до виникнення помилки в поданні фази. Як наслідок, це призводить до появи похибки амплітуди при перетворенні фази в амплітуду, яке має місце в DDS. Більш того, ця похибка є періодичною, так як в залежності від коду частоти частіше або рідше стани акумулятора фази

повторюються. В результаті в спектрі вихідного сигналу з'являються окремі складові, викликані урізанням коду фази.

На розподіл фаз і амплітуд цих складових впливають три фактори:

- розрядність акумулятора фази (A біт);
- розрядність слова фази після усічення (P біт);
- значення коду частоти (T).

При деяких значеннях коду частоти складові, викликані урізанням коду фази, відсутні зовсім, в той час при деяких інших значеннях коду частоти ці складові мають максимальний рівень. Коли величина A-P дорівнює 4 і більше (це зазвичай для реальних DDS), максимальний рівень складових, викликаних урізанням коду фази, досить точно можна визначити як - 6.02 • P dB. Наприклад, 32-розрядний DDS з 12-розрядним кодом фази має максимальний рівень цих складових -72 dB. Причому найгіршим є випадок, коли найбільший спільний дільник T і 2 (A-P) дорівнює 2 (A-P-1). Іншими словами, коли в відкидуємій частині коду фази завжди старший біт дорівнює 1, а всі інші біти рівні 0. Інший граничний випадок відповідає відсутності складових. При цьому найбільший спільний дільник T і 2 (A-P) має дорівнювати 2 (A-P). Іншими словами, коли в відкидуємій частині коду фази завжди всі нулі. Всі інші значення коду частоти дають проміжні рівні складових, викликаних урізанням коду фази.

Розглядаючи питання на якісному рівні, можна сказати, що усічення фази призводить до появи помилки фази, величина якої змінюється по пилкоподібному закону. Сигнал помилки з'являється в результаті відкидання бітів коду фази. Тому для того, щоб обчислити частоту цього сигналу, можна розглянути тільки ту частину акумулятора фази, яка відкидається при усіченні коду фази [20].

На рис. 4.7 наведено залежності рівня побічних компонентів від розрядності коду фази для ЦАП різної розрядності. Необмежено нарощувати розрядність коду фази немає необхідності ще й тому, що зниження рівня побічних компонентів відбувається тільки до певного значення, що залежить

від рівня шумів квантування ЦАП. На практиці розрядність коду фази повинна бути на 2-3 розряди більше, ніж розрядність застосованого ЦАП.

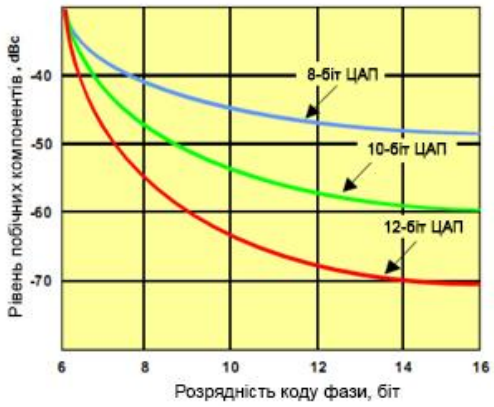


Рисунок 4.7 - Рівень побічних компонентів залежно від розрядності коду фази

Слід зазначити, що існують методи зменшення впливу усічення коду фази, засновані на додаванні до фазової інформації псевдовипадкового шуму. Таким чином вдається зменшити енергію відповідних побічних компонентів, зате при цьому збільшується загальний шумовий поріг.

Квантування амплітуди. В процесі квантування амплітуди завжди буде присутня помилка, пов'язана з кінцевою розрядністю застосованого ЦАП. Помилка квантування призводить до збагачення вихідного спектра високочастотними побічними компонентами. При підвищенні розрядності ЦАП помилка квантування зменшується, відповідно зменшуються амплітуди пов'язаних з цією помилкою побічних компонентів. На рис. 4.8 показаний спектр вихідного сигналу для 4-розрядного і 8-розрядного ЦАП [21].

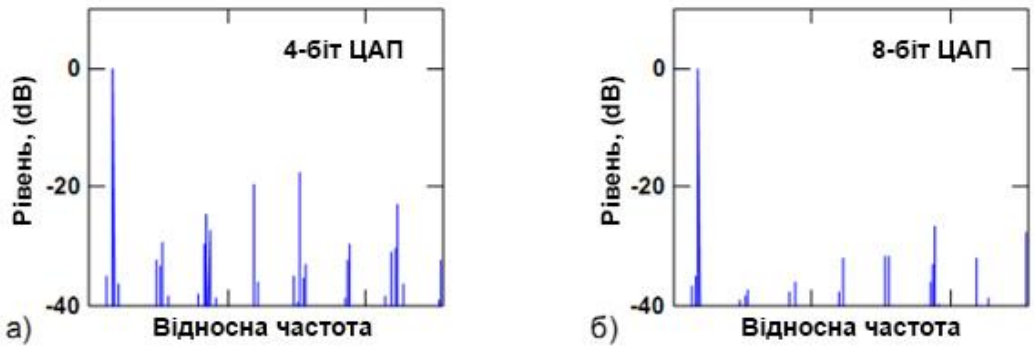


Рисунок 4.8 - Спектр 4-бітного (а) і 8-бітного (б) ЦАП

В ідеальному варіанті відліки повинні мати необмежену розрядність, але на практиці відбувається їх усічення до 10 - 16 біт. Конкретне значення залежить від застосовуваного ЦАП, але частіше за все швидкодіючі ЦАП мають розрядність не вище 12 біт.

Якщо використовується повна шкала ЦАП, то відношення потужності сигналу на виході до потужності шумів квантування дорівнює $1.76+6.02 \cdot N$ dB, де N – кількість розрядів ЦАП. Це співвідношення визначає, яке максимальну співвідношення сигнал/шум може бути досягнуто для конкретного ЦАП, проте воно не представляє ніякої інформації про спектр побічних компонентів або про максимальу амплітуду. Наприклад, 8-розрядний ЦАП має максимальне відношення сигнал/шум 49.92 dB.

Важливо відзначити, що наведене вище співвідношення справедливо тільки для випадку, коли використовується повна шкала ЦАП. При зменшенні рівня вихідного сигналу потужність шумів квантування не змінюється. При цьому відношення сигнал/шум погіршується пропорційно зменшенню використовуваної частини шкали ЦАП [22].

5 АНАЛІЗ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗУ

Комп'ютерна модель цифрового синтезатора частоти була побудована в ПО MATLAB. Для вибору і якісної оцінки характеристик було обрано такі характеристики:

- оцінка шуму квантування синусоїди, що синтезується, у вигляді відношення сигнал/шум квантування, для різної розрядності ЦАП;
- SFDR - динамічний діапазон, вільний від гармонік, являє собою відношення амплітуди головної гармоніки до амплітуди найсильнішої паразитної гармоніки в спектрі вихідного сигналу. Для оцінки спектра синусоїди, що синтузеється, використовується дискретне перетворення Фур'є (ДПФ).

Лістинг. Файл - програми цифрового синтезатора частоти:

```
Fd=30.0;% частота дискретизації мГц;
Td=1/Fd; % інтервал дискретизації мксек;
nf=17; %  розрядність накопичуючого суматора, накопичувач фази, параметр квантування фази;
N=2^nf; % величина накопичуючого суматора;
FS=Fd/20; % задаємо частоту синусоїди, що синтезується:
kfo=round(FS*N/Fd);% код фази синтезатора частоти;
disp(['код частоти, що синтезується kfo= ' mat2str(kfo)]);
код частоти, що синтезується kfo= 6554.

Fsin=kfo*Fd/N; % частота, що синтезується мГц;
Fsin_min=1*Fd/N; % мінімальна частота, що синтезується мГц;
disp([' частота, що синтезується Fsin= ' mat2str(Fsin) ' мГц']);
частота, що синтезується Fsin= 1.50 мГц.
```

dF=((kfo/N)-(kfo-1)/N)*Fd; %м Гц роздільність по частоті як різниця між двома сусідніми частотами:

dF1=Fd/N;

disp(['Роздільність (крок) за частотою, що відповідає мінімальній частоті, що синтезується dF= ' mat2str(dF1) ' мГц']);

Роздільність (крок) за частотою, що відповідає мінімальній частоті, що синтезується dF= 0.000229 мГц

ST=2^18 ; % інтервал часу в відрахунках для аналізу частоти, що синтезується.

ts=0:ST; % вектор часу в відрахунках, CLK, для побудови графіків.

Формування еталонного синусоїдального сигналу частоти, що синтезується, без квантування фази і амплітуди для оцінки шуму квантування:

Ss=sin(2*pi*Fsin*ts*Td),

% формування частоти, що синтезується, на основі зчитування з ПЗУ синуса, де N - величина накопичуючого суматора фази, що відповідає log2(N)-розрядів адреси зчитування ПЗУ:

xs=0:N-1;

RFS=sin(2*pi*xs/N)*0.5+0.5; % формування прошивки синуса для ПЗУ, квантування фази-N, log2(N)-розрядність.

% Створення об'єкта квантування

qsin=quantizer('ufixed',[Qa+1Qa],'saturate'); % параметр квантування амплітуди sin Qa-розрядів

% 'ufixed' квантувач з фіксованою комою;

% [Qa+1 Qa] - двуелементний вектор, перший елемент задає загальне число двійкових розрядів амплітуди;

% другий число розрядів дробової частини;

% 'saturate' - при переповненні відбувається насичення;

%% формування прошивки синуса для ПЗУ квантування фази-N, log2(N)- розрядність фази, Qa - число двійкових розрядів амплітуди.

RFSq=quantize (qsin,RFS)*2^Qa; % вихід синуса ПЗУ з урахуванням квантування по амплітуді (рис. 5.1).

% формування значення накопичуючого суматора для заданої синтезованої частоти:

```
Sc=[]; Ss1=[];
 Sc(1)=0; Ss1(1)=0;
 echo off,
    for  i=2:ST;
        Sc(i)=mod(Sc(i-1)+kfo,N); % накопичуючий суматор
     end
Ss1=RFSq(Sc+1);% еквівалент зчитування з ПЗУ
```

figure,stairs(Sc(1:150)),grid on,axis([1 150 -1.0 N]), xlabel('відліки, CLK');ylabel ('код накопичуючого суматора фази'), title('циклічне обчислення фази'),

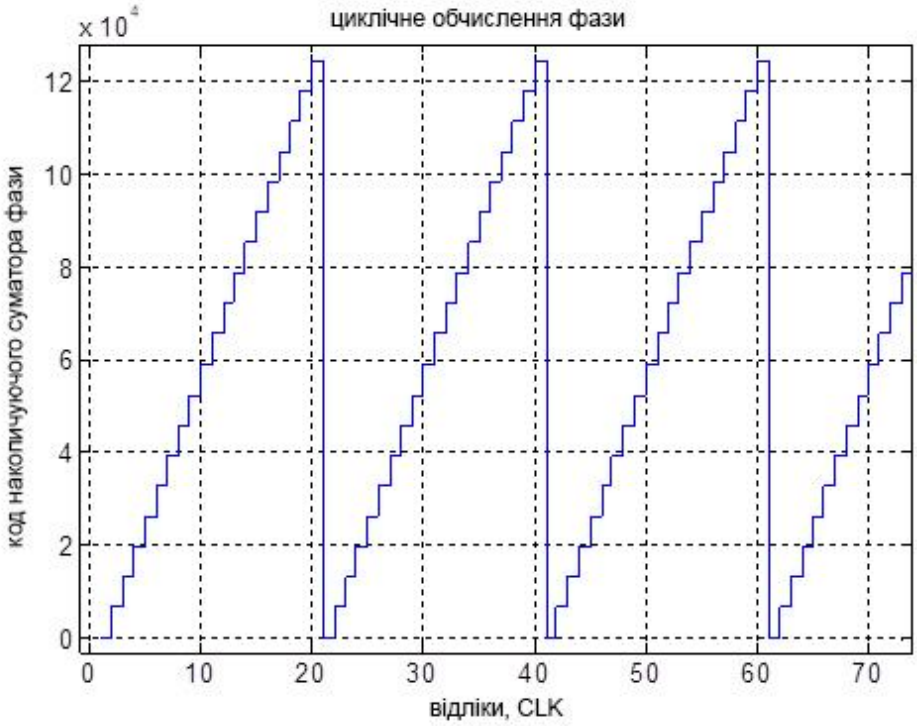


Рисунок 5.1 - Часова діаграма накопичуючого суматора

Величина накопичуючого суматора N=2^17=131072; код частоти, що синтезується, kfo=6554 для частоти Fsin=1.50 мГц

Ss2=Ss1-(2^Qa)/2; % Приведення до двополярного сигналу

ERa=Ss(1:end-1)-Ss2/((2^Qa)/2); %Помилка відхилення синусоїди, що синтезується, від оригіналу (рис. 5.2).

Графік синусоїди, що синтезується, наведений до значень [-1,1]

figure,stairs(ts(1:end-1),Ss2/((2^Qa)/2)), hold on,plot(ts1,SS1,'r'),grid on ,axis([1 150 -1.1 1.1]), xlabel('відліки, CLK');ylabel ('ампл'), title('вид синусоїди, що синтезується, і оригіналу').

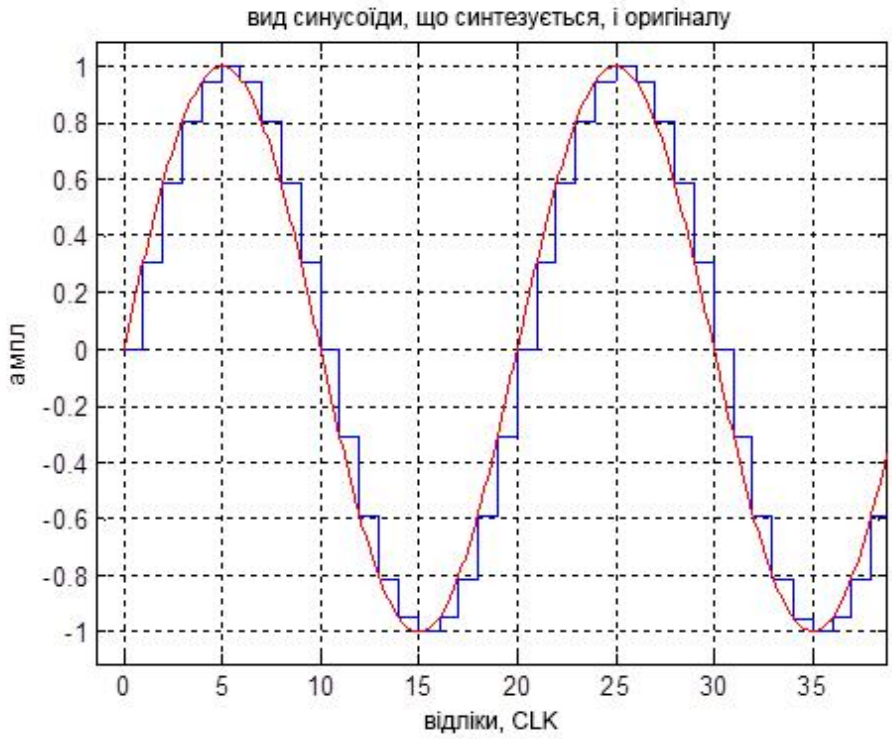


Рисунок 5.2 - Гармонійний сигнал на виході ЦАП синтезатора і прототип, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk/20=1.5 мГц

Розрядності коду фази 17 біт, розрядності коду амплітуди 10 біт.

ERa=Ss(1:end-1)-Ss2/((2^Qa)/2); % помилка відхилення синусоїди, що синтезується, від оригіналу

Std_E(n)=std(ERa); % середньоквадратичне значення помилки-шуму квантування.

disp(['середньо квадратичне значення помилки Std_E=' mat2str(Std_E(n)) ' Вольт, розрядність коду фази -' mat2str(nf1) ', розрядність коду амплітуди ЦАП-' mat2str(Qa)]); середньо квадратичне значення помилки: Std_E=0.000141537986654 Вольт.

MQ=2/(2^Qa);%максимальне теоретичне значення шуму квантування по амплітуді при розмаху вхідного сінусоідал сигналу - 2[-1,1].

disp(['максимальн теоретичне значення шуму квантування по амплітуді, значення молодшого розряду MQ=' mat2str(MQ)', розрядність коду амплітуди ЦАП біт -' mat2str(Qa)]);

максимальне теоретичне значення шуму квантування по амплітуді, значення молодшого розряду MQ=0.00049, розрядність коду амплітуди ЦАП біт-12.

5.1 Оцінка похибки квантування синусоїди, що синтезується, в часовій області

Похибка квантування як функція часу представлена на рис.3. Середньоквадратичне значення похибки квантування дорівнює $\frac{q}{\sqrt{12}}$, а q – крок квантування дорівнює вазі найменшого значущого розряду 1LSB.

Основоположним вважається, що шум квантування не корельований з синтезованим сигналом, його автокореляція наближається до функції Дірака і має рівномірний закон розподілу щільності ймовірності.

Для 12-розрядного квантування при розмаху синусоїдального сигналу 2[-1, 1], q=2/2^Qa=4.9e-04, Qa - розрядність квантування амплітуди.

Теоретична оцінка похибки квантування N-розрядного квантувача:

- опис синтезованого сигналу = $v(t) = \left[\frac{q2^N}{2}\right]\sin(2\pi ft)$,

- розмір повношкального синуса = $\left[\frac{q2^N}{2\sqrt{2}}\right]$,

- величина похибки квантування по амплітуді = $\frac{q}{\sqrt{12}}$,

- відношення сигнал/шум $= 20\log_{10} 2^N + 20\log_{10}\sqrt{\frac{3}{2}}$.

Для оцінки реального (результату аналізу моделі синтезатора частоти із заданою розрядністю квантування фази і амплітуди) використовувався сигнал помилки як різниця еталонного і синтезованого сигналу, який представлений на рис. 5.3, рис. 5.4.

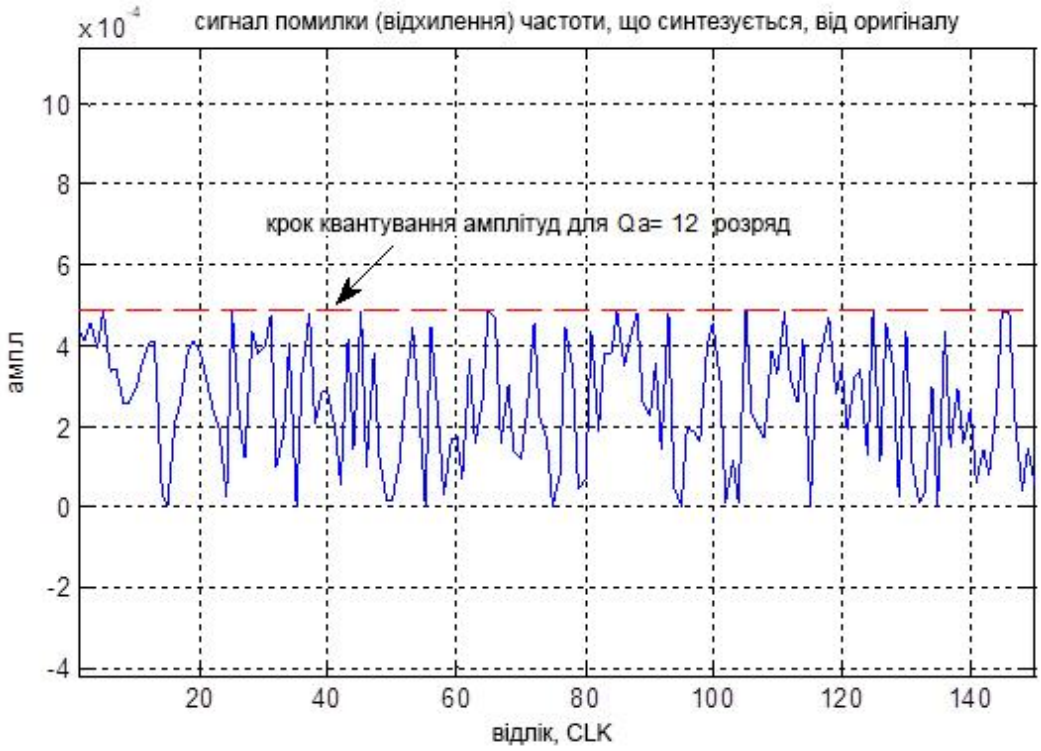


Рисунок 5.3 - Шум квантування синусоїди, що синтезується, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk/20=1.5 мГц

Характеристика загальної похибки квантування знаходиться як середньоквадратичне значення різниці, сигналу помилки:

$$\sigma e = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(e_i - E_{\text{ср}})^2}\,,$$

де e_i - сигнал залишку,

$E_{\text{ср}}$ середнє значення сигналу помилки.

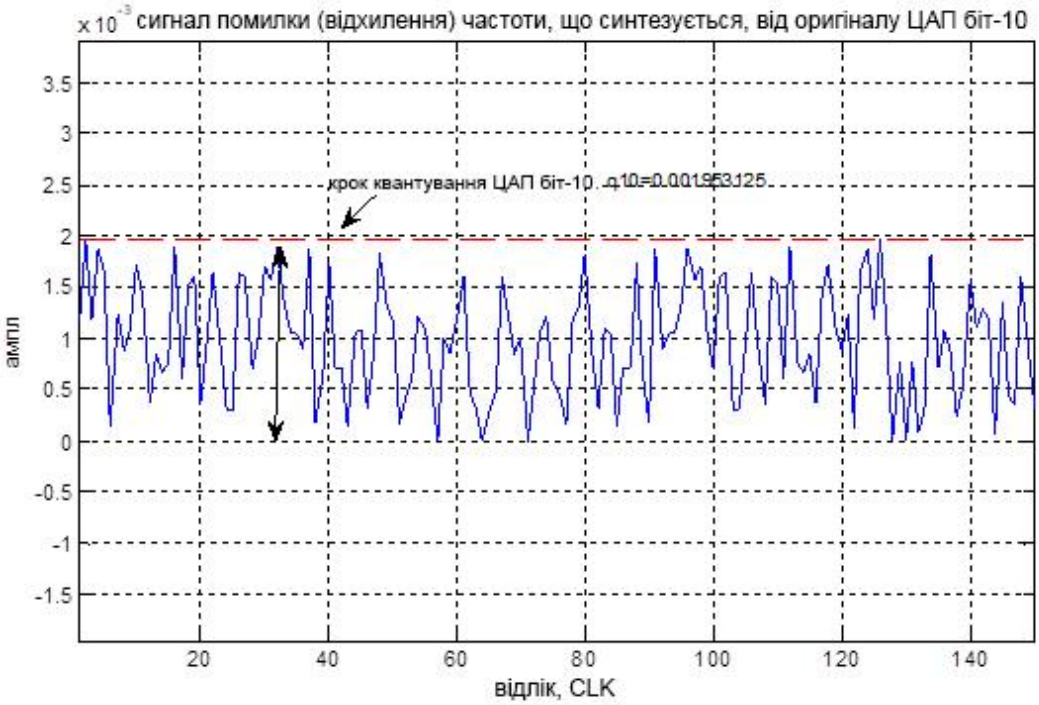


Рисунок 5.4 - Шум квантування синусоїди, що синтезується, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk/20=1.5 мГц

Розрядності коду фази 9 біт, розрядності коду амплітуди 10 біт, крок квантування - 0.001953.

Відношення сигнал/шум квантування для реального синтезатора частоти із заданими параметрами квантування визначаються:

$$\mathrm{SNR} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{\text{Амплітуда повношкального синуса}}{\text{середньоквадратичне значення помилки}}\right)$$

$$\mathrm{SNR} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{q \cdot 2^{Qa}/2}{\sigma e}\right)$$

Оцінка похибки квантування синусоїди, що синтезується, в тимчасовій області.

ERa_n(n,:)=ERa; % помилка відхилення синусоїди, що синтезується, від оригіналу.

Std_E(n)=std(ERa); % середньо квадратичне значення помилки-шуму квантування.

S_N(n)=20*log10(1/Std_E(n)); % відношення сигнал/шум, рівень сигналу амплітудне значення, дБ.

MQ=2/(2^Qa)=q;% максимальне теоретичне значення шуму квантування по амплітуді при розмаху вхідного синусоїдального сигналу розмаху - 2[-1,1] (рис 5.4, рис 5.5).

Графік відношення сигнал/шум квантування синусоїди, що синтезується

figure, plot(nf,S_N12,nf,S_N10,nf,S_N8,'LineWidth',2),grid on,set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',10), title([' SNR в залежності від розрядності коду фази']),

xlabel('Розрядність коду фази, біт') ,ylabel(' Відношення сигнал/шум, дБ'), legend('ЦАП-8 біт','ЦАП-10 біт','ЦАП-12 біт',1)

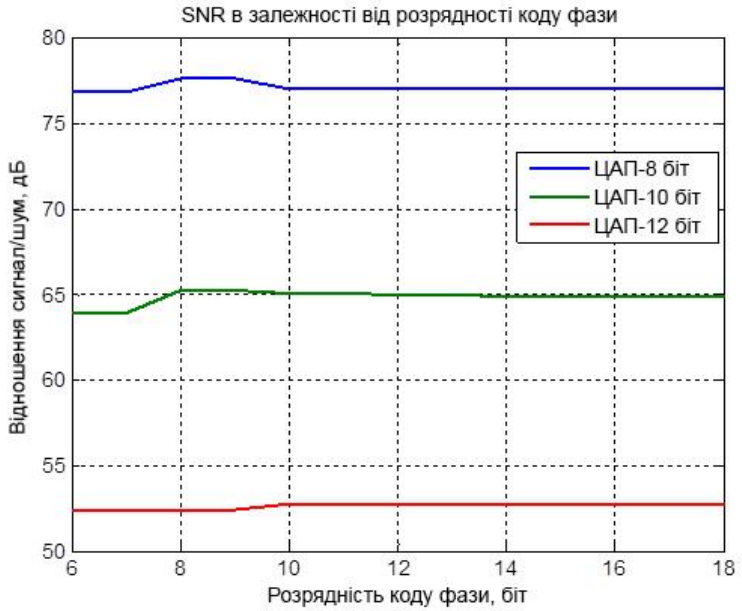


Рисунок 5.5 - Відношення сигнал/шум квантування гармонійного сигналу, що синтезується, в залежності від розрядності коду фази і розрядності ЦАП - коду амплітуди

Значення зміни похибки квантування задовольняє нерівності $0 < e_i < q$, яке зручно представити за допомогою щільності ймовірності помилки (рис. 5.5).

Хоча граничні значення похибки квантування відомі, розподіл похибки в цих межах не відомий.

Цілком природно припустити, що всі можливі значення похибки різновірогідні, тобто розподіл шуму квантування рівномірний (рис. 5.6).

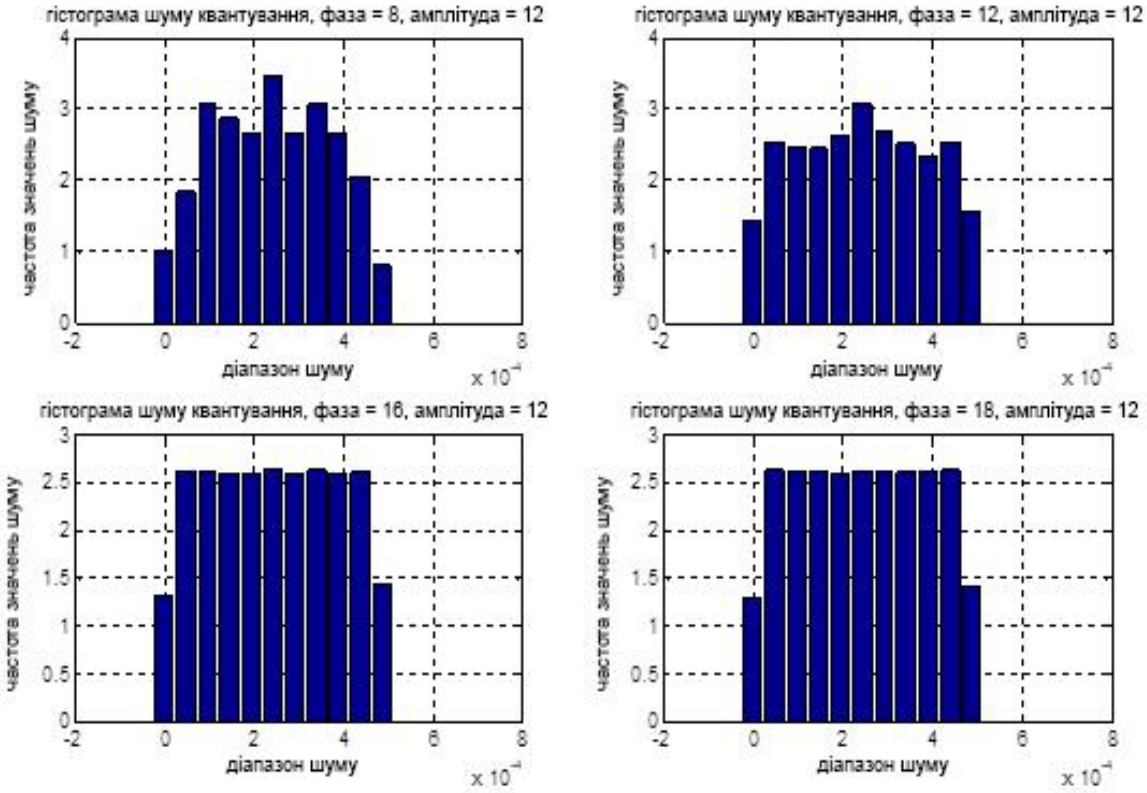


Рисунок 5.6 - Гістограма шуму квантування синтезованої синусоїди при частоті тактування 30 мГц і синтезованій частоті Fclk/20=1.5 мГц

Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 12 біт, крок квантування - 0.000488 (рис. 5.7, рис. 5.8).

SFDR є важливим параметром для багатоканальних систем. Якщо передавач має недостатньо низький рівень гармонік, ці гармоніки можуть бути джерелом перешкод для сусідніх каналів.

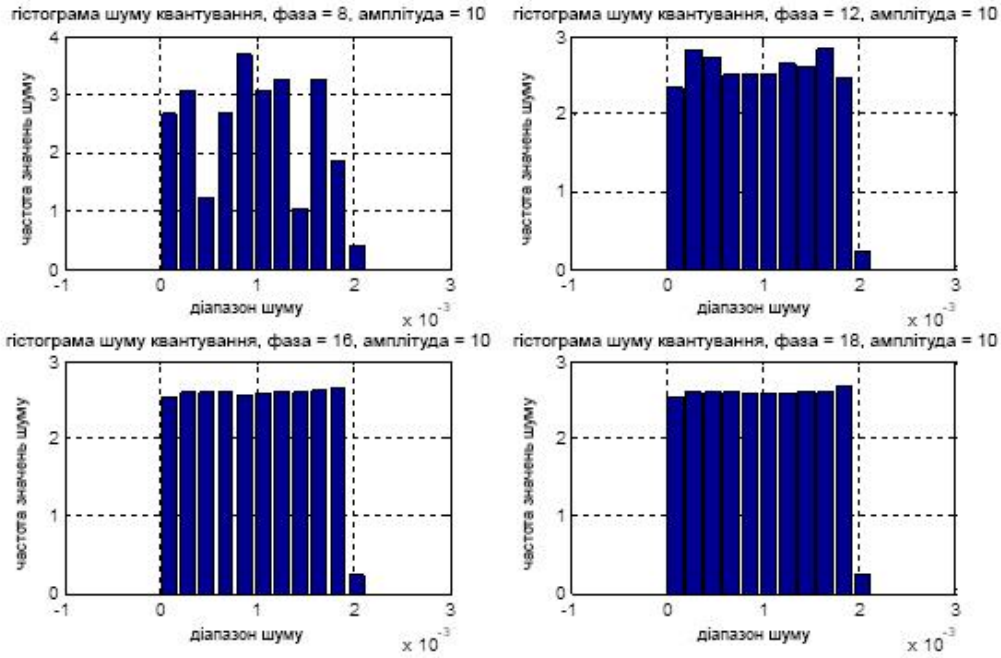


Рисунок 5.7 - Гістограма шуму квантування синтезованої синусоїди при частоті тактування 30 мГц і синтезованій частоті Fclk/20=1.5 мГц

Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 12 біт, крок квантування - 0.001953.

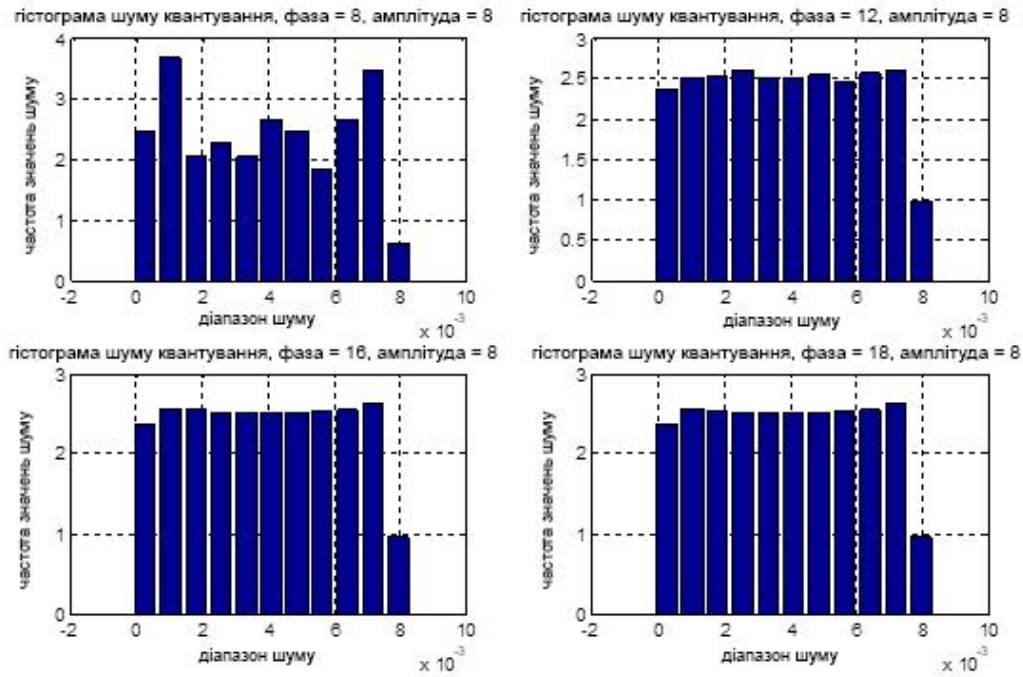


Рисунок 5.8 - Гістограма шуму квантування синтезованої синусоїди при частоті тактування 30 мГц і синтезованій частоті Fclk/20=1.5 мГц

Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 8 біт, крок квантування - 0.0078 (рис 5.8).

Імовірнісні оцінки засновані на уявленні шуму квантування помилки e_i як випадкового шумоподібного процесу. Допущення, що вводяться щодо шуму квантування:

- послідовність e_iє випадковим стаціонарним процесом;
- послідовність e_i не корельована з квантуємим сигналом V_i;
- будь-які два відліки послідовності e_i не корельовані, тобто шум квантування є процесом типу «білий шум».
- розподіл ймовірності помилок квантування є рівномірним по діапазону помилок квантування [23].

5.2 Оцінка похибки квантування синусоїди, що синтезується, в частотній області

У багатьох областях застосування методу DDS синтезу, основна увага приділяється спектральній чистоті вихідного сигналу ЦАП.

SFDR - динамічний діапазон вільний від гармонік - являє собою співвідношення (в децибелах) між величиною основного сигналу і величиною максимального піку в спектрі вихідного сигналу, включаючи гармоніки, інтермодуляційні складові і продукти накладення спектрів.

Частотний розподіл складових, викликаних урізанням коду фази і амплітуди, не може бути так просто проаналізовано, як їх максимальна амплітуда.

На рис. 5.9, рис. 5.10 наведені залежності рівня побічних компонентів від розрядності коду фази для ЦАП різної розрядності.

Необмежено нарощувати розрядність коду фази немає необхідності ще й тому, що зниження рівня побічних компонентів відбувається тільки до певного значення, що залежить від рівня шумів квантування ЦАП.

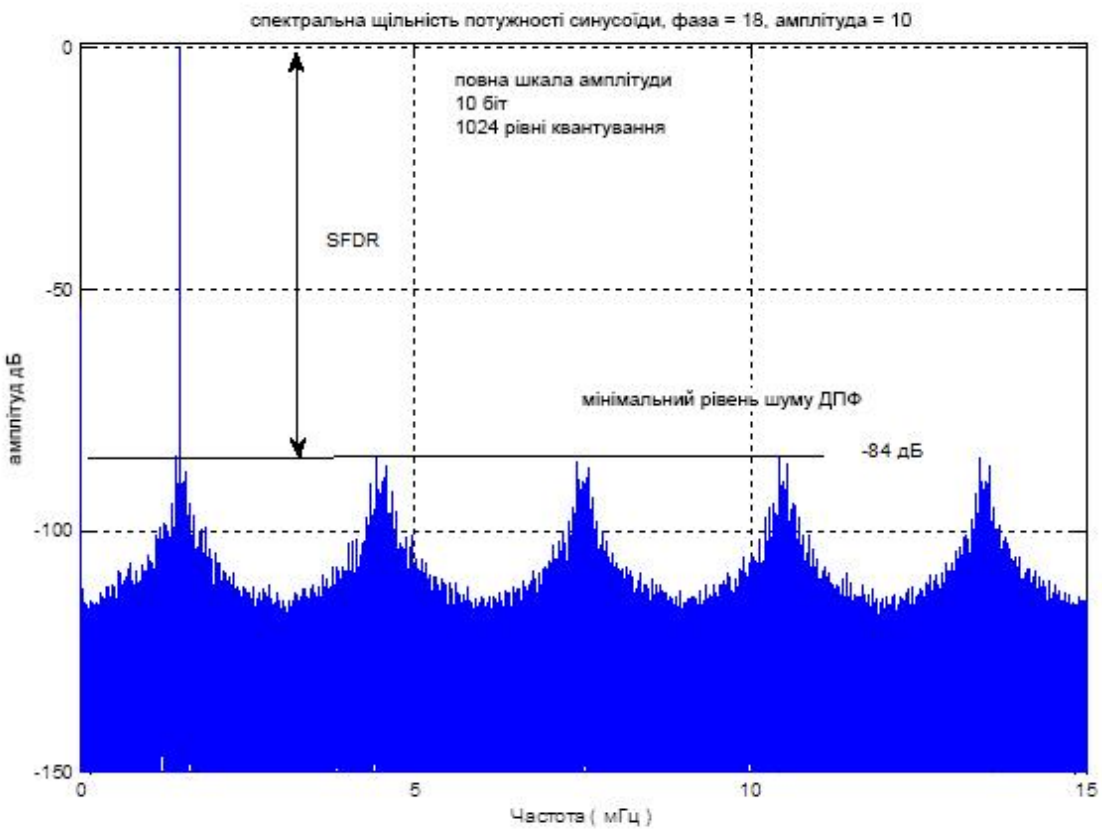


Рисунок 5.9 - Оцінка SFDR - динамічний діапазон вільний від гармонік, в спектрі синусоїди, що синтезується

На практиці розрядність коду фази повинна бути на 2-3 розряди більше, ніж розрядність застосованого ЦАП [24].

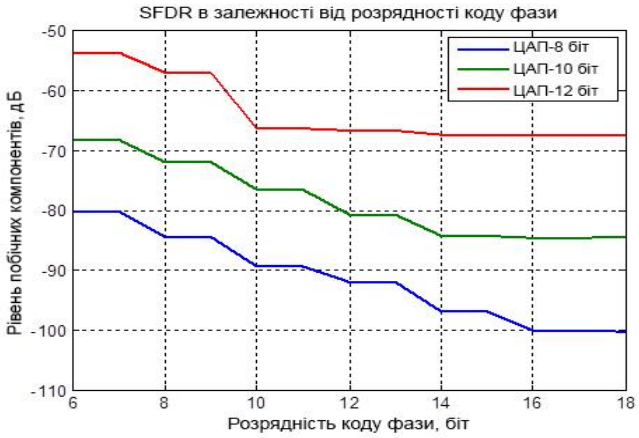


Рисунок 5.10 - Рівень побічних компонент в спектрі синтезованого гармонійного сигналу в залежності від розрядності коду фази і розрядності

При частотному плануванні синтезатора частоти основна увага приділяється спектральній чистоті вихідного сигналу ЦАП. Розумним рішенням є ретельний підбір значень частоти синтезованого сигналу, тактової частоти і розрядності фазового накопичувача і розрядності ЦАП, щоб гармоніки, що виникають за рахунок ефекту накладення, що не були близькі до частоти вихідного сигналу і отже, могли бути придушені смуговим фільтром.

На рис. 5.10, 5.11 представлений спектр ДПФ для різних значень розрядності фази і амплітуди. Тому в даному випадку в смузі 15 МГц практично відсутні гармоніки, ефекти накладення спектрів мінімальні і спектр виглядає чудово; всі максимуми в спектрі залежать від розрядності фази і амплітуди як мінімум на мінус 60дБ слабкіше сигналу (SFDR = 60 дБ).

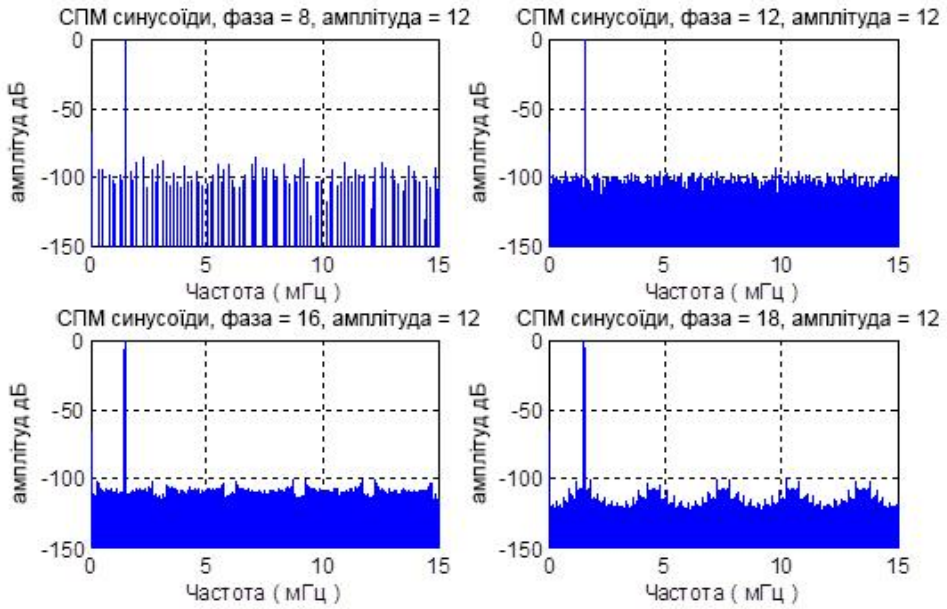


Рисунок 5.11 - Спектральна щільність потужності сигналу на виході синтезатора при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk/20=1.5 мГц

Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 12 біт.

Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 8 біт (рис. 5.12). Описана вище базова DDS-система являє собою надзвичайно гнучке рішення з досить високою роздільною здатністю.

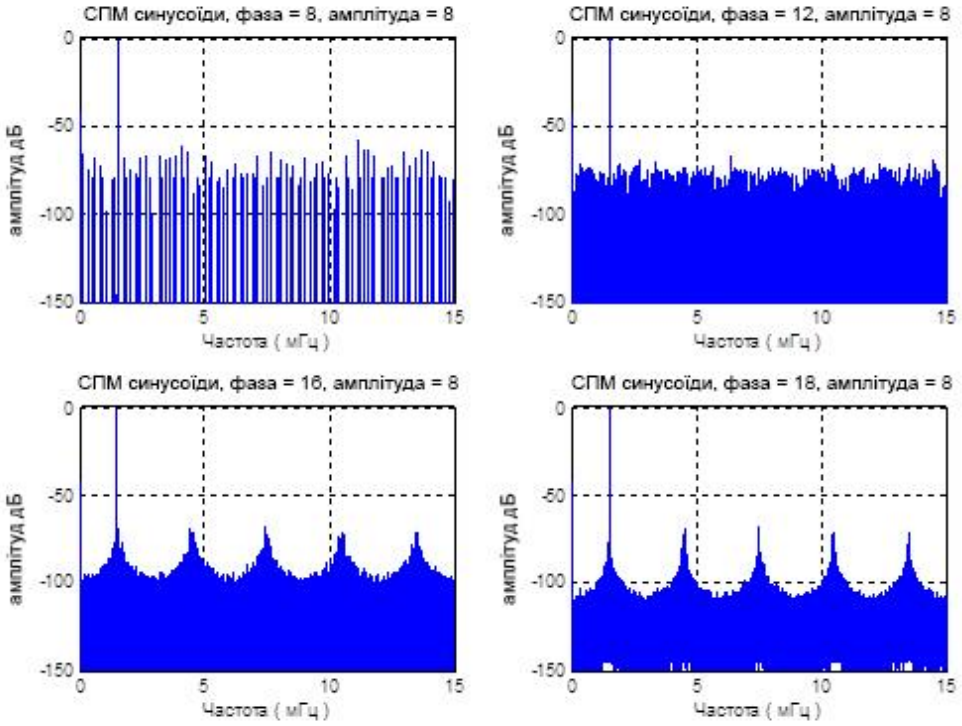


Рисунок 5.12 - Спектральна щільність потужності сигналу на виході синтезатора при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk/20=1.5 мГц

Частота може бути миттєво змінена без спотворення фази простою зміною вмісту М-регістру. Реальні DDS-системи спочатку вимагають виконання послідовного або паралельного завантаження нового значення частоти у внутрішній буферний регістр, який передує М-регістру з паралельним виходом.

Це робиться для мінімізації числа висновків в мікросхемі лічильника. Після того, як нове слово буде завантажено в буферний регістр, воно синхронно переноситься в регістр збільшення фази, завдяки чому всі розряди регістра збільшення фази одночасно змінюються. Число тактових циклів,

необхідних для завантаження регістра збільшення фази, визначає максимальну швидкість, з якою можназмінювати вихідну частоту.

На практиці DDS-система здійснює цю основну функцію набагато більш гнучким і ефективним способом, використовуючи цифрову схему, звану генератором з цифровим управлінням (Numerically Controlled Oscillator, NCO). Блок-схема такої системи представлена на рис.5.13.

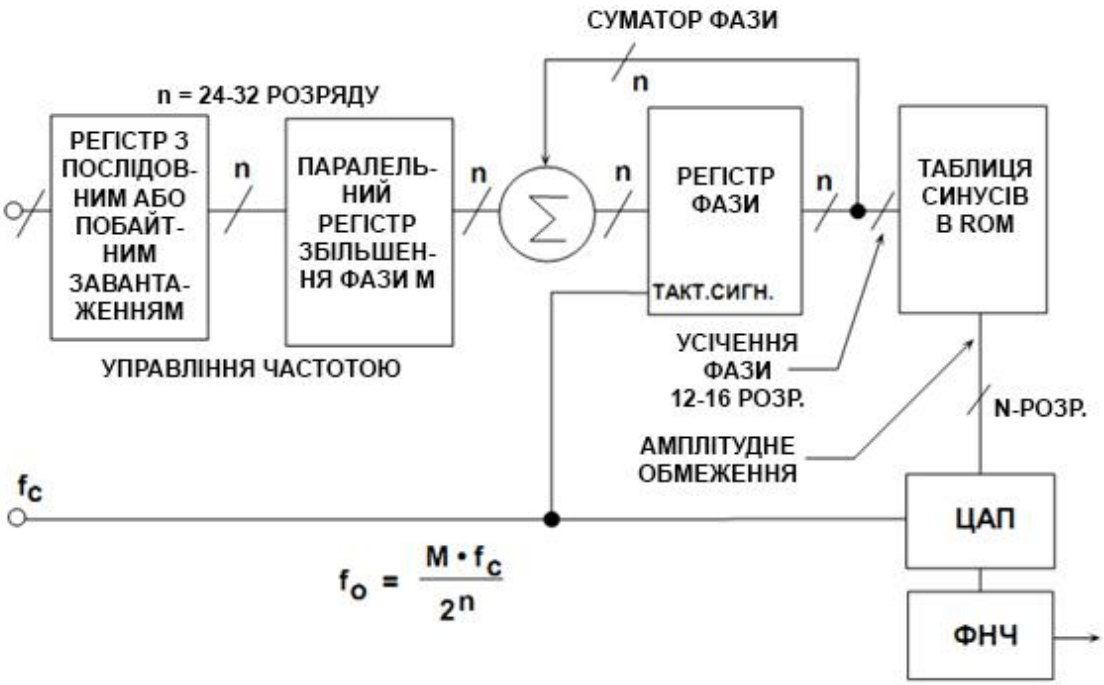


Рисунок 5.13 - Гнучка система прямого цифрового синтезу

Серцем системи є суматор фази, чий вміст оновлюється одноразово за кожен тактовий цикл. Кожен раз при оновленні сумматора фази цифрове число M, збережене в регістрі збільшення фази (delta phase register), додається до числа в суматорі фази.

Усічене значення вихідного сигналу суматора фази служить адресою для таблиці завдання синуса (або косинуса). Кожна адреса в таблиці відповідає точці синусоїдального сигналу з фазою від 0° до 360°. Таблиця пошуку містить інформацію, яка відповідає цифровій амплітуді для одного повного циклу синусоїдального сигналу (в дійсності, потрібні тільки дані для 90°, тому що дані про квадрант містяться в двох старших значущих розрядах). Таким чином, таблиця відображає фазу синусоїдального сигналу

суматора фази у вигляді значення цифрової амплітуди, яке, в свою чергу, подається на ЦАП. Якщо fc - частота синхронізації, то вихідна частота синусоїдального сигналу дорівнює:

$$f_O = \frac{M \cdot f_C}{2^n}.$$

Це рівняння відоме як рівняння настройки DDS. У реальній DDS-системі не всі розряди від суматора фази використовуються для вибору значення з таблиці, залишаються тільки перші 12-16 старших значущих розрядів (MSB), тоді як молодші розряди ігноруються. Це зменшує розмір таблиці і не погіршує роздільну здатність по частоті.

Усічення розрядності фази тільки додає незначну, але прийнятну кількість фазового шуму до остаточного вихідного сигналу; тоді як більша частина вихідних спотворень виникає безпосередньо в ЦАП [25].

ВИСНОВКИ

Метод прямого цифрового синтезу дозволяє формувати широке розмаїття електричних сигналів, а застосування їх в радіолокації дозволяє краще використовувати енергію зондуючого імпульсу при обробці, що в кінцевому підсумку збільшує ймовірність правильного виявлення РЛС.

Проведено аналіз якості сигналу на виході синтезатора, який визначається його архітектурою, розрядністю накопичуючого суматора фази і розрядністю ЦАП. Наведено зв'язок між архітектурними параметрами і рівнем побічних спектральних компонент і відношення сигнал/шум квантування.

Радіолокацією називається сукупність методів і технічних засобів, призначених для виявлення різних об'єктів в просторі, вимірювання їх координат і параметрів руху за допомогою прийому і аналізу електромагнітних хвиль, що випромінюються або перевипромінюються об'єктами.

Радіолокація як науково-технічний напрям в радіотехніці зародилася в 30-х роках. Досягнення авіаційної техніки обумовили необхідність розробки нових методів виявлення літаків, що володіють високими характеристиками (дальністю, точністю). Такими методами виявилися радіолокаційні системи.

У активній радіолокації з активною відповіддю радіолокаційний сигнал створюється шляхом перевипромінювання зондувального сигналу спеціальним радіовідповідачем, встановленим на цілі. Системи, що використовують такий метод, застосовуються для спостереження літаків, космічних апаратів, що мають ретранслятор сигналів на борту.

Системи активної радіолокації можуть бути суміщеними і розділеними. У першому випадку приймальна і передаюча частини РЛС поєднуються в єдиному пристрої; у другому - приймальний і передаючий пристрої розміщуються в різних точках простору, на віддаленні один від одного.

У пасивній радіолокації як сигнали використовується мимовільне електромагнітне випромінювання цілей: власне теплове радіовипромінювання фізичних тіл або випромінювання радіотехнічних пристроїв, встановлених на цілі. Пасивна РЛС має тільки приймальний пристрій, за допомогою якого проводиться виявлення цілей і вимірювання їх кутових координат.

На сучасному етапі розвитку техніки часто виявляється скрутною побудова пасивних РЛС з високими технічними характеристиками, що використовують теплове радіовипромінювання, внаслідок малої його інтенсивності. Тому такі РЛС знайшли обмежене застосування. Велике значення мають спеціальні пасивні РЛС, призначені для радіорозвідки.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов. Под. ред. Уолта Кестера М.: Техносфера, 2010. 328 с.
2. Ридко Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. 2001. №7. 28 с.
3. Справочник по радиолокации. / Под ред. М.И. Сколника. Книга М.: Техносфера, 2014. 680 с.
4. Перелигін Б.В., Велика О.І. Методи дистанційного зондування навколишнього середовища: Конспект лекцій. Одеса: Екологія, 2012. 179 с.
5. Перелигін Б.В., Ткач Т.Б., Гор'єв С.А. Спектрально-часовий аналіз даних моніторингу: навчальний посібник / Одеський держ. екологічн. університет. Одеса: ТЕС, 2017. 123 с.
6. Беседа, А.Л. Формирование зондирующих сигналов для радиолокационных станций цифровыми методами: учеб. пособие / Балт. гос. техн. ун-т. СПб., 2009. 50 с.
7. Кандырин Н.П. Методика проектирования цифровых синтезаторов сигналов на основе программируемых металогических интегральных схем / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора, А.И. Омельченко // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. Х.: ОНДІ ЗС, 2005. Вип. 2 (2). С. 131-141.
8. Кандырин Н.П. Исследование вопросов применения цифровых синтезаторов для формирования сложных сигналов в метеорадиолокации // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. Х.: ОНДІ ЗС, 2013. Вип. 4 (37). С. 58-63.
9. Звіт про науково-дослідну роботу "Розробка та дослідження метеорологічного радіолокаційного моніторингу причорноморського регіону України та вимог до її елементів". ОДЕКУ.

10. Кандырин Н.П. Исследование вопросов применения цифровых синтезаторов для формирования сложных сигналов в метеорадиолокации. // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил, 2013, випуск 4(37) С. 58-63.
11. Кандырин Н.П. Методика определения параметров цифровых синтезаторов по величине искажений сжатых ЛЧМ сигналов в РЛС различного назначения / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Системи обробки інформації. Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. Вип. 4(20). С. 219-224.
12. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусинского. М.: Додэка-XXI, 2012. 720 с.
13. Radar and related hydrometeor observations inside a multicell hailstorm / D.L.Musil, C.Knight, W.R.Sande.a. In: Intern. Comf. CloudPhysics, Boulger, Colo, 1976, p. 176.
14. Radar and the human element. Shipping ding and shipping Record August 2, 1956. P.141.
15. Briggs, John N. Target Detection by Marine Radar / John N. Briggs London, United Kingdom, Institution of Engineering and Technology, 2004. P.709.
16. Marwitz I.D. Trajectories within the weak echo regions of hailstorms. In: Proc. 15-th Radar Conf. Urbana, Illinois, 1972. P. 320-327.
17. Knyaz A.I. Modelling of electromagnetic fields of polarized structure of radar signals of shipboard radar / A.I. Knyaz // «ECONOMICS» Monthly International reviewed and refereed scientific journal, № 3-4. 2015. P. 111-117.
18. Метеорологическое обеспечение международной авиации. Приложение 3 к Конвенции о международной гражданской авиации. Часть I. Основные SARPS. Часть II. Добавления и дополнения. Изд. 15-е. ИКАО, 2004. 167с.

19. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети Коллективная монография ИРАМ. СП6: Гидрометеоиздат, 2002. 332 с.
20. Метеорологическое оборудование аэродромов и его эксплуатация/ Коллективная монография ИРАМ. СП6: Гидрометеоиздат, 2003. 592 с.
21. МУ. Контроль и нормализация электромагнитной обстановки, создаваемой метеорологическими радиолокаторами / Госкомгидромет СССР и Минздрав СССР. Л.: Гидрометеоиздат, 1990. 63 с.
22. Сокол П.П. Моделирование процесов таяния осадков при радиолокационном наблюдении/ П.П. Сокол // Научный вестник МГТУ ГА, 2010. 191с.
23. Гусев К.Г. Атлас поляризационных параметров эллиптически поляризованных волн, отраженных от средземной поверхности / К.Г. Гусев. Харьков, 1966. 315 с.
24. Канарейкин Д.Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин М.: Изд-во «Советскоерадио», 1966. 440 с.
25. Автоматизированный метеорологический радиолокационный комплекс «Метеор—Метеоячейка». Руководство по эксплуатации 73-1 887РЭ. Se1ex Sistemi Integrati, GmbN, 2006. 108с.

Додаток А. Графічна частина магістерської роботи

ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ГІДРОМЕТЕОРОЛОГИЧНИЙ ІНСТИТУТ

Магістерська робота за темою

Моделювання лінійно-частотного моделюючого сигналу допплерівської РЛС для виміру метеорологічних величин у вільній атмосфері

Виконав: ст. гр. МАГ-18

Савельєв О Ю .

Керівник: доц. каф. АСМНС Гор'єв С. А.

Одеса – 2019

Рисунок А.1 – Тема роботи

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Допплерівські радіолокатори є багатофункціональними радіолокаційними станціями (РЛС) для визначення параметрів руху цілі (швидкість, дальність, пеленг). Основними достоїнствами системи є: мала похибка вимірювання параметрів руху цілі, малі габарити, мала потужність випромінювання, мале споживання струму, можливість виявлення виключно рухомих об'єктів.

У сучасних РЛС в якості гетеродинів в супергетеродинних радіоприймачах використовуються цифрові синтезатори частот, що мають ряд переваг: широкий діапазон перебудови вихідних частот, можливість установки будь-якої частоти з точністю до часток Герц, малі масогабаритні показники, мала споживана потужність, можливість підстроювання вихідної частоти цифровими методами, низький рівень побічних спектральних складових (менш мінус 90 дбн), проста процедура налаштування у виробництві.

Випромінюваний активною РЛС сигнал грає роль інструменту дослідження простору радіолокаційного спостереження і називається зондуючим сигналом (ЗС).

В даний час в якості складних зондувальних сигналів застосовують імпульси з лінійною ЧМ (ЛЧМ). Їх формують цифровими методами, в тому числі з використанням мікросхем прямих цифрових синтезаторів сигналів (ПЦСС) або Direct Digital Synthesis (DDS).

Прямі цифрові синтезатори сигналів (ПЦСС) - це пристрої, що формують з тактового високостабільного опорного коливання з постійною частотою сигнал із заданими параметрами. Це може бути безперервний гармонійний сигнал, радіоімпульс з будь-якою внутрішньоімпульсною модуляцією (амплітудною, фазовою, частотною), тактовий сигнал і т.п.

Рисунок А.2 – Постановка задачі

Мета кваліфікаційної роботи магістра – розробити імітаційну модель зондуючого сигналу допплерівської радіолокаційної станції, що використовує прямі цифрові синтезатори сигналів, і проведення аналізу оцінки погрішності квантування синтезуючої синусоїди в часовій та частотній області.

Об'єкт роботи – Сучасні РЛС, які в якості гетеродинів в супергетеродинних радіоприймачах використовують цифровий синтезатори частоти та цифрову обробку сигналів.

Предмет роботи – Аналіз комп'ютерного моделювання синтезатора частоти на основі прямого цифрового синтезу та оцінка погрішності квантування синтезуючої синусоїди в часовій та частотній області.

Засоби імітаційного моделювання – пакет прикладних програм (ППП) «MATLAB».

Рисунок А.3 – Мета роботи

Розглянемо спосіб математичного опису та основні характеристики, розглянуті в радіолокації ЗС.

Відомі дві найбільш загальні форми запису радіосигналу: речова і комплексна.

При першій формі ЗС має вигляд

$$S_з(t) = U_m \cdot U(t) \cdot \cos\,(2\pi f_0 t + \varphi(t)), \qquad (1.1)$$

де: U_m – амплітуда випромінюваних коливань;

f_0 – несуча частота СВЧ коливання;

$U(t)\cdot$ – закон амплітудної модуляції (обвідна сигналу);

$\varphi(t)$ – закон фазової модуляції ЗС.

Комплексна форма запису ЗС має вигляд $\dot{S}_з(t) = U_m \cdot \dot{U(t)} \cdot exp\,(j2\pi f_0 t)$, (1.2)

де: $\dot{U(t)}\cdot$ – комплексний закон модуляції ЗС (комплексна обвідна сигналу);

Одним з найбільш поширених типів складних сигналів, що використовуються в системах зі стисненням імпульсів, є сигнали з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ). ЛЧМ сигнал може бути описаний виразом:

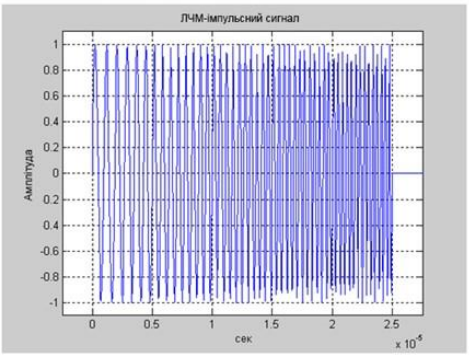
$$y(t) = U_0 \sin\left(2\pi f_н + \frac{\pi \Delta F \cdot t}{\tau_и}\right) \cdot t, \text{ при } 0 \le t \le \tau_и$$

де U_0 , $f_н$, ΔF , $\tau_и$ - амплітуда, початкова частота ЛЧМ імпульсу, девіація частоти і тривалість ЛЧМ радіоімпульсу.

Рисунок А.4 – Основні характеристики радіолокації ЗС

Згідно з завданням, необхідно змоделювати цифровий узгоджений виявник зондуючого сигналу у вигляді ЛЧМ - імпульсів з заданим значенням частоти девіації, а саме девіація дорівнює $\Delta f = 2$ *мГц*. Початкова частота ЛЧМ сигналу 1 МГц, центральна частота заповнення ЛЧМ сигналу $f_0 = 2$ *мГц* тоді за теоремою Котельникова з урахуванням отриманих вимог щодо оптимізації частоти дискретизації вибираємо частоту дискретизації, яка дорівнює $f_s = p \cdot 4 \cdot f_0 = q \cdot 2 \cdot \Delta f = 16$ мГц, де *p=2* або *q=2*. Тривалість ЛЧМ імпульсу $T_{сиг} = 25$ мксек, період імпульсної послідовності зондуючого сигналу $T_п = 1$ млсек при частоті зондування 1000 Гц.

ЛЧМ – імпульсний сигнал



Амплітудний спектр ЛЧМ – сигналу

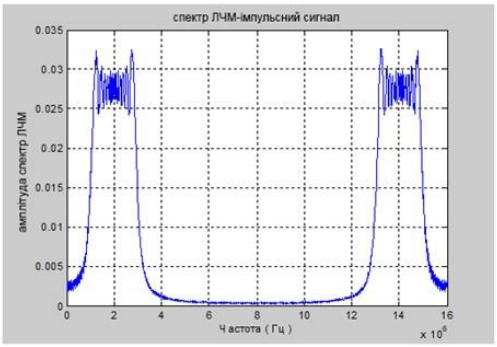
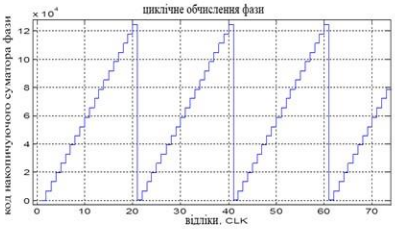


Рисунок А.5 – ЛЧМ і амплітудний спектр

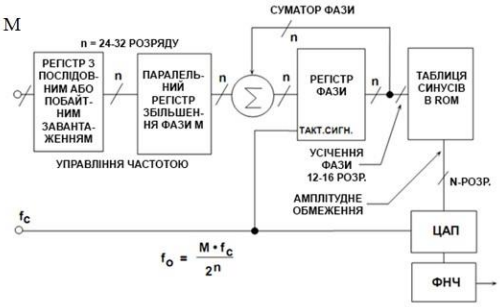
Аналіз комп'ютерного моделювання синтезатора частоти на основі прямого цифрового синтезу.

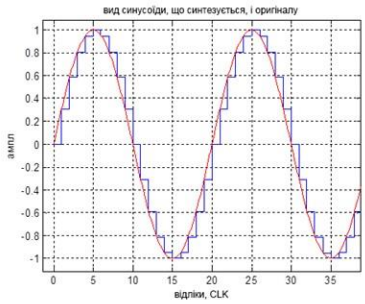
Комп'ютерна модель цифрового синтезатора частоти була побудована в ПО MATLAB.



Тимчасова діаграма накопичуючого суматора. Величина накопичуючого суматора N = 2 ^ 17 = 131072; код частоти, що синтезується M = 6554 для частоти Fsin = 1.50 мГц. Якщо fc - частота синхронізації, то вихідна частота синусоїдального сигналу дорівнює

$$f_o = \frac{M \cdot f_c}{2^n}.$$





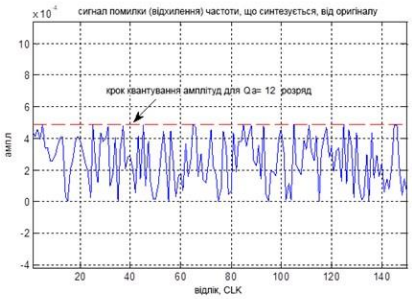
Гармонійний сигнал на виході ЦАП синтезатора і прототип, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk / 20 = 1.5 мГц. Розрядності коду фази 17 біт, розрядності коду амплітуди 10 біт,

Рисунок А.6 – Комп'ютерне моделювання

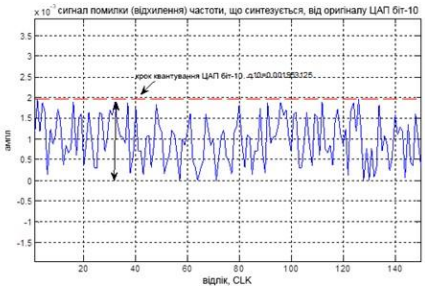
Комп'ютерна модель цифрового синтезатора частоти була побудована в ПО MATLAB. Для вибору і якісної оцінки характеристик було обрано такі характеристики:

- оцінка шуму квантування синусоїди, що синтезується, у вигляді відношення сигнал / шум квантування, для різної розрядності ЦАП;

Похибка квантування як функція часу представлена на рис.3. Середньоквадратичне значення похибки квантування дорівнює $\frac{q}{\sqrt{12}}$, де q – крок квантування дорівнює вазі найменшого значущого розряду 1LSB. Основоположним вважається, що шум квантування **НЕ корельований** з синтезованим сигналом, його автокореляція наближається до функції Дірака і має рівномірний закон розподілу щільності ймовірності.



Шум квантування синусоїди, що синтезується, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk / 20 = 1.5 мГц. Розрядності коду фази 17 біт, розрядності коду амплітуди 12 біт,



Шум квантування синусоїди, що синтезується, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk / 20 = 1.5 мГц. Розрядності коду фази 9 біт, розрядності коду амплітуди 10 біт, крок квантування -

Рисунок А.7 – Оцінка шуму квантування синосоїди

Характеристика загальної похибки квантування знаходиться як середньоквадратичне значення різниці, сигналу помилки:

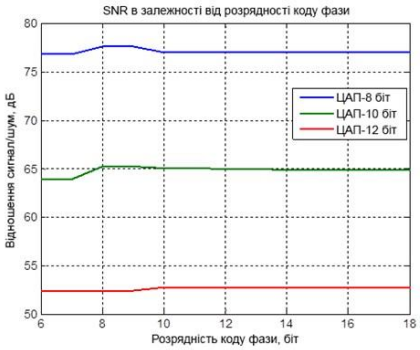
$$\sigma e = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(e_i - E_{\text{ср}})^2}\ ,$$

де e_i - сигнал залишку, $E_{\text{ср}}$ середнє значення сигналу помилки

Відношення сигнал / шум квантування для реального синтезатора частоти із заданими параметрами квантування визначаються

$$SNR = 20 \cdot log_{10}\left(\frac{\text{Амплітуда повношкального синуса}}{\text{середньоквадратичне значення помилки}}\right)$$

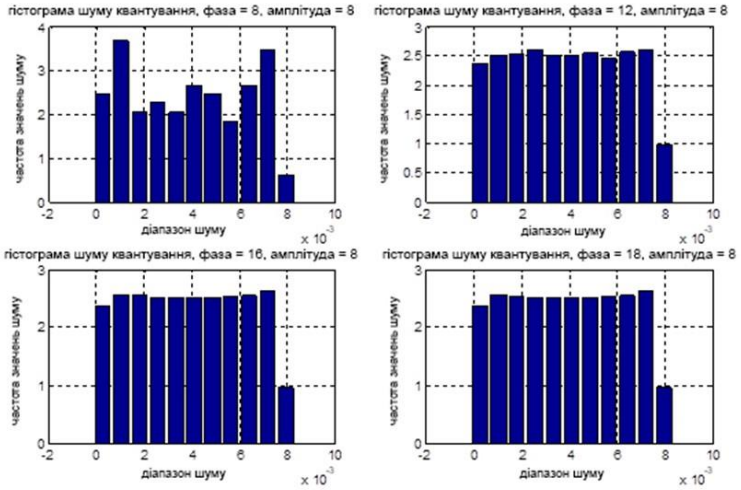
$$SNR = 20 \cdot log_{10}\left(\frac{q \cdot 2^{Qa}/2}{\sigma e}\right)$$



Відношення сигнал / шум квантування синтезованого гармонійного сигналу в залежності від розрядності коду фази і розрядності ЦАП - коду амплітуди.

Рисунок А.8 – Відношення сигнал / шум

Значення зміни похибки квантування задовольняє нерівності
$0 < e_i < q$, яку зручно представляти за допомогою щільності ймовірності помилки або гістограми.



Гістограма шуму квантування синтезованої синусоїди при частоті тактування 30 мГц і синтезованої частоти Fclk / 20 = 1.5 мГц. Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 8 біт, крок квантування - 0.0078.

Рисунок А.9 – Похибка квантування

Імовірнісні оцінки засновані на уявленні шуму квантування (помилки e_i) як випадкового шумоподібного процесу. Допущення, що вводяться щодо шуму квантування:

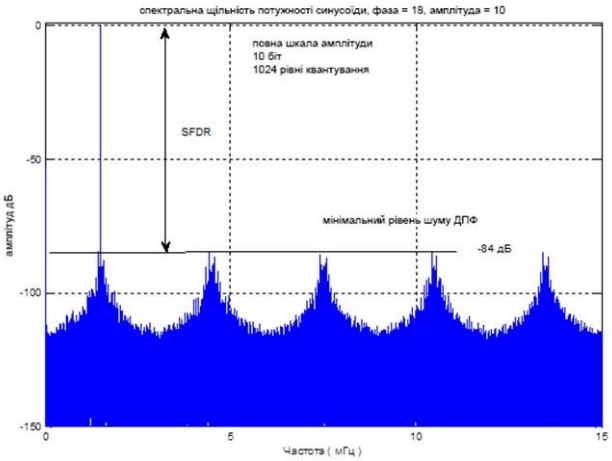
- Послідовність e_i є випадковим стаціонарним процесом
- Послідовність e_i не корельована з квантуємим сигналом V_i
- Будь-які два відліки послідовності e_i не корельовані, тобто шум квантування є процесом типу «білий шум».
- Розподіл ймовірності помилок квантування є рівномірним по діапазону помилок квантування.

Оцінка погрішності квантування синтезуючої синусоїди в частотній області.

SFDR - динамічний діапазон вільний від гармонік - являє собою співвідношення (в децибелах) між величиною основного сигналу і величиною максимального піку в спектрі вихідного сигналу, включаючи гармоніки, інтермодуляційні складові і продукти накладення спектрів.

SFDR є важливим параметром для багатоканальних систем. Якщо передавач має недостатньо низький рівень гармонік, ці гармоніки можуть бути джерелом перешкод для сусідніх каналів.

Рисунок А.10 – Оцінка погрішності

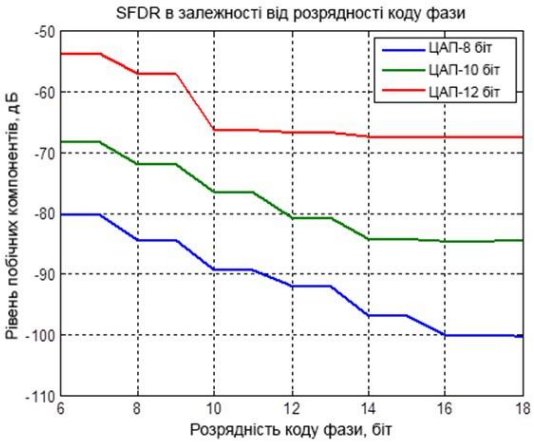


Оцінка SFDR - динамічний діапазон вільний від гармонік, в спектрі синтезується синусоїди, що синтезується

Рисунок А.11 – Оцінка SFDR

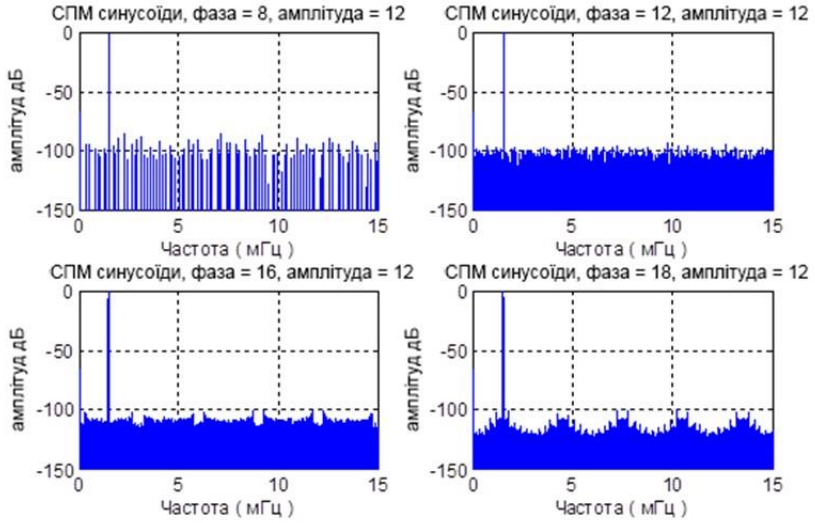
- SFDR - динамічний діапазон, вільний від гармонік, являє собою відношення амплітуди головної гармоніки до амплітуди найсильнішої паразитної гармоніки в спектрі вихідного сигналу. Для оцінки спектра синусоїди, що синтезується, використовується дискретне перетворення Фур'є (ДПФ).

Необмежено нарощувати розрядність коду фази немає необхідності ще й тому, що зниження рівня побічних компонентів відбувається тільки до певного значення, що залежить від рівня шумів квантування ЦАП. На практиці розрядність коду фази повинна бути на 2-3 розряду більше, ніж розрядність застосованого ЦАП.



Рівень побічних компонент в спектрі синтезованого гармонійного сигналу в залежності від розрядності коду фази і розрядності ЦАП - коду амплітуди, при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk / 20 = 1.5 мГц.

Рисунок А.12 – Оцінка спектра синосоїди



Спектральна щільність потужності сигналу на виході синтезатора при частоті тактування 30 мГц і вихідній частоті Fclk / 20 = 1.5 мГц. Розрядності коду фази 8 ... 18 біт, розрядності коду амплітуди 12 біт

Метод прямого цифрового синтезу дозволяє формувати широке розмаїття електричних сигналів, а застосування їх в радіолокації дозволяє краще використовувати енергію зондуючого імпульсу при обробці, що в кінцевому підсумку збільшує ймовірність правильного виявлення РЛС.

Рисунок А.13 – Метод прямого цифрового синтезу

ВИСНОВКИ

В ході виконання дипломної роботи магістра було **досягнуто** встановлену **мету роботи** – розробити *імітаційну модель* зондуючого сигналу допплерівської радіолокаційної станції , що використовує прямі цифрові синтезатори сигналів.

Для досягнення поставленої мети, в процесі аналізу технічного завдання, були **виконані наступні етапи**:

- ✓ **зібрано інформаційне забезпечення** відносно тематики кваліфікаційної роботи, досліджено програмне забезпечення для моделювання складальних процесів;
- ✓ **технічне обґрунтування** застосування прямих цифрових синтезаторів сигналів;
- ✓ **проаналізовані** можливості застосування прямого цифрового синтезатору зондуючого сигналу з урахуванням моделі в пакеті прикладних програм (ППП) «MATLAB». Проведено аналіз якості сигналу на виході синтезатора, який визначається його архітектурою, розрядністю накопичуючого суматора фази і розрядністю ЦАП .
- ✓ **наведені** основні поняття і визначення шумів квантування накопичувача фази та цифро-аналогового перетворювача.

Рисунок А.14 – Висновки