

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

## ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий ( Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо

ДРТР.20 21060.01.06.ПЗ

Виконав: студент 2 курсу, група ТР<sub>м</sub>-21-1



підпис

А.Б. МОКРИЦЬКИЙ

Ініціали, прізвище

Керівник: д-р техн. наук, проф.



підпис

Ю.М. БОЙКО

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:  
Зав. кафедри телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних  
технологій



підпис

С.К. ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

05 12 2022 р.

Хмельницький, 2022

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій  
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій  
Освітній рівень другий (магістерський)  
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації  
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка  
Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою \_\_\_\_\_



« 05 » \_\_\_\_\_ 09 \_\_\_\_\_ 2022р.

## ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Мокрицькому Андрію Богдановичу

1 Тема роботи: Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо

керівник роботи Бойко Юлій Миколайович, д.т.н, професор

Затверджено наказом по університету від «1» липня 2022р. № 83.

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 23.11.2022р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: дослідження синхронізації систем зв'язку на базі програмно керованого радіо, моделювання кола фазового автопідлаштування частоти.

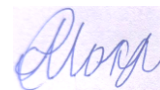
Об'єкт дослідження: процес синхронізації систем зв'язку.

Предмет дослідження: методи та засоби забезпечення синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити)

Основні відомості про синхронізацію цифрових систем зв'язку. Цифрові системи зв'язку. Засоби розробки цифрових систем зв'язку на базі програмно керованого радіо. Моделювання синхронізації цифрових систем зв'язку.

Завдання отримав \_\_\_\_\_



Науковий керівник \_\_\_\_\_





## ЗМІСТ

Вступ.....	5
1 Основні відомості про синхронізацію цифрових систем зв'язку.....	8
1.1 Технологія радіозв'язку.....	8
1.2 Створення програмно керованих радіостанцій.....	10
1.3 Апаратні платформи.....	12
1.4 SDR у супутниковому зв'язку.....	13
1.5 Огляд синхронізації символів в області часу.....	15
Висновки до першого розділу.....	17
2 Цифрові системи зв'язку .....	18
2.1 Система зв'язку.....	18
2.2 Міжсимвольні завади.....	19
2.3 Вимірювання характеристик приймача.....	21
2.4 Перетворення частоти дискретизації .....	23
2.5 Тотожності Ноубла.....	25
2.6 Багатофазне розкладання.....	26
2.7 Контур фазового автопідлаштування частоти.....	29
2.8 Часова синхронізація символів.....	41
Висновки до другого розділу.....	50
3 Засоби розробки цифрових систем зв'язку на базі програмно керованого радіо.....	51
3.1 Інструменти розробки.....	51
3.2 Підхід до проектування .....	52
3.3 Модель Simulink.....	52
3.4 Модель генератора системи DSP.....	58
Висновки до третього розділу.....	67
4 Моделювання синхронізації цифрових систем зв'язку.....	68
4.1 Часова синхронізація символів за допомогою блоків Simulink.....	68
4.2 Синхронізація символів за допомогою блоків Xilinx.....	74

4.3 Оцінка символів до блокування ФАПЧ.....	75
4.4 Частота бітових помилок.....	76
4.5 Засоби підтримки моделювання Матлаб і Simulink.....	79
Висновки до четвертого розділу.....	81
Висновки.....	82
Перелік джерел посилання.....	84
Додаток А. Презентація.....	86
Додаток Б. Апробація роботи.....	

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Стандарти бездротового зв'язку були розроблені для задоволення різних потреб. Для підтримки стандарту бездротового зв'язку бездротовий приймач повинен бути оснащений радіочастотним (РЧ) приймачем. Традиційні радіочастотні приймачі розроблені та реалізовані на радіочипі або вбудованому модулі в системі на кристалі (SoC), що забезпечує малий розмір, високу продуктивність, низьке енергоспоживання та вартість. Однак ця традиційна схема реалізації прямо чи опосередковано обмежує програмованість та гнучкість радіочастотних приймачів. Альтернативним рішенням є впровадження радіочастотних приймачів з використанням платформ Software Defined Radio (SDR). На ринку існує обладнання платформи SDR з різними конфігураціями, продуктивністю, вартістю, розміром тощо, що ускладнює вибір мінімальної платформи SDR, яка потрібна на задоволення вимог стандарту бездротового зв'язку. Метою цього документа є надання списку відомих платформ SDR на базі процесорів загального призначення (GPP), які відповідають мінімальним специфікаціям вибраних стандартів бездротового зв'язку. Для цього ми спочатку розглянемо характеристики вибраних бездротових технологій. Потім ми досліджуємо існуючу архітектуру платформи SDR та їхню максимальну продуктивність з точки зору діапазону частот, смуги пропускання, швидкості передачі символів, швидкості передачі даних та затримки. Нарешті, ми зіставляємо вимоги стандарту бездротового зв'язку з відповідними параметрами платформи SDR та надаємо список платформ SDR на основі GPP для деяких існуючих бездротових технологій. У той час як дослідження, пов'язані з частотою, смугою пропускання, швидкістю передачі символів та бітрейтом, підтверджуються теоретичними результатами, затримка виходить із експериментів шляхом порівняльного аналізу існуючих реалізацій.

Можна бачити, що синхронізація символів і фазова синхронізація аналогічні тому, що обидві включають створення в приймачі копії частини переданого сигналу. Для фазової синхронізації це точна копія несучої.

Для синхронізації символів це прямокутна хвиля зі швидкістю переходу символу ( Про приймач, здатний це зробити, можна сказати, що він має символну синхронізацію або перебуває в режимі символного блокування.

У багатьох системах зв'язку потрібно ще вищий рівень синхронізації. Зазвичай це називається кадровою синхронізацією. Кадрова синхронізація потрібна, коли інформація організована у вигляді блоків або повідомлень з деякою однаковою кількістю символів (це відбувається, наприклад, якщо для прямого контролю помилок використовується блоковий код або якщо канал зв'язку використовується для декількох користувачів). При блоковому кодуванні декодер повинен знати межі між кодовими словами, щоб правильно декодувати повідомлення. У разі TDMA необхідно знати межі між користувачами каналу, щоб правильно маршрутизувати інформацію.

Подібно до синхронізації символів, кадрова синхронізація еквівалентна здатності генерувати прямокутну хвилю з частотою кадрів, при цьому перетин нуля збігається з переходами від одного кадру до іншого.

#### **Мета і задачі дослідження.**

Метою роботи є дослідження синхронізації систем зв'язку на базі програмно керованого радіо, моделювання кола фазового автопідлаштування частоти. Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання:

- провести огляд синхронізації цифрових систем зв'язку;
- дослідити модель кола фазового автопідлаштування частоти;
- дослідити вихідний сигнал кола ФАПЧ при різних вхідних діях ;

**Об'єкт дослідження** – процес синхронізації систем зв'язку.

**Предмет дослідження** – методи та засоби забезпечення синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо.

**Методи досліджень.** Для вирішення поставлених наукових завдань використовується математичний апарат теорії цифрової обробки сигналів, передачі та приймання сигналів.

**Наукова новизна одержаних результатів:**

1. Набула подальшого розвитку методика оцінки вихідного сигналу ФАПЧ типів 2 та 3 для різних вхідних сигналів і різних коефіцієнтів загасання.
2. Розроблено метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо.

**Практичне значення одержаних результатів:**

ФАПЧ під час адаптації має деякий перехідний процес, що залежить, зокрема, від таких факторів: наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ; визначена ширина смуги контуру та початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ; коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів.

**Публікації.** Результати дипломної роботи магістра опубліковані в одній статті у науковому журналі «Вісник хмельницького національного університету».

**Структура та обсяг магістерської атестаційної роботи.** Дипломна робота магістра складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку джерел посилання та додатків. Дипломна робота магістра має загальний обсяг сторінок, з яких основний зміст викладений на сторінках друкованого тексту, містить рисунків та таблиць. Перелік джерел посилання складається з джерел.

# 1 ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО СИНХРОНІЗАЦІЮ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

## 1.1 Технологія радіозв'язку

Програмно-керований радіозв'язок - це сучасна технологія, що постійно розвивається і вдосконалюється. Це система радіозв'язку, в якій програмне забезпечення використовується для реалізації частини її функцій у вбудованій системі чи комп'ютері. Пристрої, які можуть передавати та приймати різні радіо протоколи і сигнальні конструкції на основі програмного забезпечення, мають великі переваги. Можливість швидкої реконфігурації та зміни функціональності для адаптації до різних середовищ підходить для багатьох додатків, одним з яких є середовище мобільного зв'язку. У такому середовищі виникають зсув фази, частоти. Ефекти цих спотворень можна зменшити, використовуючи різні методи синхронізації приймача.

Багатофазний синхронізатор символів з двома різними детекторами помилок синхронізації, складається з набору поліфазних фільтрів з 8 відводами, детектора помилки синхронізації, перетину нуля або Гарднера, контуру фазового автопідлаштування другого порядку і генератора з числовим управлінням. Початковий проект використовує точність з плаваючою комою. Модель з фіксованою точкою реалізується за допомогою системного генератора Xilinx і використовується для створення IP-адреси користувача.

Моделювання виконується шляхом реалізації моделі приймача за допомогою Simulink для передавача та частин приймача. Синхронізатор багатофазних символів блокується приблизно після 4000 символів для нижчого відношення сигнал/шум, а детектор помилки синхронізації Гарднера працює краще, ніж детектор помилки перетину нуля, при більш високому сигнал/шум.

Телекомунікації – це акт обміну інформацією, який є частиною більшості повсякденних взаємодій. Радіозв'язок відіграє важливу роль і виступає як один з найчастіше використовуваних засобів людського спілкування. Більшість

людей думають про AM/FM-радіо, говорячи про радіозв'язок, однак це найбільш поширено в мобільних пристроях та технологіях. Радіозв'язок використовується в стільникових телефонах, бездротових мережевих системах, системах дистанційного керування, телебаченні, супутникового зв'язку, тощо. Радіоприймачем можна назвати будь-який пристрій, який може діяти як передавач або приймач інформації за допомогою електромагнітних хвиль. Стандартизація того, що визначає бездротовий зв'язок, була створена Робочою групою Інституту інженерів з електротехніки та електроніки (IEEE) P1900.1 [1].

1. Технологія бездротової передачі чи приймання електромагнітного випромінювання для полегшення передачі.

2. Система або пристрій (технологія), як визначено у пункті 1.

3. Загальний термін, який застосовують для використання радіохвиль.

Радіосистеми розроблялися та розвивалися за рахунок збільшення апаратних можливостей та підвищення ефективності програмного забезпечення для кращої передачі інформації. Радіостанції починалися як апаратні радіостанції, що використовують фізичні компоненти для виконання необхідних операцій для зв'язку, тому їх було нелегко модифікувати або переконфігурувати після розгортання. Оскільки з'являються нові, ефективніші радіопротоколи, старі радіосистеми стають непридатними для використання. Рішенням цього обмеження є реалізація частин радіо з використанням програмного забезпечення, на противагу апаратного забезпечення. Програмно-визначувані радіостанції - це технологія, в якій частини радіомодулів реалізовані в програмному забезпеченні, а не в апаратних засобах, таких як мікшери, підсилювачі, модулятори та демодулятори. Оскільки ці частини реалізовані у програмному забезпеченні, радіосистеми можуть бути переконфігуровані для нових радіопротоколів та оновлені алгоритмами підвищеної продуктивності. Перехід від апаратно-визначуваних радіостанцій до програмно-визначуваних радіостанцій відповідає переходу від аналогових систем зв'язку до цифрових систем зв'язку. Цифрові системи зв'язку потребують ефективного апаратного забезпечення, яке забезпечують сучасні

мікропроцесори. Незважаючи на переваги використання цифрових систем зв'язку, аналогові системи, як і раніше, використовуються в певних додатках. Цифрова система зв'язку завжди залежатиме від обладнання та не може замінити все обладнання, необхідне для радіозв'язку. Скорочення простору, необхідного для цифрових систем зв'язку, і можливість переналаштування під системи різного призначення привабливі для мобільних телекомунікацій.

У зв'язку з зростаючими вимогами до космічних польотів потрібні нові архітектури для проектування та реалізації. Програмно обумовлене радіо грає вирішальну роль реалізації нової архітектури космічного зв'язку як наземних станцій, так космічних кораблів [7]. Для космічних кораблів технологія SDR також може вплинути на бортові шини та розподіл функцій між фізичними блоками на борту космічного корабля. Платформи з технологією SDR забезпечують додаткові функціональні можливості крім радіочастотних інтерфейсів завдяки їх потужним обчислювальним можливостям [7]. Еволюція технології SDR у космічному зв'язку є прямою відповіддю на зростаючі вимоги до висхідної/низхідної лінії зв'язку, які висувають космічні місії. Необхідно забезпечити достовірність інформації, одержуваної як наземними станціями, так і космічними апаратами, оскільки неминучі спотворення, викликані, наприклад, доплерівським зміщенням. Алгоритми синхронізації для виправлення цих спотворень доступні та постійно вдосконалюються.

## **1.2 Створення програмно керованих радіостанцій**

Програмно-визначуване радіо - це концепція, започаткована в 1970-х роках і визначена в 1990-х роках Дж. Мітолою. Його конструкція описує ідеальне програмне радіо, у якому єдиними апаратними частинами є антена, аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі, інші кроки з передачі чи приймання сигналу виконуються програмно на цифровому сигнальному процесорі (DSP). Ці етапи включають синхронізацію, корекцію, фільтрацію,

модуляцію, демодуляцію, кодування та декодування. Програмне забезпечення буде завантажено в перепрограмований DSP і оптимізовано для цього завдання.

Завдяки підвищеній продуктивності апаратних та програмних алгоритмів у наш час було досягнуто багато ідеальних програмно-керованих радіостанцій. В даний час стандартна програмно-визначувана радіоархітектура виглядає так, як показано на рис. 1.1 для передавача та рис. 1.2 для приймача.

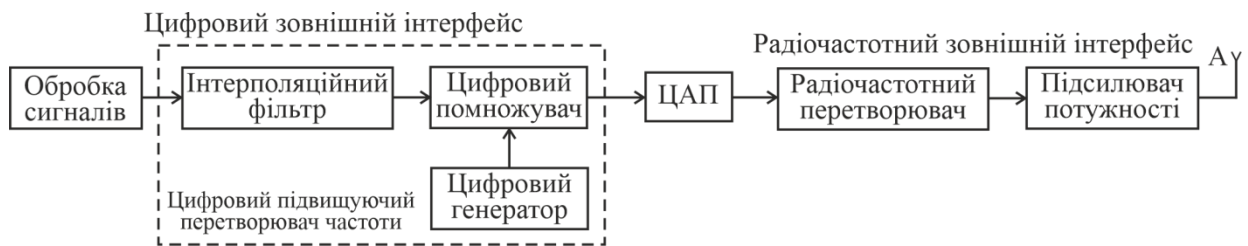


Рисунок 1.1 – Сучасна SDR архітектура для передавача.

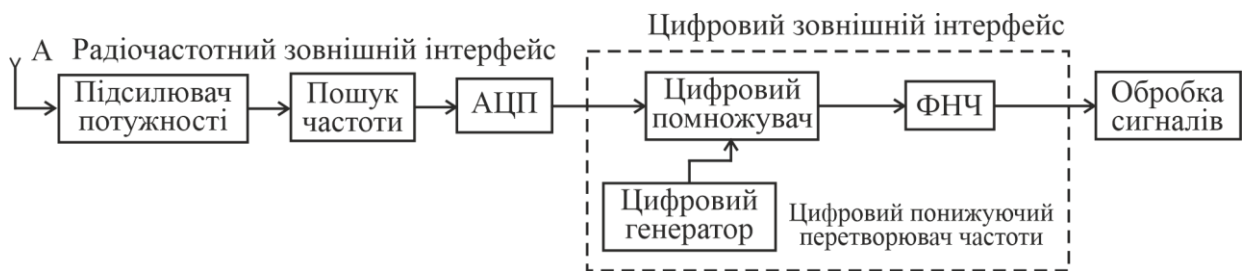


Рисунок 1.2 – Сучасна SDR архітектура для приймача.

ВЧ-інтерфейс, як і раніше, містить аналогові компоненти, але більшість аналогових компонентів переведено в цифрові. Інтерфейс ВЧ складається з підсилювача потужності, ВЧ-тюнера або ВЧ-перетворювача з підвищенням частоти, ЦАП або АЦП. Радіочастотний інтерфейс відповідає за обробку сигналу радіочастоти. У передавачі сигнал, що передається через ЦАП, перетворюється з проміжної частоти (ПЧ) у високу частоту та передається через антену з відрегульованим коефіцієнтом посилення. У приймачі вхідний сигнал перед обробкою ЦАП перетворюється зі зниженням частоти ПЧ.

Цифровий інтерфейс складається з цифрового перетворювача або цифрового понижуючого перетворювача і апаратної платформи, такий як мікропроцесор, який виконує обробку сигналів для певної мети. Цифровий сервер включає фільтрацію, модуляцію/демодуляцію і кодування/декодування. У приймачі груба частотна компенсація, часова синхронізація символів та синхронізація несучої включені в тій чи іншій формі зменшення спотворень.

Незважаючи на те, що частина архітектури була замінена цифровими системами зв'язку, супергетеродинна архітектура залишається основою всієї системи. За більш ніж 100 років використання супергетеродин значно покращив продуктивність по всьому сигнальному ланцюзі. ВЧ-пристрої покращили свої характеристики у разі зниження енергоспоживання. АЦП і ЦАП збільшили частоту дискретизації, лінійність та ефективне число бітів (ENOB). Можливості обробки в FPGA і DSP підпорядковуються закону Мура і з часом збільшуються, що дозволяє використовувати ефективніші алгоритми, цифрову корекцію та подальшу інтеграцію [4].

### **1.3 Апаратні платформи**

Існують різні види апаратних платформ, які можуть виконувати обробку, необхідну SDR. Чотири приклади: процесор загального призначення (GPP), процесор цифрових сигналів (DSP), програмована користувачем вентильна матриця (FPGA) та спеціалізована інтегральна схема (ASIC). ASIC, як правило, не розглядається як SDR, оскільки її не можна модифікувати після розгортання, що є одним з основних принципів технології програмно керованого радіо [3].

Процесори загального призначення часто розглядаються для використання в SDR через високий рівень гнучкості, оскільки їх можна реконфігурувати, а також легко впроваджувати нові конструкції. Призначені для математичних обчислень і тому можуть бути неефективними [4].

Цифрові сигнальні процесори призначені до виконання математичних обчислень. Нові цифрові комунікаційні модулі можуть бути легко реалізовані, а процесор енергоефективний. Однак для ресурсомістких процесів вони можуть бути досить повільними [4].

Програмовані користувачем вентильні матриці можуть реалізовувати паралельні алгоритми, що настроюються повністю, що робить їх ефективними для додатків цифрової обробки сигналів, що настроюються. Оскільки програми DSP використовують багато двійкових помножувачів та акумуляторів, реалізації можуть виконуватись за допомогою виділених зрізів DSP. Програмні інструменти, такі як Math Works HDL Coder, можуть легше створювати нові модулі та орієнтуватися на FPGA завдяки можливості генерувати переносний, синтезований код Verilog і VHDL з функцій MATLAB, моделей Simulink та діаграм Stateflow. Він добре підходить для переходу алгоритмів обробки сигналів від концепції до виробництва з використанням цих інструментів [4].

#### **1.4 SDR у супутниковому зв'язку**

Проектування супутникових систем зв'язку зазвичай пов'язане з найгіршим сценарієм та характеристиками супутникових каналів, які сильно змінюються через атмосферні та іоносферні ефекти, особливо на низьких навколоземних орбітах (ННО) [11]. Це призводить до надмірно розроблених систем, які є дорогими та не можуть бути достатньо гнучкими, щоб максимізувати свої можливості. SDR забезпечує таку гнучкість, оскільки може адаптуватися до вимог у цей час шляхом перепрограмування GPP, DSP або FPGA для зміни модуляції, рівнів потужності або частотних характеристик.

У супутниковому зв'язку критичними чинниками проектування є: витрати; розмір; маса; сила; пропускна спроможність; частота.

Вони адаптовані для формування вимог щодо проектування системи зв'язку космічних ліній. Конструкція SDR впливає ці вимоги як і позитивному, і

у негативному аспектах. Вартість може бути збільшена через збільшення складності конструкції та необхідної реалізації, але також знижує потребу в дорогих апаратних компонентах. Скорочення апаратного забезпечення є ключем до зменшення маси та розміру, тому цього можна досягти, визначивши попередні апаратні функції програмного забезпечення. Вимоги до потужності можуть бути змінені на льоту для зниження або підвищення енергоспоживання, якщо може знадобитися короткочасне збільшення швидкості передачі даних. Смуга пропускання та частота також впливають на швидкість передачі даних та можуть бути змінені відповідно до поточних вимог. Сюди входять як SDR на космічних кораблях, і на наземних станціях.

Розглянемо платформи SDR, що використовуються у супутниковому зв'язку. GomSpace SDR – космічна платформа SDR, що складається із трьох автономних компонентів: GomSpace NanoDock SDR, GomSpace NanoMind Z7000 та GomSpace NanoCom TR-600. Це модульна установка CPU/FPGA та радіо для малих супутників [4]. GomSpace NanoCom TR-600 містить приймач AD9361, який має два канали для MIMO (багато входів - багато виходів) і підтримує дуплекс з часовим та частотним поділом каналів. Технічні характеристики AD9361 наведено у таблиці 1. GomSpace.

Діапазон частот передавача 47-70 МГц

Діапазон частот приймача 70 МГц – 6 ГГц

Смуга пропускання каналу 200 кГц – 56 МГц

Коефіцієнт шуму 2 дБ на частоті гетеродина 800 МГц

Режими роботи TDD та FDD

NanoMind Z7000 - це модуль FPGA, що складається з програмованої системи на кристалі Xilinx Synq 7030 із двоядерними процесорами ARM Cortex A9 для обробки сигналів.

LimeSDR від Lime Microsystems офіційно бере участь у проекті Європейського космічного агентства (ЕКА), яке використовуватиме платформу LimeSDR для розробки інноваційних супутникових телекомунікаційних рішень

на основі SDR як на землі, так і в космосі [2]. В даний час LimeSDR оснащений трансівером LMS70002M із ПЛІС Altera Cyclone IV EP4CE40F23 [9].

### 1.5 Огляд синхронізації символів в області часу

Мета часової синхронізації символів у самому загальному сенсі полягає в тому, щоб вирівняти сигнали синхронізації або вибірки двох відокремлених взаємодіючих пристроїв. Тактовий сигнал повинен бути вирівняний як по фазі, так і по частоті з тактовим генератором, що використовується для генерації даних у передавачі. Оскільки неефективно виділяти спектр передачі окремого тактового сигналу від передавача до приймача з метою часової синхронізації, тактовий сигнал даних повинен бути вилучений з шумових форм прийнятих сигналів, які несуть дані [2].

В основі багатьох схем синхронізації лежить коло ФАПЧ [3]. Архітектура часової синхронізації символів в SDR заснована на контурі ФАПЧ і може бути розбита на чотири основні компоненти, як показано на рисунку 1.3.

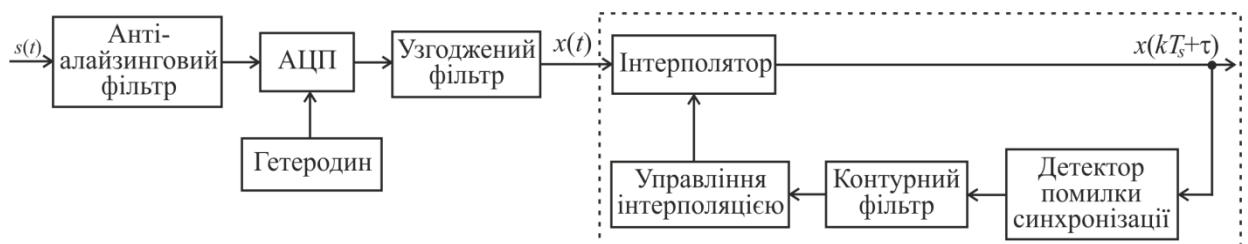


Рисунок 1.3 – Базова структура PLL.

Алгоритм спочатку вимірює деякі зміщення, такі як помилка синхронізації або фазова помилка прийнятої вибірки в детекторі помилок, який формує сигнал помилки  $e$ . Конструкція детектора помилок ґрунтується на бажаному сузір'ї, що приймається, або символах або характері самої послідовності. Згенерована помилка потім фільтрується петлевым фільтром.

Контурний фільтр може визначати робочі діапазони, час блокування та чутливість самої послідовності [14]. Фільтрований сигнал є входом для генератора корекції, який відповідає за генерацію сигналу корекції для входу. Генератор корекції подає сигнал корекції назад до коректора, який виконує деяку модифікацію вхідного сигналу на основі сигналу зворотного зв'язку. Метою такої архітектури є мінімізація сигналу помилки  $e$  з часом та постійна адаптація до майбутніх змін вхідних даних. Оскільки  $e$  мінімізується, замкнутий контур вважається заблокованим, оскільки помилка рівна нулю.

Для алгоритмів часової корекції із зворотним зв'язком ці чотири основні компоненти визначаються як інтерполятор, детектор помилки синхронізації (TED), петлевий фільтр та контролер інтерполятора. Повна блок-схема часової синхронізації символу показано рисунку.

Повна система часової синхронізації символів, що використовує банк багатофазних фільтрів, показано рисунку 1.5. Система складається з інтерполятора банку багатофазних фільтрів, який містить задану кількість підфільтрів, які можна вибрати за допомогою індексації. Інтерполянт  $x(kT_s + \tau')$ , обчислений з інтерполятора банку багатофазних фільтрів, подається до детектора помилки синхронізації, або детектора помилки синхронізації перетину нуля (ZCTED), або детектора помилки синхронізації Гарднера (GTED), який обчислює помилку синхронізації. TED виробляє 1 зразок/символ, але контур фільтру з контролером інтерполяції працюють з частотою 4 вибірки/символ. Отже, коли TED не активується стробуючим сигналом втрати збільшуються, сигнал помилки  $e(kT_s + \tau')$  інтерполюється шляхом вставки нулів. Помилка синхронізації фільтрується петлевым фільтром другого порядку, що характеризується коефіцієнтами підсилення  $K_1$  і  $K_2$ , які залежать від коефіцієнта підсилення TED  $K_p$ .

Отриманий результат  $v(n)$  подається до контролера інтерполяції. У контролері інтерполяції дробовий інтервал  $\mu$  обчислюється та використовується для вибору індексу банку поліфазних фільтрів. Стробуючий сигнал втрати

символа також обчислюється лічильником зі зменшенням по модулю 1, який видає стробуючий сигнал втрати потоку даних. Спадаючий потік символів на стробуючий сигнал забезпечує вихід детектора помилки синхронізації, і правильну інтерполяцію, створювану інтерполятором банку поліфазних фільтрів.

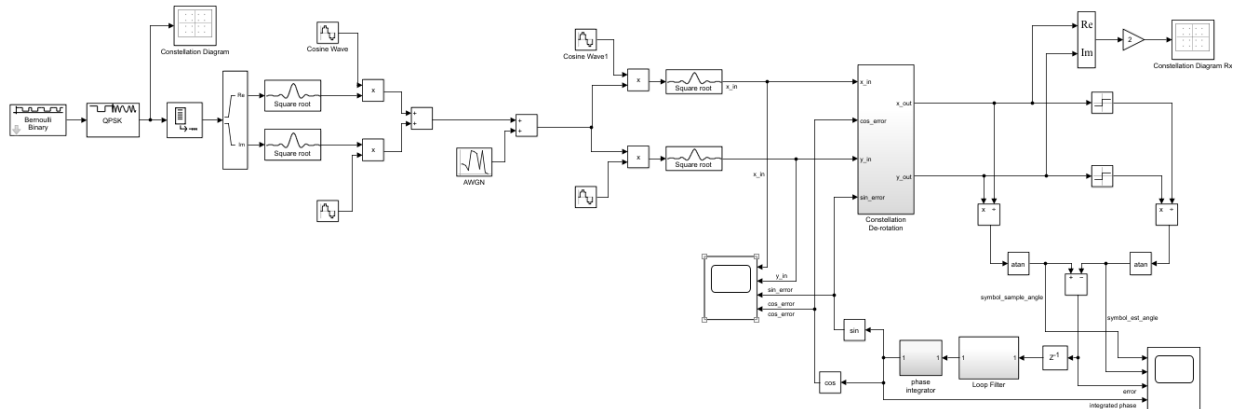


Рисунок 1.4 – Огляд системи часової синхронізації багатofазних фільтрів

## Висновки до першого розділу

1. У цифровій системі зв'язку передавач і приймач мають у своєму складі декілька генераторів: для модуляції і демодуляції; для підвищення і пониження частоти дискретизації; для синхронізації символів і бітових потоків; для отримання дискретних відліків сигналу.

2. Приймач виділяє інформацію про синхронізацію з отриманого сигналу. Повинна бути зроблена наступна синхронізація: відновлення несучої частоти; відновлення часу надходження символу; синхронізація фреймів.

3. Причини помилок фази та частоти несучої полягають у наступному:

- нестабільність частоти локальних генераторів передавача і приймача;
- наявність доплерівського зсуву частоти;
- затримка розповсюдження сигналу від передавача до приймача.

## 2 ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

### 2.1 Система зв'язку

Комунікаційна система може бути розбита на три основні компоненти. Передавач, канал та приймач, як показано на рисунку 2.1.

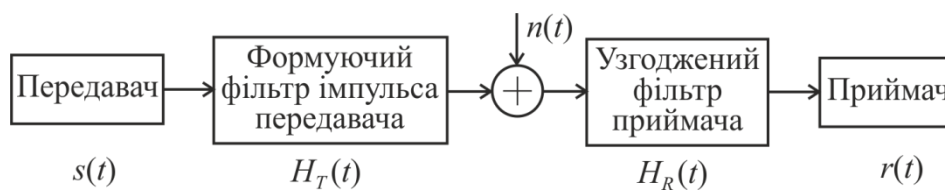


Рисунок 2.1 – Структура базової системи зв'язку.

Передавач має виконати необхідні процеси перетворення для інформації, яка має бути надіслана, щоб її можна було отримати у приймачі. Інформація в цифровому передавачі представляється у вигляді бітів і може бути закодована у різних процесах обробки.

Канал - це середовище, через яке передається оброблена інформація від передавача до отримувача. Неідеальні канали будуть спотворювати сигнал, що передається різними шляхами.

Перед приймачем ставиться завдання виконати необхідний процес отримання інформації з прийнятого сигналу, наприклад, зменшити вплив спотворень. Інформація декодується і перетворюється в біти в різних блоках перетворення сигналів. Сигнал приймача за рис. 2.1 визначається виразом:

$$r(t) = \int_0^{T_s} h(t - \tau) s(\tau) d\tau + n(t)$$

Спотворення сигналу може проявлятися по-різному для приймачів. Передача сигналів здійснюється різними каналами і, отже, може піддаватися впливу різних видів шуму, таких як AWGN. Міжсимвольна інтерференція є ще одним типом спотворення і може виникнути під час підготовки передачі сигналу. І передавач, і приймач працюють на тактовому генераторі, який буде несинхронізований через відстань проходження сигналу, що призводить до зміщення фази, зміщення частоти і часових затримок.

AWGN представляє різні види адитивних шумів. Адитивний шум означає, що шум накладається або додається до сигналу, що передається і що не діють мультиплікативні механізми. Білий відноситься до його спектральної характеристики, коли сигнал має однорідну спектральну щільність потужності на різних частотах і що будь-які два різні зразки не корельовані [4], що означає, що на кожен відлік впливає незалежно. Гаусовий розподіл відноситься до його розподілу ймовірностей, який є гаусовим з нульовим середнім значенням, це надмірне спрощення.

AWGN використовується для моделювання теплового шуму та радіаційного шуму, які часто зустрічаються в системах зв'язку. Тепловий шум викликаний випадковим рухом електронів у передавачі та приймачі. Радіаційний шум викликаний електромагнітним випромінюванням абсолютно чорного тіла атмосфери та землі.

## **2.2 Міжсимвольні завади**

Інформаційні символи, представлені одним чи кількома бітами, характеризуються як імпульси. У передавачі ці імпульси фільтруються, щоб відповідати деякому обмеженню смуги пропускання, оскільки передача з нескінченною смугою пропускання неможлива. Для систем основної лінії частот канал має багатопроменеве розповсюдження, що спотворює послідовність імпульсів від різних променів. Для деяких смугових систем,

таких як бездротові системи, характерні завмирання каналів, які поводяться як небажані фільтри, що виявляють спотворення сигналу [3]. Спотворення може викликати інтерференцію одного символу з наступними символами, і в момент вибірки в приймачі отримані імпульси перекриваються один з одним, як показано на рисунку 2.2. Коли імпульс поширюється в такий спосіб, що у момент вибірки він інтерферує із сусідніми символами, це називається міжсимвольною інтерференцією (ISI). Ефекти фільтрації та каналні спотворення призводять до міжсимвольної інтерференції [3].

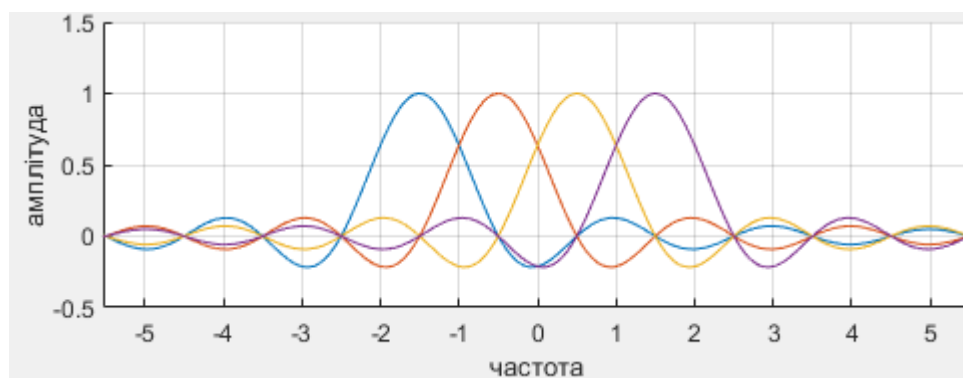


Рисунок 2.2 – Міжсимвольні завади.

Генератори передавача та приймача ніколи не можуть бути ідеально синхронізовані, що призводить до зміщення частоти. Зміщення частоти також відбувається, якщо сигнал піддається доплерівському зсуву. Фазова помилка несучої викликає поворот у сигнальному просторі проектів [12].

Сигнали повинні проходити відстань між передавальним ЦАП і приймаючим АЦП, що призводить до фіксованого, але випадкового зміщення часу між ними [4]. Синхронізація повинна виконуватися шляхом узгодження фази та частоти з системним генератором, що використовується для генерації даних у передавачі [2].

### 2.3 Вимірювання характеристик приймача

Для забезпечення необхідної продуктивності для синхронізації в приймачі можна використовувати такі фактори оцінки, як відношення сигнал-шум, глазкова діаграма та частота помилок або частота помилок по символах.

Відношення сигнал/шум (SNR) - це вимір, який порівнює потужність корисного сигналу з потужністю шуму фону. Припустимо, що сигнал  $x(t)$  відправляється каналом, тоді отриманий дискретизований сигнал визначається наступним чином:

$$y[n] = x[n] + w[n], \text{ де } n = 0, 1, 2, 3, \dots, 2BT, \quad (2.1)$$

де  $w[n]$  – адитивний шум,  $B$  – ширина смуги, а  $T$  – час передачі сигналу. Відношення сигнал/шум визначається у децибелах (дБ) за співвідношенням:

$$SNR = 10 \lg \frac{E[x(n)]^2}{E[w(n)]^2} \quad [dB],$$

де  $E[x(n)]$  - очікуване значення  $x[n]$ .

Око діаграма в телекомунікаціях є відображенням у часовій області, в якому сигнал цифрових даних від приймача повторно дискретизується і подається на вертикальний вхід, в той час як швидкість передачі даних використовується для запуску горизонтальної розгортки.

Величину ISI та інтенсивність шуму можна спостерігати на око- діаграмі. Коли око закривається, ISI збільшується, а коли око розкривається, ISI зменшується. Крім того, якщо сигнали надто довгі, надто короткі, погано синхронізовані із системним годинником, надто високі, надто низькі, надто зашумлені чи надто повільні для зміни, або надто занижені чи завищені, ці характеристики можна спостерігати візуально. діаграма [4]. Таким чином,

інформація, що спостерігається на очковій діаграмі, може допомогти кількісно оцінити, наскільки добре працює алгоритм чи система. На рис. 2.3 показано вплив ISI на око-діаграму, на рис. 2.4 показано вплив шуму на око-діаграму.

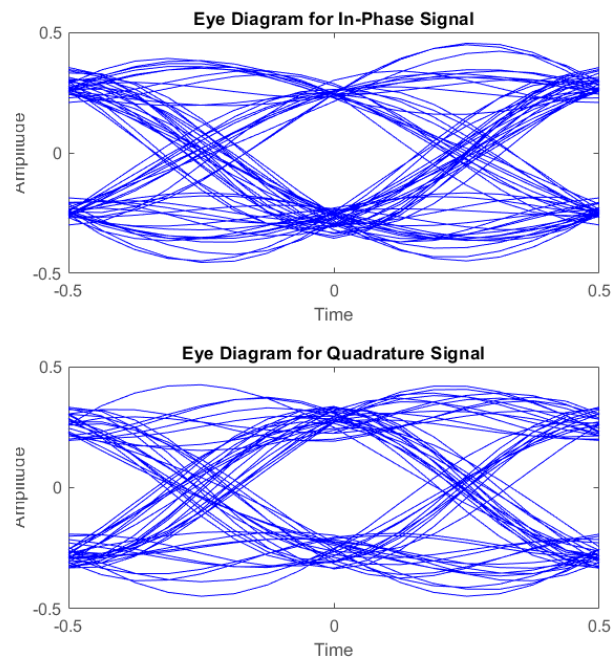


Рисунок 2.3 – Око - діаграма для компонентів I та Q з високим SNR

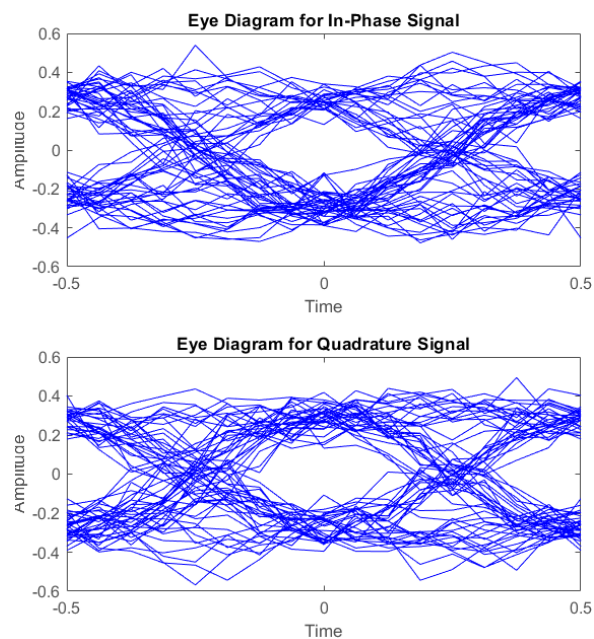


Рисунок 2.4 – Око - діаграма для компонентів I та Q з низьким SNR

На глазковій діаграмі оптимальний час вибірки відповідає моменту, коли око максимально відкрите по вертикалі. Зазвичай кількісною метрикою, що використовується для вимірювання продуктивності цифрової системи зв'язку є частота помилок по бітах. Коефіцієнт бітових помилок - це показник того, як біт, що часто передається, буде неправильно декодований в приймачі. Метрика BER дуже важлива при оцінці відповідності конструкції цифрової системи зв'язку конкретним вимогам стійкості до помилок програми, що підтримується [4]. Коефіцієнт помилок символів (SER) аналогічний, але замість виміру бітів він вимірює, як часто символ неправильно приймається від передавача.

## 2.4 Перетворення частоти дискретизації

Перетворення частоти дискретизації виконується двома операціями: зниженням частоти дискретизації та підвищенням частоти дискретизації.

Процес пониження частоти дискретизації виражається рівнянням 2.2.

$$y[m] = x[n]_{n=mM} \text{ для } n = 0, 1, 2, \dots, N; m = 0, 1, 2, \dots, N / M \quad (2.2)$$

Операція понижуючої дискретизації показана на рисунку 2.5

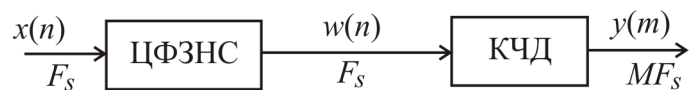


Рисунок 2.5 – Структура децимації сигналу з коефіцієнтом  $M$

(ЦФЗНС – фільтр захисту від накладання спектрів;

КЧД – компресор частоти)

Пониження частоти дискретизації - це процес, який виконується шляхом зниження частоти дискретизації у  $M$  разів вхідного сигналу  $x[n]$  і збереження кожної  $M$ -ї вибірки для отримання вихідного сигналу  $y[n]$ .

Підвищення частоти дискретизації це процес, який збільшує частоту дискретизації. Процес виконується шляхом підвищення частоти дискретизації з коефіцієнтом  $L$ , вхідного сигналу  $x[n]$  та вставки  $L-1$  нулів між вихідними відліками. Цей процес виражається рівнянням

$$y[n] = x[m]_{n=m/L} \text{ для } n = 0, 1, 2, \dots, N; m = 0, 1, 2, \dots, N/L \quad (2.3)$$

Децимація - це процес, який виконує фільтрацію та понижуючу дискретизацію. Знижувальна дискретизація сигналу видаляє вибірки та створює аліасинг. Щоб запобігти накладенню спектрів, перед операцією зниження частоти дискретизації використовується низькочастотний згладжуючий фільтр з передаточною функцією  $H(z)$ .

Інтерполяція - це процес, який виконує підвищуючу дискретизацію та фільтрацію. Підвищуюча дискретизація сигналу може генерувати спектральні копії (зображення). Щоб запобігти появі цих зображень, після операції підвищуючої дискретизації включається фільтр нижніх частот з передаточною функцією  $G(z)$ , що пригнічує зображення.

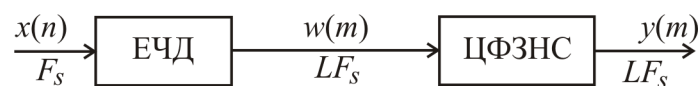


Рисунок 2.6 – Склад фільтра - інтерполятора (ЕЧД – експандер частоти; ЦФЗНС – фільтр захисту від накладання спектрів)

## 2.5 Тотожності Ноубла

Тотожності Ноубла описують властивість виконання зворотних операцій фільтрації та пониження і підвищення частоти дискретизації. Еквівалентні блок-схеми проріджувача та інтерполятора показані на рисунку 2.7. (а) та (б) відповідно з використанням властивості тотожностей Ноубла. КІХ-фільтр  $H(z)$  являє собою  $M$ -розрядну імпульсну характеристику  $H(z^M)$  з зниженою частотою дискретизації, а  $H(z^L)$  являє собою  $L$ -розрядну імпульсну характеристику  $H(z)$  з підвищеною частотою дискретизації.

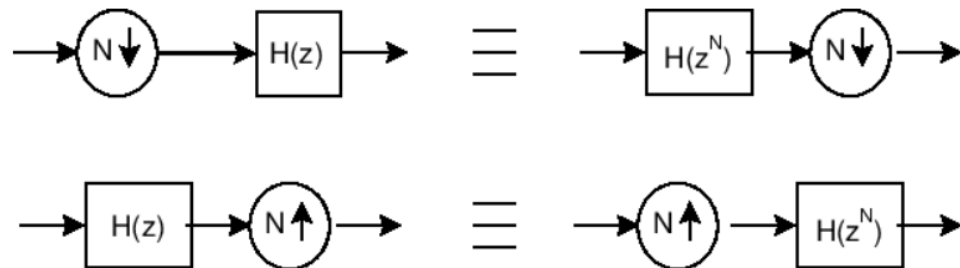


Рисунок 2.7 – Тотожності Ноубла для дециматора (а) та інтерполятора (б).

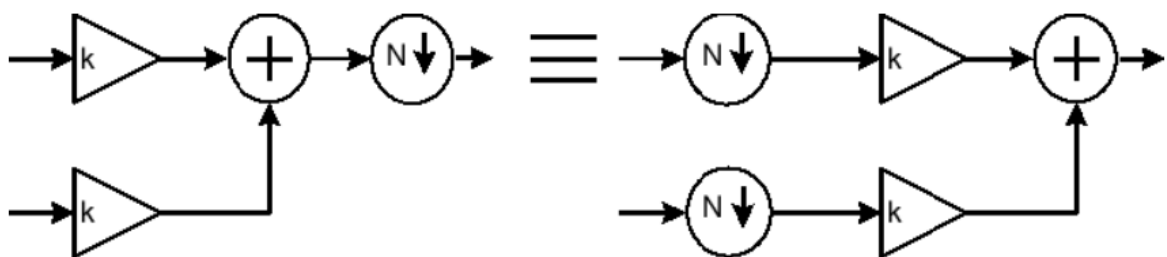


Рисунок 2.8 – Комутація понижуючої дискретизації з підсумовувачем і підсилювачем

## 2.6 Багатофазне розкладання

Децимація та інтерполяція, як показано на рис. 2.7 та рис. 2.8, неефективні з погляду обчислень. Неефективність обчислень процесу проріджування пов'язана з відкиданням більшості обчислених вихідних даних фільтра. Обчислювальна неефективність процесу інтерполяції пов'язана з тим, що фільтр нижніх частот працює з послідовністю, яка складається в основному з нулів. Ефективною з обчислювальної точки зору реалізацією є багатофазна децимація та багатофазна інтерполяція.

Розглянемо багатофазне проріджування. Фільтр  $H(z)$  розкладається на багатофазні компоненти за допомогою багатофазного розкладання.

$$H(z) = \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i} H_i(z^M) \quad (2.4)$$

КІХ-фільтр  $H(z)$  у багатофазній структурі показаний на рис. 2.9.

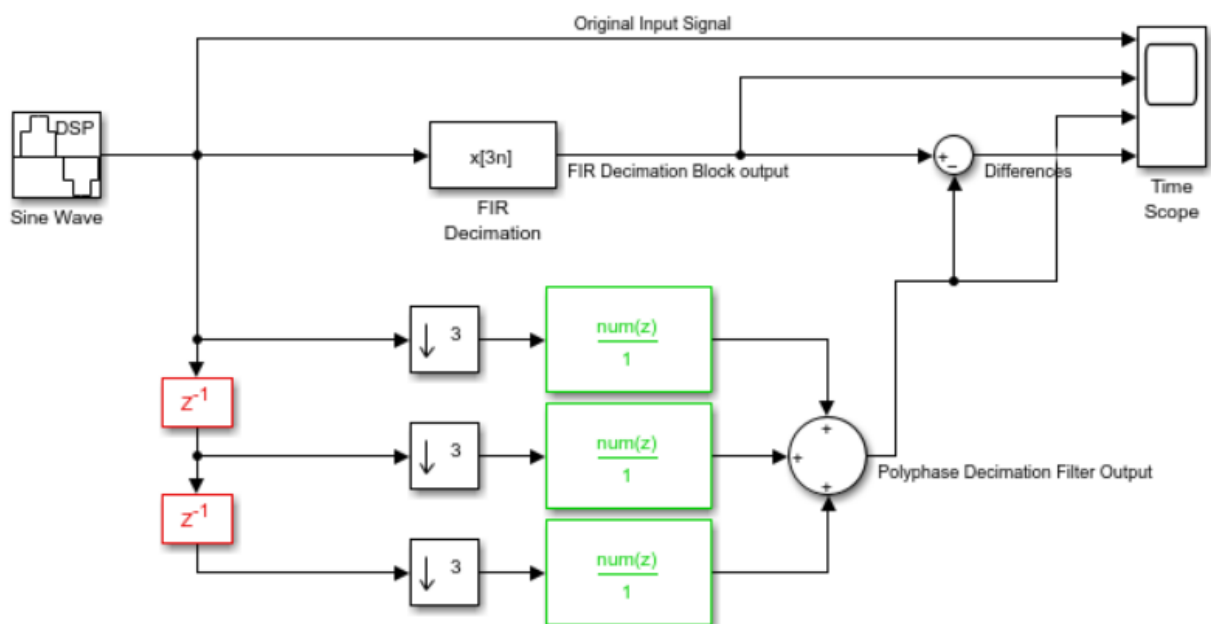


Рисунок 2.9 – Багатофазне розкладання КІХ-фільтр дециматора  $H(z)$ .

Багатофазне проріджування виходить шляхом застосування тотожностей Ноубла до рисунку 2.9.

Процес багатофазного проріджування виконує послідовно-паралельне перетворення, при якому  $M$  вхідних відліків відправляються в  $M$  підфільтрів у момент часу  $t = mM$  за допомогою  $M$  знижувальних дискретизаторів. У момент часу  $t = 0 (m = 0)$  вхідні вибірки  $\{x_0[0] = x[0], x_1[0] = x[-1], \dots, x_{M-1}[0] = x[M]\}$  відправляються на підфільтри  $\{H_0[z], H_1[z], \dots, H_{M-1}[z]\}$ . На момент часу  $t = 1 (m = 1)$  вхідні вибірки  $\{x_0[1] = x[M], x_1[1] = x[M - 1], \dots, x_{M-1}[1] = x[1]\}$  відправляються на підфільтри.

Багатофазний дециматор також може бути представлений еквівалентно вхідного комутатора, як показано на рисунку 2.10. Вхідний комутатор розбиває вхідний сигнал  $x[n]$  на підпоследовності з меншою швидкістю  $\{x_0[m], x_1[m], x_2[m], \dots, x_{M-1}[m]\}$  і вводить відліки за виразом:

$\{x[t - M + 1], \dots, x[t - 1], x[t]\} (t = mM)$  один за одним проти годинникової стрілки до підфільтрів  $H_{M-1}(z), \dots, H_2(z), H_1(z), H_0(z)$ .

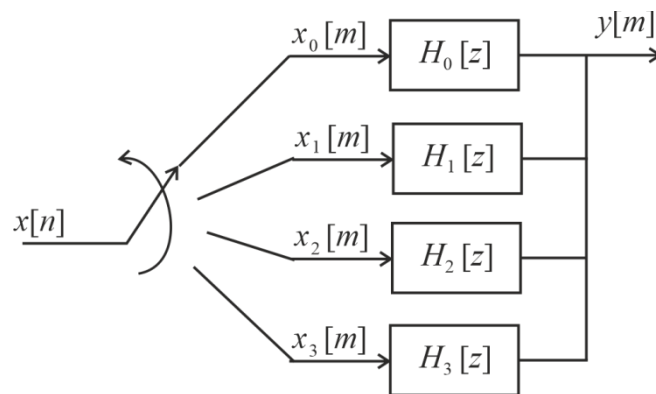


Рисунок 2.10 – Багатофазне проріджування із вхідним комутатором, що обертається проти годинникової стрілки.

Обидва багатофазні дециматори, показані на рисунках 2.11 і 2.12, призводять до одного і того ж результату  $y[m]$ .

Розглянемо багатофазну інтерполяцію. Та сама процедура багатофазного проріджування використовується для реалізації ефективної структури багатофазної інтерполяції. Багатофазне розкладання КІХ-фільтра  $G(z)$  та тотожності Ноубла для інтерполяції дозволяють отримати структуру багатофазної інтерполяції на рис. 2.11.

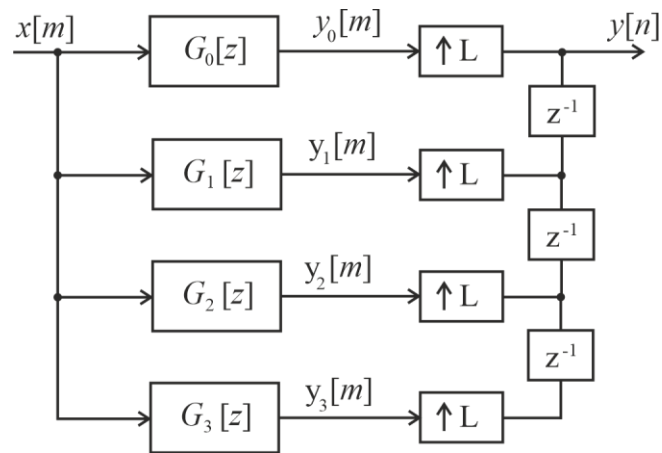


Рисунок 2.11 – Багатофазне розкладання інтерполяційного КІХ-фільтра  $G(z)$ .

Фільтруючи вхід  $x(m)$  на рисунку 2.11, створіть підпоследовності:

$$\{y_0(m), y_1(m), y_2(m), \dots, y_{M-1}(m)\}, \quad \text{які піддаються підвищуючій}$$

дискретизації з коефіцієнтом  $L$  і затримуються на  $z^\lambda$ , ( $0 \leq \lambda \leq M - 1$ ) при вищій частоті дискретизації для отримання багатофазної компоненти вихідного сигналу  $y(n)$ .

Багатофазний інтерполятор може використовувати комутатор для об'єднання підпоследовностей.

$\{y_0(m), y_1(m), y_2(m), \dots, y_{M-1}(m)\}$  та створити вихідний сигнал  $y(n)$  з послідовністю вибірок

$$\{y_0(0), \dots, y_{M-1}(0), y_0(1), \dots, y_{M-1}(1)\}.$$

## 2.7 Контур фазового автопідлаштування частоти

Основним компонентом багатьох підсистем синхронізації є контур фазового автопідлаштування частоти. PLL – це один із типів синхронізуючих систем, що використовуються для синхронізації фази та частоти вихідного сигналу з вхідним або опорним сигналом. Існує багато конструкцій PLL та стратегій реалізації. У роботі використовується метод зворотного зв'язку, що дозволяє компенсувати фазову помилку.

Розглянемо безперервну PLL. У цифрових системах зв'язку PLL використовується для синхронізації гетеродинів у приймачі з генераторами, що використовуються в передавачі, що відомо як синхронізація фази несучої, або для синхронізації тактового сигналу даних у приймачі з тактовим сигналом даних, що використовується в джерелі даних, який відомий як часова синхронізація символів. PLL у цих випадках використовуються як пристрій для відстеження фази та частоти синусоїди. Приклад простої системи ФАПЧ, яка відстежує фазу вхідної синусоїди, показано на рис. 2.12 і складається з трьох основних компонентів: фазового детектора, контурного фільтра  $F(s)$  та генератора, керованого напругою (ГКН).

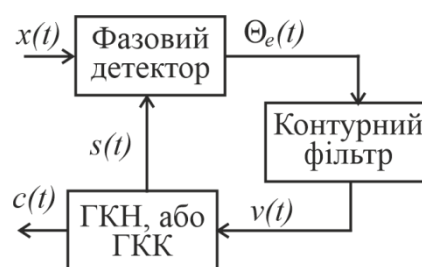


Рисунок 2.12 – Блок-схема PLL із безперервним часом.

Вхідний опорний сигнал:  $x(t) = A \cos(\omega_0 t + \Theta(t))$

Вихідний сигнал:  $c(t) = \cos(\omega_0 t + \Theta(t))$

Сигнал локального генератора:  $s(t) = -\sin(2\pi f_0 t + \Theta_0(t))$

Сигнал помилки:  $\Theta_e(t) = K_p (\Theta_i(t) + \Theta_0(t))$ .

Вхід контуру  $x(t) = A \cos(\omega_0 t + \Theta(t))$  і вихід ГКН  $y(t) = \cos(\omega_0 t + \hat{\Theta}(t))$  використовуються як входи фазового детектора, який виводить різницю фаз між двома входами,  $g(\Theta(t) - \hat{\Theta}(t))$ . Фазова помилка, яка є різницею  $\Theta(t) - \hat{\Theta}(t)$ , позначається  $\Theta_e(t)$  і фільтрується контурним фільтром  $F(s)$  для отримання керуючої напруги  $v(t)$ . Фаза ГКН задається керуючою напругою  $v(t)$  і пов'язана з виходом ГКН  $y(t) = \cos(\omega_0 t + \hat{\Theta}(t))$  фазовим співвідношенням

$$\hat{\Theta}(t) = k_0 \int_{-\infty}^t v(x) dx$$

(2.5)

де  $k_0$  - коефіцієнт пропорційності, відомий як коефіцієнт підсилення ГКН. Контур призначений для зменшення фазової помилки до нуля шляхом регулювання керуючої напруги  $v(t)$  для отримання оцінки фази  $\hat{\Theta}(t)$ . S-крива типового детектора фазової помилки показана на рис. 2.13 візуалізує це шляхом побудови залежності  $g(\Theta_e)$  від  $k_0$ . Позитивна фазова помилка  $\Theta(t) > \hat{\Theta}(t)$  означає, що фаза вихідного сигналу ГКН має бути збільшена, оскільки вона відстає від вхідного сигналу контуру. Для збільшення вихідної фази ГКН  $\hat{\Theta}(t)$  збільшується позитивна керуюча напруга, що дає бажаний результат. Точно так само, якщо фазова помилка негативна  $\Theta(t) < \hat{\Theta}(t)$ , фаза виходу ГКН зменшується, коли напруга, що управляє, негативна.

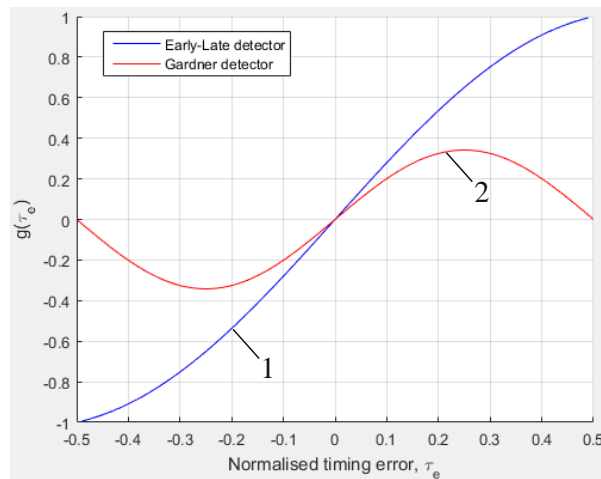


Рисунок 2.13 – Типова залежність входу/виходу фазового детектора (1 – детектор Early-Late; 2 – детектор Gardner)

Фазовий детектор, як правило, є нелінійною функцією фаз входів, тому його фазовий еквівалент, показаний на рис. 2.14 являє собою нелінійну систему зі зворотним зв'язком.

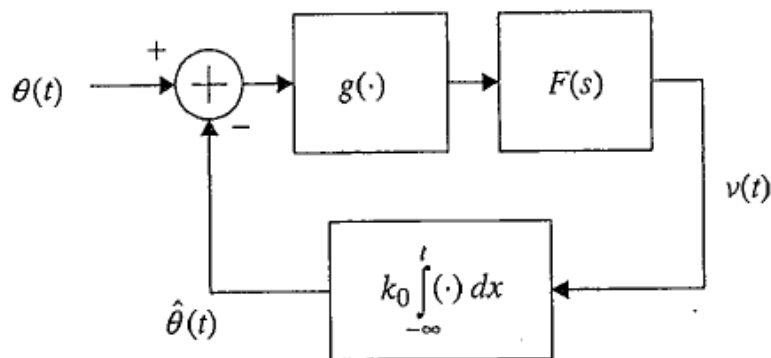


Рисунок 2.14 – Фазовий еквівалент PLL, показаного на рисунку 2.12.

Щоб проаналізувати нелінійну систему зі зворотним зв'язком, загальний метод у тому, щоб лінеаризувати систему робочої точки. Еквівалентна петля фази лінеаризується та набуває форми рисунка 2.15 з робочою точкою при  $\Theta_e = 0$ .

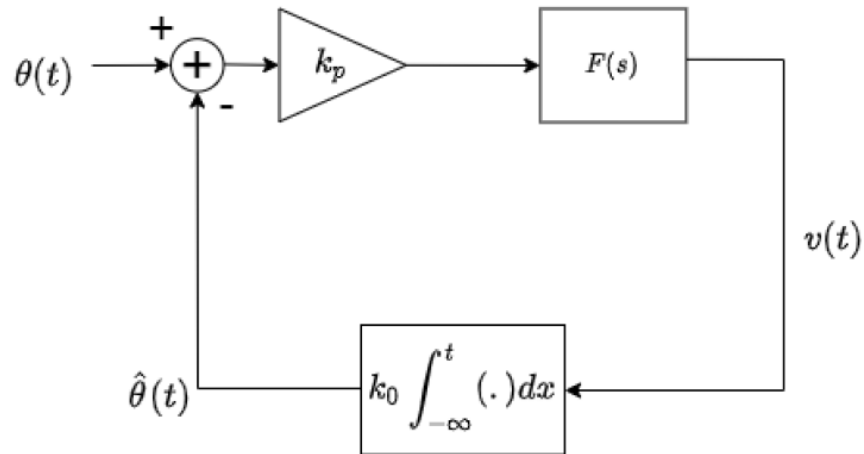


Рисунок 2.15 – Лінеаризована ФАПЧ у часовій області.

Еквівалент в області частоти можна обчислити за допомогою методів перетворення Лапласа, що показано на рис. 2.16.

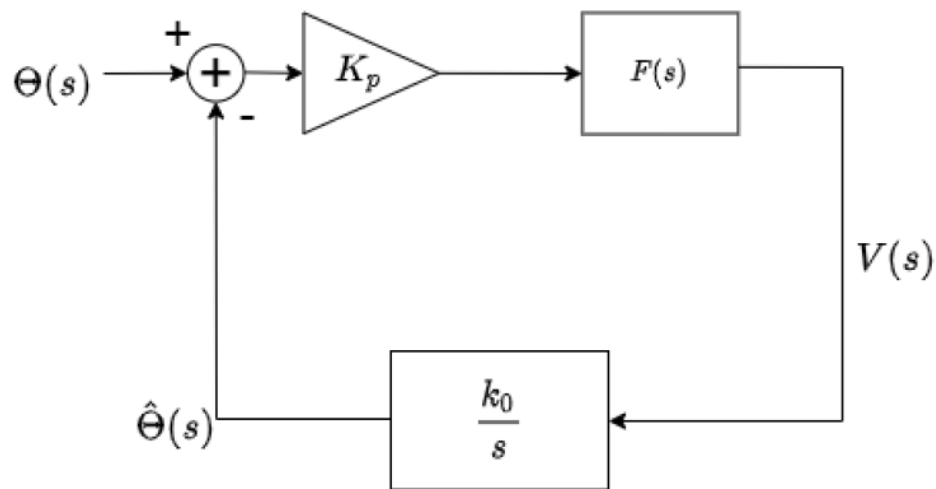


Рисунок 2.16 – Лінеаризована фазова еквівалентна ФАПЧ у частотній ділянці.

Передаточна функція для фазової помилки та вихідної фази VCO:

$$G_a(s) = \frac{\Theta_e(s)}{\Theta(s)} = \frac{s}{sk_0k_pF(s)} \quad (2.6)$$

$$H_a(s) = \frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = \frac{k_0k_pF(s)}{s + k_0k_pF(s)} \quad (2.8)$$

Робота PLL характеризується використанням як фазової помилки  $\Theta_e(t)$ , так і вихідного сигналу ГКН  $\hat{\Theta}(t)$ .

Для ідеальної системи ФАПЧ оцінка фази дає нульову фазову помилку, яка є характеристикою поряд з функцією передачі фазової помилки, яка використовується для визначення бажаних властивостей контурного фільтра  $F(s)$ . Робота PLL характеризується функцією передавання оцінки фази або функцією передавання контуру.

Є два входи, які становлять особливий інтерес при характеристиці продуктивності PLL, реакції на стрибок та характеристику лінійної зміни. Введення перехідної характеристики у частотній ділянці визначається виразом:

$$\Theta(s) = \frac{\Delta\Theta}{s} \quad (2.7)$$

де  $\Delta\Theta$  - різниця фаз, а вхід лінійного відгуку в частотній ділянці визначається виразом:

$$\Theta(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} \quad (2.8)$$

Перехідна характеристика фазової помилки PLL визначається шляхом заміни 2,9 на 2,7 та рішення для  $\Theta_e(s)$

$$\Theta_{e\_step}(s) = \frac{\Delta\Theta}{s + k_0 k_p F(s)} \quad (2.9)$$

Стаціонарна фазова помилка виходить шляхом застосування теореми про кінцеве значення для перетворень Лапласа до 2,11, що дає

$$\Theta_{e\_step}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{s\Delta\Theta}{s + k_0 k_p F(s)} \right] = 0, \quad F(0) \neq 0 \quad (2.10)$$

Це означає, що фазова помилка, що встановилася, для ступінчастого входу дорівнює нулю, поки контурний фільтр має ненульове посилення по постійному струму. Та ж процедура зі зміною фази використовується для отримання виразу для фазової помилки, що встановилася, при постійному зміщенні частоти. Підстановка фазової рампи 2.10 у передатну функцію фазового виходу 2.8 ГКН дає

$$\Theta_{e\_ramp}(s) = \frac{\Delta\Theta}{s + k_0 k_p F(s)} \quad (2.11)$$

Обчислення стаціонарної реакції лінійної зміни фазової помилки за допомогою теореми про кінцеве значення дає

$$\Theta_{e\_ramp}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{s\Delta\Theta}{s + k_0 k_p F(s)} \right] = 0, \quad F(0) \neq 0 \quad (2.12)$$

Це означає, що фазова помилка, для лінійно змінного входу дорівнює нулю, контурний фільтр має нескінченне посилення по постійному струму.

Розглянемо фазове автопідлаштування з дискретним часом. Така PLL структурно нагадує PLL з безперервним часом. Він складається з трьох основних компонентів: фазового детектора з дискретним часом, петлевого фільтра з дискретним часом і прямого цифрового синтезатора і влаштований так само, як і в системі ФАПЧ з безперервним часом.

Дискретна модель PLL реалізована як цифрова схема фазового автопідлаштування частоти (DPLL), яка є цифровим поданням PLL. Є кілька переваг використання DPLL порівняно з аналоговим PLL. Аналогова ФАПЧ

стикається з багатьма проблемами проектування, такими як напруга живлення, шум, температурний шум і велика площа, займана компонентами контурного фільтра, такими як резистори та конденсатори, на відміну від його цифрового подання, яке забезпечує високу стійкість до шуму напруги живлення та коливань температури [10]. Проектування DPLL здійснюється програмним забезпеченням і, отже, може скоротити час на перепроєктування та перевірку помилок. На відміну від DPLL, аналоговий PLL вузька смуга пропускання контуру вимагає громіздких компонентів контурного фільтра, які не тільки займають багато місця, але також призводять до власного резонансу і мікрофонності при використанні керамічних конденсаторів [10].

Розглянемо ФАПЧ другого порядку. Існують різні системи PLL. Найбільшого поширення в цифрових системах зв'язку набули ЦФАПЧ другого порядку завдяки їх здатності коригувати зсув як по фазі, так і частоті, а також простоті реалізації [8]. Похідним умовам 2.12 та 2.14 задовольняє петльовий фільтр пропорційний плюс інтегратор, який має наступну передатну функцію:

$$F(s) = k_1 + \frac{k_2}{s} \quad (2.13)$$

де коефіцієнт  $k_1$  є пропорційним коефіцієнтом підсилення, а другий коефіцієнт являє собою ідеальний інтегратор з нескінченною пам'яттю і коефіцієнтом підсилення  $k_2$ . PLL з характеристиками контуру 2,15 відомий як PLL другого порядку, а передатна функція фільтру контуру може бути виражена наступним чином:

$$H_a(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega^2}, \quad (2.14)$$

який є петлевым фільтром другого порядку. Полюси для цього петлевого фільтра другого порядку дорівнюють:

$$p_1, p_2 = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (2.15)$$

$\xi$  характеризує вихід контуру і відомий як коефіцієнт демпфування. При  $\xi < 1$  полюси являють собою комплексно-спряжені пари, і система вважається недодемпфованою через відгук контуру, що демонструє загасання коливання. Для  $\xi > 1$  полюси дійсні і різні, і система вважається передемпфованою через те, що відгук контуру є сумою загасаючих експонент. При  $\xi = 1$  полюси дійсні і повторюються, а система вважається критично загасаючою, оскільки відгук контуру знаходиться на межі між загасаючими коливаннями і загасаючими експонентами.  $\omega_n$  називається власною частотою і разом з  $\xi$  входить у вираз ширини смуги пропускання контуру.

$$B_n = \frac{\omega_n}{2} \left( \xi + \frac{1}{4\xi} \right) \quad (2.16)$$

Для ФАПЧ другого порядку з контурним пропорційним фільтром плюс інтегратора безперервна ФАПЧ показана на 2.21, а її лінеаризований фазовий еквівалент - на рис. 2.17.

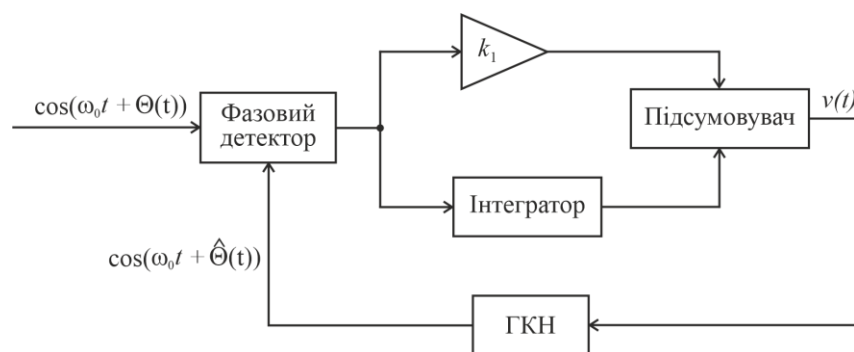


Рисунок 2.17 – Система ФАПЧ із безперервним часом роботи з контурним фільтром пропорційного плюс інтегратора.

Проектування ФАПЧ з дискретним часом часто починається з проектування ФАПЧ з безперервним часом та його еквівалентного контуру.

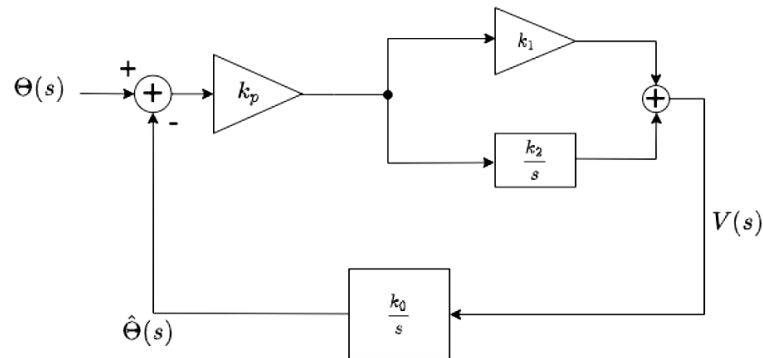


Рисунок 2.18 – Лінеаризована ФАПЧ безперервного часу

PLL з безперервним часом перетворюється на PLL з дискретним часом, рис. 2.19.

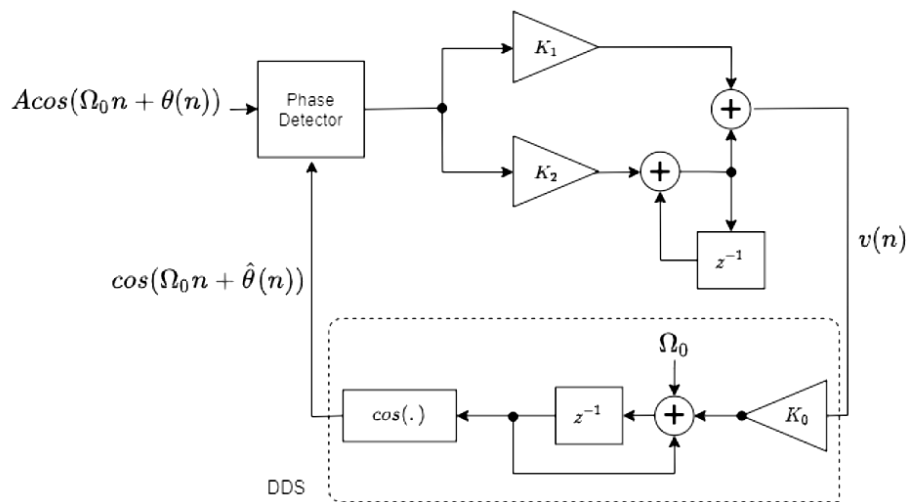


Рисунок 2.19 – Дискретна система ФАПЧ із контурним фільтром пропорційного плюс інтегратора.

Для безперервного циклу. передатна функція циклу

$$H_a(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Для контуру з дискретним часом передатна функція має вигляд

$$H_d(z) = \frac{K_p K_0 (K_1 + K_2) z^{-1} - K_p K_0 K_1 z^{-2}}{1 - 2 \left( 1 - \frac{1}{2} K_p K_0 (K_1 + K_2) \right) z^{-1} + (1 - K_p K_0 K_1) z^{-2}} \quad (2.17)$$

де  $\xi$  та  $\omega_n$ . Еквівалентну систему з безперервним часом перевести в дискретний за рівнянням Тастина:

$$\frac{1}{s} \rightarrow \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (2.18)$$

За рівняння Тастина, безперервний часу з дискретним, можна представити як:

$$H \left( \frac{2}{T} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) = \frac{\frac{2\xi\Theta_n + \Theta_n^2}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2} + 2 \frac{\Theta_n^2 - \xi\Theta_n}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2} z^{-1} + \frac{\Theta_n^2}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2} z^{-2}}{1 - 2 \frac{\Theta_n^2 - 1}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2} z^{-1} + \frac{1 - 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2} z^{-1}} \quad (2.19)$$

$$\Theta_n = \frac{\omega_n T}{2} \quad (2.20)$$

Наступні вирази знаходимо прирівнюванням  $H_d(z)$  і  $H_a \left( \frac{2}{T} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right)$ :

$$1 - \frac{1}{2} K_p K_0 (K_1 + K_2) = \frac{\Theta_n^2 - 1}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2} \quad (2.21)$$

$$1 - K_p K_0 K_1 = \frac{1 - 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2}$$

Рішення констант циклу дає:

$$K_p K_0 K_1 = \frac{4\xi\Theta_n}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2}$$

$$K_p K_0 K_2 = \frac{4\xi\Theta_n^2}{1 + 2\xi\Theta_n + \Theta_n^2}$$

Константи контуру залежать від коефіцієнта згасання  $\zeta$ , власної частоти  $\omega_n$  та періоду дискретизації. Терміни  $\zeta$ ,  $T$  і еквівалентна ширина смуги контуру  $B_n$  можуть використовуватися для вираження констант контуру шляхом рішення виразу для  $B_n$  щодо  $\omega_n$ , виразу  $\omega_n$  через  $B_n$  і підстановки 2,25. Для фільтра контуру РІ  $B_n$  пов'язано з  $\omega_n$ . Рішення для  $\omega_n$  та заміна дає:

$$\Theta_n = \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}}$$

Підстановка співвідношення 2.25 дає:

$$K_p K_0 K_1 = \frac{4\xi \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)}{1 + 2\xi \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)^2}$$

$$K_p K_0 K_2 = \frac{4 \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)^2}{1 + 2\xi \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)^2} \quad (2.22)$$

вказівка ширини смуги шуму щодо швидкості передачі символів  $2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ . Підставивши  $N = Ts$  у виразі 2.26, що дає

$$\Theta_n = \frac{B_n T_s}{N \left( \xi + \frac{1}{4\xi} \right)} \quad (2.23)$$

а потім виходить наступний вираз констант циклу:

$$K_p K_0 K_1 = \frac{\frac{4\xi}{N} \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)}{1 + \frac{2\xi}{N} \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)^2}$$

$$K_p K_0 K_2 = \frac{\frac{4}{N^2} \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)^2}{1 + \frac{2\xi}{N} \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\xi + \frac{1}{4\xi}} \right)^2} \quad (2.24)$$

## 2.8 Часова синхронізація символів

Розглянемо узгоджений фільтр. На рис. 2.20 показано здатність узгодженого фільтра знижувати ISI.

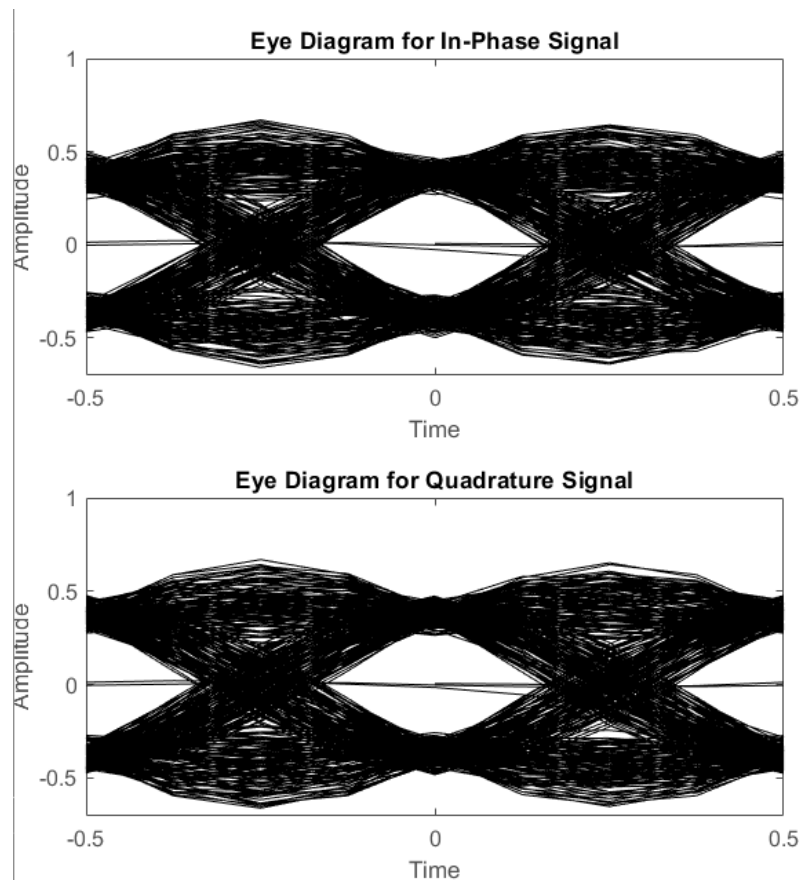


Рисунок 2.20 – Око - діаграма для компонентів I та Q

Щоб зробити сигнал придатним для передачі по каналу зв'язку, в передавачі можна використовувати фільтр, що формує імпульс, а в приймачі - узгоджений фільтр.

Мета цього методу полягає в тому, щоб обмежити його ефективну смугу пропускання, збільшити SNR сигналу, що приймається, і зменшити міжсимвольні перешкоди від багатопробієвих каналів і нелінійностей [14]. Виконання узгодженої фільтрації символу зменшує різкі переходи по фазі та частоті, що призводить до спектрально ефективного сигналу.

Розглянемо піднятий косинус квадратного кореня (SRRC). Зазвичай цієї мети у комунікаціях використовується фільтр SRRC [14]. Фільтр SRRC має імпульсну характеристику:

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} \left( 1 - \alpha + 4 \frac{\alpha}{\pi} \right), & t = 0 \\ \frac{\alpha}{\sqrt{2T_s}} \left[ \left( 1 + \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{4\alpha} + \left( 1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos \frac{\pi}{4\alpha} \right) \right], & t = \pm \frac{T_s}{4\alpha} \\ \frac{1}{\sqrt{T_s}} \frac{\sin \left[ \pi \frac{t}{T_s} (1 - \alpha) \right] + 4\alpha \frac{t}{T_s} \cos \left[ \pi \frac{t}{T_s} (1 + \alpha) \right]}{1}, & \text{інше} \end{cases} \quad (2.25)$$

де  $T_s$  – період символу, а  $\alpha \in [0,1]$  – коефіцієнт спаду. Формування імпульсу в передавачі та узгодження фільтрація у приймачі за допомогою SRRC-фільтра створює схеми фільтрів Найквіста для сигналів, які зменшують або зменшують усунути ІЗІ [14].

Під час цих етапів фільтрації в передавачі та приймачі реалізуються, відповідно, підвищує дискретизація/інтерполяція та знижуюча дискретизація/децимація, які зменшують їх ефективну смугу пропускання. Однак апсемплінг по суті збільшує так звану площу поверхні символу, полегшуючи його визначення, оскільки на приймачі буде кілька його копій

[14]. Обмін відновлюваністю на смугу пропускання, оскільки дані будуть проводитися з тією ж швидкістю від передавача, але не використовуватимуть всю доступну смугу пропускання [14]. Багатофазний фільтр можна використовувати для формування імпульсів та узгодженої фільтрації, що забезпечує дуже ефективну реалізацію, оскільки відгалуження застосовуватимуться з меншою швидкістю в кожному окремому плечі.

Розглянемо багатофазний інтерполятор. Мета інтерполяторів полягає в тому, щоб обчислити бажані вибірки із заданих вибірок зсуву, забезпечуючи оптимальні точки вибірки. Цей процес називається інтерполяцією і в основному відновлює переданий сигнал основної смуги частот прийнятого сигналу. І тому можна використовувати кілька різних алгоритмів інтерполяції.

На рис. 1.5 узгоджений фільтр та інтерполятор розділені, і, таким чином, узгоджений фільтр надає інтерполятору відфільтровані вибірки. Така конфігурація є загальною для популярного класу КІХ-інтерполюючих фільтрів, відомих як шматково-поліноміальні інтерполяційні фільтри, де інтерполяційний фільтр підганяє поліном до коефіцієнтів фільтра. Перетворення цих фільтрів на апаратні засоби призводить до створення ефективної структури фільтра, званої структурою Фарроу [12].

Іншим підходом є процес інтерполяції банку поліфазних фільтрів. Замість того, щоб мати окремий процес для узгодженого фільтрування та інтерполяції, цей процес можна об'єднати в один. Шляхом використання версії узгодженого фільтра з підвищеною частотою дискретизації як інтерполяційного фільтра та використання багатофазної декомпозиції узгодженого фільтра з підвищеною частотою дискретизації [5]. Таким чином, узгоджена і інтерполяційна фільтрація ефективно виконуються в одному процесі замість двох.

Багатофазна декомпозиція узгодженого фільтра з підвищеною дискретизацією призводить до структури, аналогічної раніше показаного багатофазного проріджувача на рис. 2.11 та багатофазного інтерполятора на рис. 2.13, за винятком того, що не виконується дискретизація, що підвищує або знижує. По суті це призводить до набору підфільтрів, кожен з яких

відрізняється по фазі від іншого, як показано на рис. 2.27 де  $v(nT_s)$  являє собою дискретизований вхід банку фільтрів. Кожен підфільтр потім фільтрує вхід,  $v(nT_s)$ , але тільки одна з гілок забезпечує оптимальне усунення синхронізації. Час цикл синхронізації повинен вибрати відповідну гілку, найближчу до усунення синхронізації. На рис. 2.27  $M$  – кількість гілок фільтра,  $x(lT_s)$  – відфільтрований вихідний сигнал,  $T_s$  – період дискретизації прийнятого модулюючого сигналу, а  $\mu$  – дробовий інтервал або зміщення, яке перетворюється на різні фази гілок.  $\mu$  використовується для отримання значення індексу, який вибирає правильну гілку фільтра.

Розглянемо детектор помилок синхронізації. TED видає сигнал помилки  $e(k)$ , який є функцією помилки синхронізації, що зазвичай робиться один раз для кожного символу на основі вихідних інтерполяторів. Припустимо, що є ідеальний інтерполятор, який обчислює інтерполятор  $x(kT_s + \tilde{\tau})$ , використовуючи оцінку тимчасової затримки  $\tau$  і вихідні дані узгодженого фільтра. Interpolant може бути виражений як

$$x(kT_s + \vartheta) = K \sum_m a(m) r_p((k-m)T_s + \vartheta - \tau) + v(kT_s + \vartheta) \quad (2.26)$$

де тимчасова помилка дорівнює  $\tau_e = \tau - \vartheta$  і  $K = \frac{G_a}{T}$ . Характеристики TED описуються S-подібною кривою  $g(\tau_e)$  [12].

Існують різні алгоритми виявлення часу, які можна використовувати в структурі зворотного зв'язку, і кожен із них має свій набір вимог, таких як TED без підтримки даних та TED з підтримкою даних. Метод на основі даних передбачає, що передані символи (навчальна послідовність) відомі. Метод Decision-Directed (DD) – це особлива підкатегорія Data-Aided, де ухвалення рішення використовуються декодовані символи. Двома поширеними TED, орієнтованими прийняття рішень, є алгоритм перетину нуля і алгоритм Мюллера-Мюллера. Метод без допомоги даних використовує отримані вибірки

без будь-яких попередніх відомостей про сигнал, що передається. Двома поширеними TED є алгоритми Гарднера та алгоритми раннього-пізнього.

Перетин нуля TED. ZCTED заснований на визначенні точок перетину нуля на очковій діаграмі. Він працює з 2 відліками на символ і забезпечує нульову помилку, коли кожен другий відлік вирівняний у часі з перетином нуля на виході узгодженого фільтра [12]. Припускаючи, що узгоджений фільтр виробляє вихідні дані зі швидкістю 2 вибірки/символ і індексуються індексом символу  $k$ :

$$\begin{aligned} &K, x((k-1)T_s - \tau), x((k-1/2)T_s - \tau), x(kT_s - \tau), \\ &x((k+1/2)T_s - \tau), x((k+1)T_s - \tau), K, \\ &x((k+1)T_s - \tau), x((k+1)T_s - \tau), \dots \end{aligned}$$

Потім сигнал помилки синхронізації може бути виражений як:

$$e_{ZCTED}(k) = x\left(\left(k - \frac{1}{2}\right)T_s + \theta\right) [\hat{a}(k-1) - \hat{a}(k)] \quad (2.27)$$

для тимчасової синхронізації символів за допомогою даних. Для синхронізації символів, спрямованої на рішення, це може бути виражене як.

Розглянемо Гарднер TED. Подібно до ZCTED, GTED заснований на знаходженні перетину нуля на глазковій діаграмі. Він працює з частотою 2 відліку на символ і був розроблений для роботи з BPSK та QPSK [12]. Припустимо, що той самий вихідний сигнал узгодженого фільтра, показаний у послідовності відліків 2.32, доступний при 2 відліках на символ і що вони індексуються з використанням індексу символу  $k$ . Потім сигнал помилки GTED може бути виражений як:

$$e_{GTED}(k) = x\left(\left(k - \frac{1}{2}\right)T_s + \hat{\tau}\right) - x(kT_s + \hat{\tau}) \quad (2.28)$$

GTED використовує  $x\left(\left(k - \frac{1}{2}\right)T_s + \hat{\tau}\right)$  та  $x(kT_s + \hat{\tau})$  замість рішень символів  $\hat{a}(k-1)$  та  $\hat{a}(k)$ , які використовує ZCTED. Оскільки метод Гарднера не є методом прийняття рішень, надмірна смуга пропускання  $\alpha$  фільтра передачі повинна бути  $\alpha(0,4, 1)$ . Важливою особливістю GTED є те, що він інваріантний до обертання, що означає, що при фіксованому  $\hat{\tau}(k)$  не залежить від будь-якого обертання фази несучої і, отже, може забезпечити тимчасову синхронізацію до синхронізації фази несучої системи зв'язку, що використовують модуляцію BPSK та QPSK. [12].

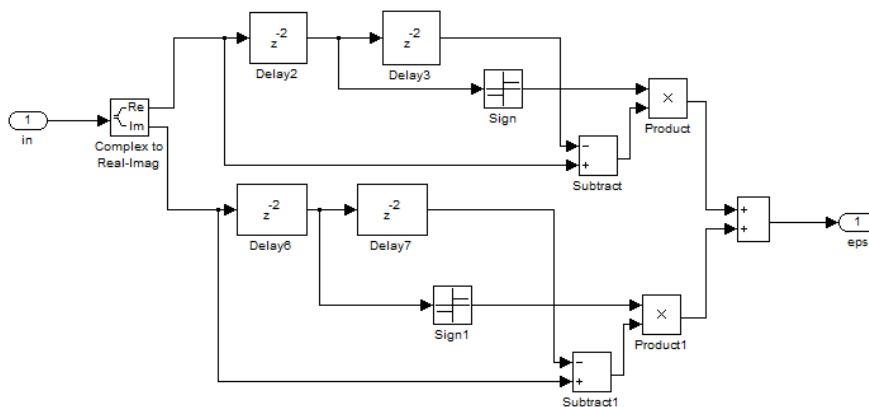


Рисунок 2.21 – Детектор помилок синхронізації Гарднера.

Розглянемо контурний фільтр. Метою контурних фільтрів є підтримання стабільності швидкості корекції, а динаміка загальної системи ФАПЛ залежить від контурного фільтра [14]. Є дві основні завдання, які виконує петлевий фільтр. Один з них зводить зсув фази між входом і виходом нанівець, а також відстежує зсув частоти з деякими обмеженнями. Другим завданням є придушення шумових і високочастотних складових сигналу. Для цього використовується петлевий фільтр – пропорційно-інтегральний фільтр.

Контурний фільтр пропорційного плюс інтегратора. Фільтр контуру ПІ складається із двох частин, одна з яких є пропорційним компонентом, а інша є компонентом інтегратора. Пропорційна складова визначається як  $K_p$  і є коефіцієнтом посилення.

$$e_p(k) = K_p \times e(k) \quad (2.29)$$

Компонент інтегратора визначається як  $K_i$  і є ідеальним інтегратором.

$$e_i(k) = e_i(k-1) + K_i \times e(d) \quad (2.30)$$

Вихідний сигнал контурного фільтра стає таким:

$$v(n) = e_i(k) + e_p(k) \quad (2.31)$$

Модель фільтра контуру ПІ з дискретним часом показано на рис. 2.22.

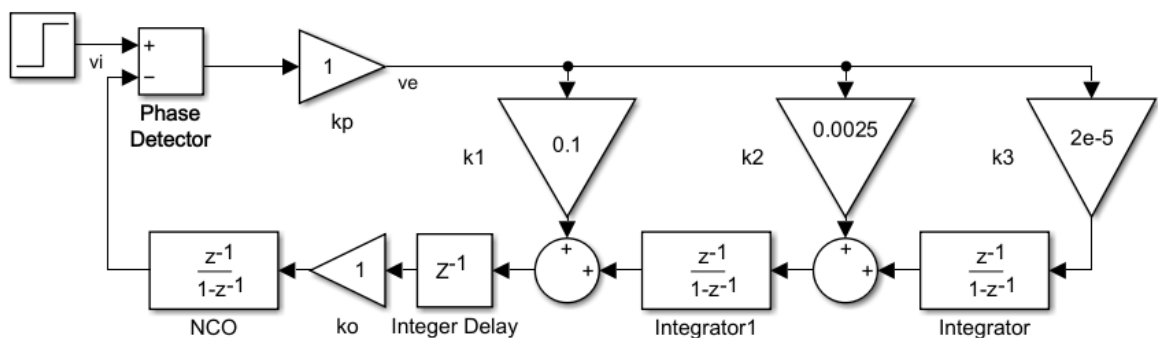


Рисунок 2.22 – Модель фільтра контуру ПІ з дискретним часом.

Як  $K_p$ , так і  $K_i$  є компонентами, які залежать від загальної характеристики системи ФАПЧ, такий як її коефіцієнт демпфування і власна частота  $\omega_n$ , які обговорювалися в розділі 2.6 для DPLL другого порядку.

$K_p$  і  $K_i$  можна встановити, якщо відомі  $K_0$  і  $K_D$ , де  $K_0$  коефіцієнт посилення NCO в системі з дискретним часом, а  $K_D$  коефіцієнт посилення детектора фазової помилки. Загальноприйнятою практикою є вказівка ширини смуги шуму щодо швидкості передачі символів  $1/T_s$ , після чого співвідношення коефіцієнтів посилення контуру і параметрів контуру може бути отримано шляхом рішення  $K_p$  і  $K_i$  з рівнянь 2.29:

$$K_p = \frac{1}{K_d K_0} \frac{\frac{4\xi \left( \frac{B_n T_s}{\xi + 1/4\xi} \right)}{N}}{1 + \frac{2\xi \left( \frac{B_n T_s}{\xi + 1/4\xi} \right)}{N} + \left( \frac{B_n T_s}{\xi + 1/4\xi} \right)^2}$$

$$K_i = \frac{1}{K_d K_0} \frac{\frac{4 \left( \frac{B_n T_s}{\xi + 1/4\xi} \right)^2}{N^2}}{1 + \frac{2\xi \left( \frac{B_n T_s}{\xi + 1/4\xi} \right)}{N} + \left( \frac{B_n T_s}{\xi + 1/4\xi} \right)^2}$$

Розглянемо контролер інтерполятора.

Завдання контролера інтерполятора у тому, щоб забезпечити необхідну сигналізацію для інтерполятора. Контролер інтерполятора надає  $k$ -й індекс базової точки  $m(k)$  та  $k$ -й дробовий інтервал  $\mu(k)$  інтерполятору, як показано на рисунку 1.5. Зазвичай індекс базової точки явно не обчислюється, а ідентифікується за сигналом, який часто називають стробом [12, гол. стор 475]. Керування інтерполяцією зазвичай використовує один із двох методів для забезпечення згаданої сигналізації. Один із них – метод на основі лічильника, а інший – рекурсивний метод.

Метод лічильника. Лічильник модуля 1 можна використовувати, коли інтерполянти потрібні для кожних  $N$  вибірок. Лічильник може бути спроектований таким чином, щоб занижувати або переповнювати кожні  $N$  вибірки, коли вони вирівняні з індексами базової точки. Зменшується за

модулем 1 лічильник, показаний на рис. 2.32 спрощує обчислення дробового інтервалу [12]. Лічильник зменшується в середньому на  $1/N$ , тому втрата значення відбувається кожні  $N$  вибірок в середньому [12]. Вирівнювання втрати значущості з періодами дискретизації для отримання бажаного інтерполянта виконується за допомогою вихідного сигналу контурного фільтра  $g(k)$  для коригування величини, яку зменшується значення лічильника. Стробуючий сигнал зазвичай використовується для індикації стану втрати значимості визначення індексу базової точки. Вміст лічильника за модулем 1 можна використовувати для обчислення дрібного інтервалу при втраті значущості. На рис. 2.32 показаний лічильник із зменшенням за модулем 1. У загальному випадку значення лічильника задовольняє рекурсії

$$\eta(n+1) = (\eta(n) - W(n)) \bmod 1 \quad (2.32)$$

де  $W(n) = 1/N + v(n)$  - вхід лічильника та поточна оцінка відношення  $T_i/T$ . Індекс  $n$  є індексом базової точки  $m(k)$  за втрати значимості лічильника зменшення. Увімкнення скорочення за модулем 1 виробляє

$$\eta(m(k)+1) = 1 + n(m(k) - W(m(k))) \quad (2.33)$$

Значення лічильника  $\eta(m(k))$  та  $1 - \eta(m(k)+1)$  утворюють подібні трикутники, як показано на рис. 2.31. Тоді можна встановити таке співвідношення

$$\frac{\mu(m(k))}{\eta(m(k))} = \frac{1 - \mu(m(k))}{1 - \eta(m(k)+1)}$$

Рішення для  $\eta(m(k))$  дає

$$\mu(m(k)) = \frac{\eta(m(k))}{1 - \eta(m(k) + 1) + \mu(m(k))} = \frac{\eta(m(k))}{W(m(k))} \quad (2.34)$$

Період втрати значущості (у вибірках) лічильника із зменшенням за модулем 1 становить. Період недоповнення становить N вибірок, а  $v(n)$  у середньому дорівнює нулю під час блокування.  $v(n)$  налаштувати період втрати значущості під час збору даних, щоб вирівняти втрату значущості із межами символу. Лічильник є декрементуючим лічильником, який грає роль DDS у загальній PLL, тому коефіцієнт посилення DDS  $K_0$  дорівнює -1 [12].

### Висновки до другого розділу

1. Наявність помилки синхронізації несучої частоти приводить до наступних ефектів: виникає фазова помилка несучої  $\varphi$ , що призводить до повороту сузір'я  $\bar{A}_k = e^{j\varphi} A_k$ ; виникає помилка несучої  $\Delta\omega$ , що призводить до обертання сузір'я модульованого сигналу у часі  $\bar{A}_k = e^{jKT\Delta\omega} A_k$ .

2. Якщо ці параметри можуть бути оцінені з достатньою точністю, розглянуті ефекти можуть бути компенсовані комплексним множником при обробці сигналу в основній смузі частот до операцій виявлення.

## **3 ЗАСОБИ РОЗРОБКИ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ НА БАЗІ ПРОГРАМНО КЕРОВАНОГО РАДІО**

### **3.1 Інструменти розробки**

Розглянемо інструменти, дизайн та реалізацію, які використовуються для вирішення проблеми синхронізації. Інструменти, що використовуються для аналізу, проектування, моделювання та реалізації системи синхронізації.

MATLAB - це програмне забезпечення, що використовується для ітеративного аналізу та процесів проектування з мовою програмування, яка безпосередньо виражає матричну та масивну математику. Використовується MATLAB версії 2018 року.

Simulink – це додаток до MATLAB, який можна використовувати для проектування та моделювання систем із використанням набору визначених блоків. Існує кілька розширень для Simulink, які включають більше зумовлених блоків для декількох апаратних операцій, які можуть бути реалізовані на різних ПЛІС і інструментах арифметичного аналізу з фіксованою точкою. Доповнення Communication System Toolbox надає алгоритми та інструменти для проектування, моделювання та аналізу систем зв'язку.

System Generator for DSP – надбудова для Simulink, створена Xilinx. Наперед визначені блоки корисні для тестування та реалізації алгоритмів продуктивності DSP на пристроях Xilinx. Він має можливість автоматичної генерації коду Simulink в упакований IP або низькорівневий мову опису обладнання (HDL) і випробувальний стенд HDL. Деякі зумовлені блоки Xilinx поставляються з інтерфейсом під назвою AXI, що означає розширений інтерфейс, що розширюється. Використовується System Generator версії 2018.3.

Розглянемо дизайнерський пакет Vivado. Vivado Design Suite виробляється Xilinx для синтезу та аналізу проектів HDL для розробки систем на кристалі та високорівневого синтезу для різних апаратних платформ,

включаючи FPGA. Vivado має можливість оцінити використання ресурсів проекту FPGA. Використовується Vivado Design Suite версії 2018.3.

Модель має бути здатною обробляти сигнал основної смуги частот з наступними властивостями:

- Планується використати багатофазний алгоритм тимчасової синхронізації символів.
- У проекті повинен використовуватися IP-компілятор FIR від Xilinx як банк багатофазних фільтрів.

### **3.2 Підхід до проектування**

Simulink надає зумовлені блоки для створення спрощеного приймача, який використовується як відправна точка для виконання моделювання. Багатофазна тимчасова синхронізація замінює визначений блок у приймач, щоб виконати тестування і перевірити, чи працює конструкція з точністю з плаваючою комою. Коли працює алгоритм тимчасової синхронізації символу, реалізується нова реалізація з використанням наперед визначених блоків Xilinx з точністю фіксованої точки, яка замінює попередній алгоритм.

Якщо алгоритм з визначеними блоками Xilinx показує результати з відповідною точністю фіксованої точки, проект легко переноситься у Vivado завдяки тому, що визначені блоки Xilinx засновані на IP-адресах у Vivado.

### **3.3 Модель Simulink**

Модель Simulink використовує плаваючу точку та розділена на чотири частини. Передавач, канал, приймач та постобробка.

Базова модель Simulink створюється для передавача, а потім модифікується відповідно до вимог, наведених у таблиці 3. Вибране початкове число випадкових двійкових даних відправляється блоком двійкових даних Бернуллі, який генерує випадкові двійкові числа з розподілом Бернуллі зі швидкістю 1 МГц з 50% ймовірність 0 1 для блоку диференціального кодувальника кодування. Закодований сигнал потім відправляється у перетворювач символів для модуляції. Блок модулятора основної лінії частот BPSK виконує модуляцію BPSK сигналу. Модульований символ потім фільтрується фільтром, що формує імпульси. Формування імпульсу виконується блоком SRRC Matched Filter з коефіцієнтом спаду  $\alpha = 0,350$ , порядок символів обраний рівним 8 і використовується коефіцієнт інтерполяції 4, що доводить висновок до 4 вибірок на символ, що призводить до частоти сигнал до 4 МГц. Загальна кількість відводів для

тоді узгоджений фільтр стає рівним  $4 \cdot 10 + 1 = 41$ . Порядок символів використовується для усічення імпульсної характеристики до кількості символів, що охоплює фільтр, оскільки ідеальний фільтр піднесеного косинуса має нескінченний імпульс відгук. Блок Delay and To Workspace використовується для зберігання відправлених бітів у масиві робочої області для обчислень BER. Огляд моделі перетворювача показано на рис. 3.1.

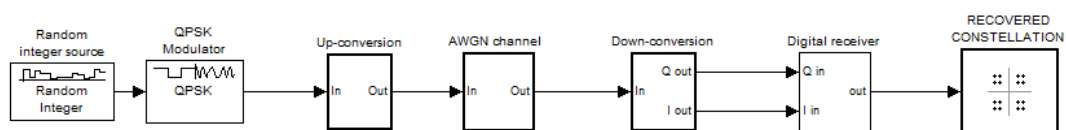


Рисунок 3.1 – Передавач і приймач Simulink

Канал піддає сигнал основної смуги спотворень, таким як адитивний білий гаусівський шум, фазовий зсув і тимчасова затримка. Сигнал основної лінії частот спочатку піддається зсуву фази від фази/частоти.

Блок зміщення, який застосовує зміщення фази та частоти до складного сигналу основної смуги частот. Потім сигнал основної смуги частот зі зсувом фази піддається впливу фіксованого або дробового змінного тимчасового зміщення. Блок затримки дробу затримує вхідний сигнал на задану кількість дробових вибірок. Якщо затримка має дрібне значення, блок використовує інтерполяцію, щоб отримати нові вибірки через нецілочисленні інтервали вибірки. Нарешті, додається адитивний білий Гаусівський шум  $E_b/N_0$  до того, як він досягне приймальної частини. Модель каналу показано на рисунку 3.2.

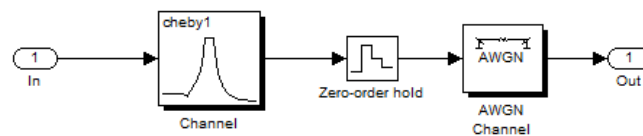


Рисунок 3.2 – Simulink-модель каналу

Розглянемо приймач. Спочатку блок SRRC Matched Filter ідентичний блоку в передавачі, за винятком того, що він не виконує інтерполяцію або проріджування сигналу, за яким слідує визначений блок синхронізації символу з перетином нуля та алгоритмом Гарднера для виправлення помилок зміщення синхронізації для перевірки параметрів каналів. Нарешті, блок синхронізації несучої використовується для виконання фазової та частотної синхронізації.

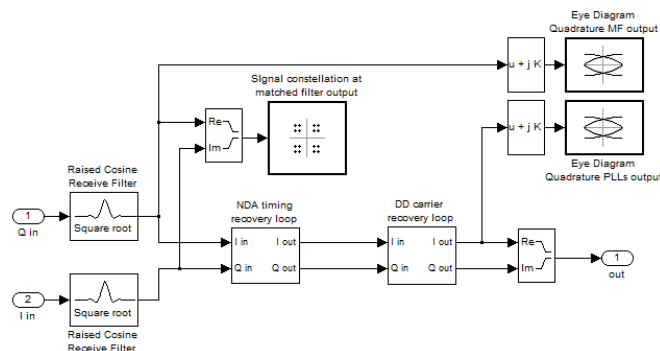


Рисунок 3.3 – Приймач з багатофазним алгоритмом тимчасової синхронізації символів Simulink



Алгоритми детекторів помилок Zero-Crossing та Gardner, показані в розділі 2.2, спочатку реалізуються з використанням операційних блоків Simulink. TED з перетином нуля показаний рисунку 3.8, а TED Гарднера показаний рисунку 3.9. Ця перша реалізація використовується для розуміння та полегшення виконання аналізу з фіксованою точкою за допомогою MATLAB Fixed-Point Designer. Потім виконується пізніша реалізація з використанням функціональних блоків MATLAB для симуляції з доданою логікою управління, як показано на рисунку 3.5. Блоків функцій MATLAB для обох TED .

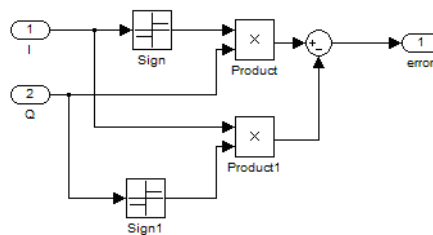


Рисунок 3.5 – Детектор помилок перетину нуля з операційними блоками Simulink

Вихід управляється стробуючим сигналом, що генерується контролером інтерполятора. Посилення детектора для кожного з детекторів помилок вимірюється шляхом моделювання шляхом розмикання контуру зворотного зв'язку та вимірювання середньої помилки через різні дробові затримки.

Контурний фільтр 2-го порядку реалізований за допомогою операційних блоків Simulink та показаний на рис. 3.13. Два коефіцієнти  $K_p$  та  $K_i$  розраховуються з використанням 2,40 та 2,41 відповідно. Коефіцієнт посилення детектора помилок  $K_D$  виводиться з  $s$ -кривої, показаної на рисунках 3.11 та 3.12 для кожного TED.  $S$ -криві виходять шляхом розмикання контуру тимчасової синхронізації та вимірювання середнього значення сигналу помилки  $e(k)$ . Для ЗКТЕД,

$K_D$  оцінюється в 4,07, а для Гарднера  $K_D = 1,24$ , коли  $E_b/N_0 = 10$  дБ. При розрахунку  $K_p$  та  $K_i$  коефіцієнт демпфування встановлюється рівним  $\zeta = 1$  для

швидкого відгуку, а ширина смуги контуру шуму встановлюється рівною  $BnTs = 0,005$ . Код MATLAB для розрахунків.

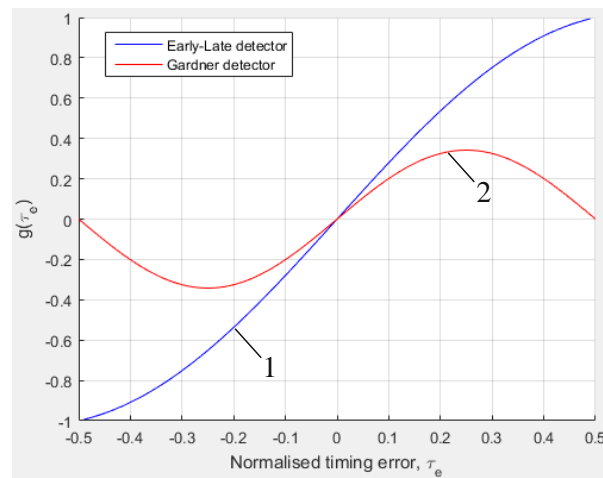


Рисунок 3.6 – S-крива для GTED.

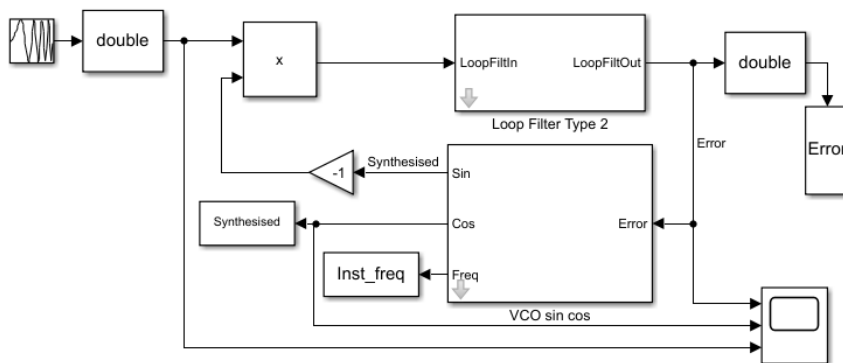


Рисунок 3.7 – Контурний фільтр з операційними блоками Simulink.

Контролер інтерполятора реалізований за допомогою функціонального блоку MCode. Використовуваний метод є методом на основі лічильника, описаним у розділі 2.7.5, і використовує умову втрати значущості для генерації стробуючого сигналу та зміни дробового інтервалу  $\mu$ , який використовується для вибору одного з восьми підфільтрів. Стробуючий сигнал використовується для вибору життєздатних зразків за допомогою підсистеми з блоком Enable усередині. Якщо блок увімкнено, вхідне значення підсистеми відправляється на

вихід підсистеми, але якщо він не увімкнено, повторюється попереднє значення. Для спостереження та перевірки отриманих життєздатних зразків використовується констеляція та глазкова діаграма.

Зумовлений блок синхронізації несучої використовується після тимчасової синхронізації. Блок синхронізації несучої також використовує підхід зі зворотним зв'язком, але натомість компенсує фазові та частотні зрушення. Він встановлений для модуляції BPSK із введенням 1 відліку на символ. Коефіцієнт демпфування встановлюється рівним 1 а нормалізована смуга пропускання контуру встановлюється рівною 0,01.

Включена підсистема, показана на рисунку 3.15, використовується для синхронізації несучої демодуляції BPSK і диференціального декодування. Роздільний сигнал керується стробом від тимчасової синхронізації, щоб гарантувати, що оптимальні вибірки використовуються для визначення символів. Потім декодований символ відправляється до робочої області через блок To Workspace.

Simulink використовує час симуляції як контрольну точку для всіх блоків, і це обмежує спосіб отримання вибірок даних. Оскільки активований вихід підсистеми повторюватиме свій попередній введення, коли він не активований, тому включена підсистема без виведення використовується для забезпечення можливості демодуляції та декодування потрібних вибірок. Потім BER розраховується за допомогою команди `biterr` в робочій області MATLAB, яка обчислює кількість бітових помилок і частоту бітових помилок.

### **3.4 Модель генератора системи DSP**

Наступним кроком у розробці є заміна частини тимчасової синхронізації символів у приймачі зумовленими блоками Xilinx. Бібліотека Xilinx Simulink містить блоки введення та виведення, які використовуються для відокремлення моделі Xilinx від решти моделі Simulink. Ці блоки виконують перетворення з

точності з плаваючою комою на точність з фіксованою комою, а також зворотне для вихідних блоків. Спочатку для перевірки конструкції використовувалася повна точність, а пізніше використовувалася нижча точність з фіксованою комою, яка становила 16 біт, з яких 14 були дробовими бітами, щоб зменшити вимоги до ресурсів. Два канали використовуються для компонентів I і Q вхідного сигналу через те, що Xilinx блоки можуть обробляти тільки реальні сигнали.

Фільтр інтерполяції замінено блоком Xilinx FIR Compiler, який забезпечує можливість використання до 1026 наборів коефіцієнтів. 8 наборів використовуються як 8 різних підфільтрів. Компілятор FIR також надає засоби для фільтрації декількох каналів, до 16. Два компілятори FIR використовуються для фільтрації компонентів I і Q сигналу, як показано на рисунку 3.16. Компілятор FIR використовує AXI для одержаних вибірок. AXI вимагає як мінімум три сигнали: tvalid, tready і tdata. Сигнали tvalid і tready відповідають встановлення зв'язку, тоді як сигнал tdata є корисним навантаженням. Інтерфейс моделюється за допомогою тимчасових констант для отримання дійсних вибірок.

Детектори помилок ZCTED та GTED реалізовані з використанням блоків Xilinx MCode, у яких використовується точність із фіксованою точкою. Ці блоки підтримують обмежену підмножину мови MATLAB, що використовується для реалізації кінцевих автоматів, логіки, що управляє, і арифметичних функцій. На рис. 3.17 показано ZCTED, а на рис. 3.18 - GTED у вигляді блоків MCode.

Контурний фільтр реалізований з використанням операційних блоків Xilinx замість блоків Simulink та показаний на рис. 3.19. Через точність з фіксованою комою  $K_p$  і  $K_i$  не такі точні, як при використанні Simulink з операціями з плаваючою комою. Це необхідно враховувати під час вибору відповідної точності фіксованої точки.

Контролер інтерполяції реалізований з використанням Xilinx MCode.

Декілька блоків регістрів Xilinx розміщені в конструкції для забезпечення синхронізації входів та виходів. Вихідні зразки перевіряються стробуючим сигналом з використанням двох блоків регістрів з входами, що дозволяють. Якщо він увімкнений, він виведе зразок, а якщо він не включений, зразок буде повторений, як працює увімкнена підсистема.

Коли повна модель Xilinx буде готова, її можна скомпілювати із блоком токенів Xilinx, де можна вибрати кілька плат FPGA. Дизайн створюється у вигляді IP-адреси, яку потім можна імпортувати у Vivado Design Suite у вигляді нового IP-блоку. Мова опису обладнання буде VHDL з бібліотекою Xilinx VHDL за промовчанням. Повна модель Xilinx показана у Додатку С.1.

Розглянемо інструмент моделювання Vivado Design Suite. Дизайн створюється у вигляді блоку IP для Vivado і перекладається на VHDL. Блок IP генерується з каналом потоку AXI4 для входів I і Q, який складається з tvalid даних, даних tdata і даних tready. Блок IP показаний рисунку 3.21.

Останнім часом високоточне позиціонування потрібне у різних галузях, таких як автоматизація виробництва, безпілотні автомобілі та громадська безпека. За допомогою методу TDOA, який є існуючим методом позиціонування мережі мобільного зв'язку, неможливо підвищити точність рівня кількох метрів або менше. Позиціонування по фазі несучої успішно використовують у GPS і забезпечує сантиметрову точність у багатьох комерційних додатках[1]. Останнім часом 3GPP робить зусилля щодо впровадження методу визначення фази, що несе в систему 5G NR для забезпечення більш точного позиціонування.

Щоб виміряти фазу несучої системи 5G NR, необхідно ввести новий метод вимірювання фази несучої, який можна використовувати в сигналі модуляції замість існуючого методу, що використовується в сигналі GPS.

Є кілька труднощів при вимірі фази несучої. Одна з них — локальна помилка годинника приймача, а інша — цілочисленна неоднозначність фази несучої. Щоб вирішити локальну помилку годинника приймача, ми використовуємо різницю фаз несучої, виміряну в сигналах, отриманих від

декількох базових станцій. Ми представляємо метод, що використовує різницю піднесуть для вирішення цілої неоднозначності фази несучої.

Сигнал генерується шляхом приміщення  $N$  комплексних даних  $N$  (зазвичай  $2n$ ) піднесуть в частотній області і виконання зворотного швидкого перетворення Фур'є (IFFT).

Розглянемо різницю фаз несучої. Великі, важкі та дорогі генератори не можуть використовуватися в мобільній станції (МС), а точна синхронізація годинника з базовою станцією (БС) дуже утруднена. Метод позиціонування ТОО вимагає точної синхронізації годинника між БС і МС для вимірювання часу приходу сигналу між БС і МС. ТООА, з іншого боку, не вимагає точної синхронізації годинника між БС і МС, оскільки ТООА використовує різницю в часі приходу МС сигналів, що передаються кількома БС. Тому як метод позиціонування стільникових мереж використовується метод ТООА [3].

ТООА обчислює різницю відстаней між БС-МС через різницю у часі приходу сигналу. Використовуючи різницю фаз, можна отримати точну різницю у часі, тому можна виконати точний ТООА (РООА).

Припускаючи, що час приходу сигналу між двома БС і МС дорівнює 1 і 2 відповідно, різниця фаз, що несе відповідно до різниці в часі приходу сигналу, може бути виражена наступним чином:

- різницю фаз між сигналом від БС1, і сигналом, прийнятим від БС2 відповідно. Різниця фаз між  $k_1$  піднесучою,  $l_1$ -м символом сигналу БС1 і  $k_2$  піднесучою,  $l_2$ -м символом сигналу БС2 становить

- якщо, термін можна замінити.

Як показано в (7), різниця фаз несучої виражається як періодична функція з частотою несучої як частотою, що відповідає зміні різниці відстаней.

Отже, існує проблема цілісної неоднозначності, в якій існує безліч значень різниці відстаней з тим самим значенням різниці фаз несучої. Для вирішення цієї проблеми можна використовувати різницю фаз піднесе.

Щоб отримати фазу піднесучої, необхідно видалити фазову складову несучої з прийнятого сигналу.

Замінюється на  $\Delta t$  наступним чином різниця фаз несучої двох різних БС, сигнали наступні. Оскільки частота шляхом зміни інтервалу піднесе  $\Delta\omega$ , ми можемо використовувати неоднозначно.

Розглянемо структуру сигналу. Щоб зменшити складність реалізації, було використано дуже простий кадр, що складається лише з сигналів, необхідні позиціонування.

Для кадрової синхронізації спочатку позиціонувався один символ первинного сигналу синхронізації (PSS), а у частині, що залишилася, був заповнений опорний сигнал безперервного позиціонування (C-PRS), спеціально розроблений для вимірювання фази.

PSS використовується пристроєм NR для виконання початкового пошуку стільника та процесу синхронізації кадру. MS може знайти початкове положення кадру, виявивши PSS шляхом взаємної кореляції прийнятому сигналі. Ми використовували послідовність NR PSS, визначену в 3GPP TS 38.211 [4], як символ PSS.

PRS був введений у 3GPP Release 9 для позиціонування OTDOA у мережах мобільного зв'язку. MS виконує OTDOA, вимірюючи різницю у часі між PRS, отриманими від кількох BS.

У досліджах ми використовуємо спеціально розроблений сигнал PRS (C-PRS) для точного вимірювання фази для позиціонування PDOA. C-PRS необхідно розгортати у максимально широкій смузі частот, щоб зменшити ефект вибіркості каналу через багатопроменевість. Крім того, для точного вимірювання фази переважний безперервний сигнал довжиною 2 символи або більше. Це дозволяє нам розташувати вікно БПФ будь-де від початку до кінця символу C-PRS.

Розглянемо структуру C-PRS. Вона являє собою символ C-PRS, пристосований для задоволення вищезазначених умов. Подібно до NR PRS, символи розташовуються з регулярними інтервалами в частотній області (піднесучі), і кожна BS має різне зміщення елемента ресурсу, щоб використовувати різні елементи джерела. Послідовність C-PRS

використовувала послідовність PN [4].

На відміну від гребінки NR та стікової моделі LTE, різниця в тому, що вони безперервно розташовуються на осі часу.

Розглянемо структуру приймача. Він був розроблений з використанням NI USRP-X310 та NI LabVIEW з урахуванням частих змін у процесі досліджень та розробок, швидкої перевірки реалізації та обчислювальної потужності для обробки сигналів мобільного зв'язку 3GPP 5G.

Для синхронізації годинника між БС використовувався FURUNO VF-83 (GF-8803) GPSDO як зовнішній еталонний тактовий генератор.

Програмне забезпечення Defined Radio (SDR) зазвичай має таку ж структуру, як і рис. 3. Аналоговий та цифровий інтерфейс відповідає за перетворення між РЧ-сигналом та сигналом основної смуги частот, що дозволяє нам зосередитися на розробці обробки основної смуги частот.

Структура системи передачі показано рисунку 4-а. Генератор кадрів формує кадр, генеруючи PSS та CPRS. Після цього сигнал основної смуги генерується за допомогою модуляції OFDM, і повторюється сигнал через повторювач кадрів, а РЧ-сигнал передається через Tx Front End SDR.

Структура приймальної системи показано рисунку 4-б. Прийнятий сигнал РЧ перетворюється на сигнал основної смуги частот IQ через передній кінець Rx SDR. У Frame Sync початкова позиція кадру визначається шляхом визначення положення PSS у взаємній кореляції PSS. Потім сигнал частотної області, отриманий за допомогою демодуляції OFDM, обчислюється шляхом розподілу сигналу, що передається кожній БС, за допомогою аналізу.

Налаштований сценарій низхідної лінії зв'язку, в якому BS працює як передавач, а MS як приймач. Базові станції досягли ідеальної синхронізації годинника за рахунок спільного використання одного годинника GPSDO. MS стабілізувала локальний годинник за допомогою окремого GPSDO, але він не повністю синхронізований з годинником BS.

Експеримент проводився на дитячому майданчику. Чотири антени БС (дві X310) розташовувалися навколо дитячого майданчика, а MS приймала сигнал

при русі задалегідь наміченим шляхом на дитячому майданчику.

Розглянемо результати позиціонування. В ході експерименту отриманий сигнал аналізувався при переміщенні по 2-метровому маршруту відповідно до сценарію, представлені деякі графіки, що показують різницю фаз несучих сигналів A-B і C-D у міру їх проходження шляхом. Ідеальне значення показано пунктирною лінією, а вимірне значення вказано суцільною лінією. Найчастіше дві лінії перетинаються.

Результат PDOA з використанням різниці фаз, що несе на рисунку 7, можна побачити на рисунку 8. Справжнє положення показано пунктирною лінією, а результат PDOA позначений суцільною лінією. Найчастіше дві лінії перетинаються. Це показує, що дуже точно позиціонування можливе при позиціонуванні фази несучої.

Kubernetes та базова мережа 5G. OAI включає весь код, необхідний для запуску повністю віртуальної базової мережі 5G як у контексті докера, так і, що більш важливо для нашої команди, в контексті Kubernetes (K8s). На нашому тестовому стенді є три настільні комп'ютери Dell, всі вони працюють на Ubuntu 16.04. Ми створили кластер K8s з 3 вузлів з однією площиною управління K8s, на якій також розміщується gNB (вузол Next Generation NodeB) та два робочі вузли. Спільнота OAI надає серію діаграм Helm, які при об'єднанні запускають повністю працездатну базову мережу в кластері K8s. Ці діаграми дозволяють нашій команді запускати та відключати основну мережу за допомогою однієї команди за лічені хвилини, при цьому легко налаштовуючи конфігурації, які можна відстежувати та спільно використовувати через наш процес Git. Однак, для цих діаграм, як і раніше, були потрібні деякі оновлення для запуску операційної системи.

Розглянемо пристрої RAN та UE. Для випробувального стенду Geon потрібна базова мережа для аутентифікації та адміністрування з'єднань, gNB для роботи в якості нашої базової станції та UE (користувацьке обладнання) для роботи наших користувачів. Діаграми Helm, створені OAI, були створені лише для підтримки програмного моделювання та не могли підтримувати апаратне

забезпечення USRP B205-mini, яке ми маємо намір використовувати для нашого варіанта використання. Перший крок полягав у тому, щоб внести деякі зміни до програмного забезпечення, щоб змусити модуль gNB K8s та модуль UE K8s працювати при використанні обладнання, підключеного до їхнього вузла. Geon також використовував плагін Ettus, щоб дозволити кластеру управляти розподілом ресурсів SDR. Ми змогли оновити діаграми, щоб мати можливість автоматично виявляти наше радіообладнання та пускові модулі по всьому кластеру, виконуючи вимоги як базової мережі, так і відповідних пристроїв RAN і UE, що працюють з базовими діаграмами Helm.

Лабораторна конфігурація Geon з 3 вузлами 5G SA – площина керування та gNB знаходяться на одній робочій станції. У документації OAI наведено декілька прикладів успішного підключення UE на основі журналів основної мережі, але ми передбачили деякі додаткові кроки для наших цілей розробки.

gNB має успішно зареєструватися в AMF. gNB повинен синхронізуватися з UE та привласнити йому UEID. AMF має зареєструвати UE. SMF повинен схвалити UE для сеансу PDU і надати йому IP-адресу в мережевому сегменті, який було налаштовано. UE має мати можливість відправляти відлуння в Інтернет через інтерфейс, що надається мережею.

OAI ПЗ УП. Спочатку ми спробували виконати ці вимоги за допомогою еталонної реалізації, використовуючи надану OAI програмну реалізацію UE без Pixel. Нам довелося внести кілька оновлень у діаграми Helm, щоб переконатися, що використовуються правильні сегменти та діапазони 5G.

Коли наша еталонна реалізація почала працювати, наступним кроком була заміна програмного UE OAI на COTS UE, Google Pixel. Крок 1 нашого попереднього тесту було легко виконано, тому що gNB залишився тим самим. Однак, на етапі 2 виникли деякі труднощі. Навіть при сильному сигнальному каналі між gNB та піксем gNB розривав з'єднання з UE незабаром після синхронізації, іноді переходячи до початку кроку 3, але ніколи не встановлюючи PDU сеанс. Оскільки ми вирішили не «рутувати» наш Pixel 5, ми мали обмежене уявлення про те, що відбувається з точки зору UE — мінімальне

налагодження та ведення журналу доступні без завантаження та налаштування спеціального програмного забезпечення. Натомість ми почали вивчати радіочастотне середовище на нашому випробувальному стенді, роблячи захоплення радіочастот, щоб отримати уявлення про поведінку, яку ми спостерігали.

Розглянемо приклад блоку синхронізації gNB. Додаткові знімки показали, що Pixel іноді пропускав цілі кадри; див. малюнок "Google Pixel 5 - пропущені кадри синхронізації" нижче. gNB був налаштований на розрив з'єднання будь-якого UE, яке пропустило відповіді блок синхронізації. Як тільки ми налагодили налаштування gNB, щоб забезпечити велику неактивність кадрів, крок 2 був швидко виконаний.

Розглянемо Google Pixel 5 – пропущені кадри синхронізації. Крок 3 також вимагає деяких оновлень наших конфігурацій. У базовій мережі є база даних, в якій зберігаються всі попередньо зареєстровані UE та інформація про їхню аутентифікацію. Коли UE починає реєстрацію в AMF, AMF надсилає запит до інших частин базової мережі для аутентифікації UE на основі наданого міжнародного ідентифікатора мобільного абонента (IMSI). Як і у випадку з комерційним оператором зв'язку 5G, нам довелося попередньо зареєструвати Pixel в базовій мережі, що дозволило базовій мережі успішно аутентифікувати UE. Це включало зміну бази даних у базовій мережі, а також запис на SIM-карту Pixel. Використовуючи приклади, знайдені на веб-сайті OpenCells ми отримали IMSI та іншу інформацію для аутентифікації з сім-карти та оновили базу даних базових мереж, щоб включити Pixel як зареєстрований користувач. Після швидкого перезапуску для застосування змін крок було виконано.

Важливе зауваження про IMSI, яке ми вказали на сім-картах, IMSI повинен був починатися з того 00101, що вказує PLMN (загальнодоступна наземна мобільна мережа) для тестової мережі. У ході нашого тестування ми виявили, що це необхідно для переведення Pixel у режим, сумісний із запущеною мережею OAI.

Крок 4 виявився складним. Ми виявили, що конфігурація сегментації

мережі, представлена в кожному конфігураційному файлі, була вручну адаптована OAI для точної відповідності їх тестовим сценаріям. Якщо UE запитує сеанс PDU в іншому сегменті мережі, SMF, виявлений у базовій мережі, побачить невідповідність та відхиляє запит UE на сеанс PDU. Хоча ми не могли визначити спосіб вказати, який мережевий фрагмент запитував піксель, ми могли додатково змінити діаграми OAI, щоб включити фрагмент, що запитується. Через кілька спроб і помилок SMF зареєстрував успішний ланцюжок збігів нарізки, і нашому пікселю було надано сеанс PDU.

Нарешті, ми підійшли до кроку 5 нашого тестування. Отримавши сеанс PDU від SMF, Pixel отримав дійсну IP-адресу, але, як і раніше, не могла підключитися до Інтернету. Наше дослідження було зосереджено на налаштованих мережевих сегментах нашої базової мережі. Кожному мережному слайсу дається діапазон IP-адрес для призначення UE в цьому слайсі, і ці діапазони адрес потім передаються в функцію площини користувача (функція площини користувача) як набір інтерфейсів, через які UE може взаємодіяти. Через невідповідність цих діапазонів між SMF та UPF UE може отримати адресу в допустимому діапазоні, заданому SMF, але весь трафік буде втрачено на неправильному інтерфейсі UPF. Остаточне оновлення конфігурації і незабаром ми змогли продемонструвати успішний пінг через UE, завершивши крок 5 нашого тестування.

### **Висновки до третього розділу**

1. Час, необхідний ФАПЧ для синхронізації з опорним сигналом, є важливим чинником, особливо у системах зв'язку. Чим більше часу потрібно для досягнення блокування, тим більша довжина преамбули.

2. На час досягнення синхронізації впливає конструкція ФАПЧ, а також різниця у частоті між вхідним опорним сигналом та частотою спокою ГКК.

## 4 МОДЕЛЮВАННЯ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

### 4.1 Часова синхронізація символів за допомогою блоків Simulink

Прийнятий сигнал основної смуги частот був спотворений зсувом фази на  $40^\circ$ , зсувом частоти на 20 кГц, постійною затримкою палива 0,7 і каналом AWGN з коефіцієнтом шуму  $E_b/N_0 = 10$  дБ. На рис. 4.1 показано перші 3000 символів, отримані на різних етапах приймача, де ще не було досягнуто блокування, та починає замикатися.

Проведемо дослідження лінійної моделі ФАПЧ, Simulink модель якої приведена на рис. 4.1. Розглянемо ФАПЧ типу 2. Для цього коефіцієнт  $k_3$  необхідно положити рівним нулю.

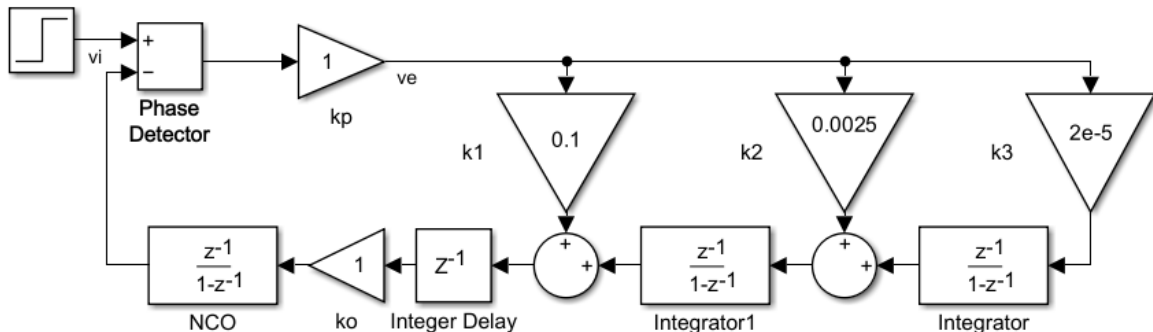
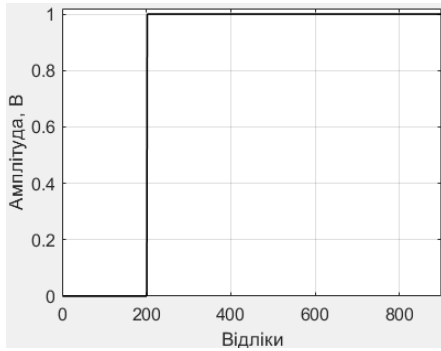
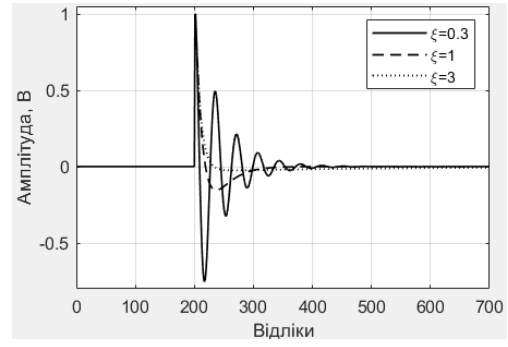


Рисунок 4.1 – Simulink модель лінійної моделі ФАПЧ

Проведемо дослідження вихідного сигналу ФАПЧ типу 2 (рис. 7 – рис.9) для коефіцієнтів загасання  $\xi = 0,3$ ,  $\xi = 1$  і  $\xi = 3$ . Використаємо вхідний сигнал типу сходяща функція, лінійно зміна напруги та гіпербола.

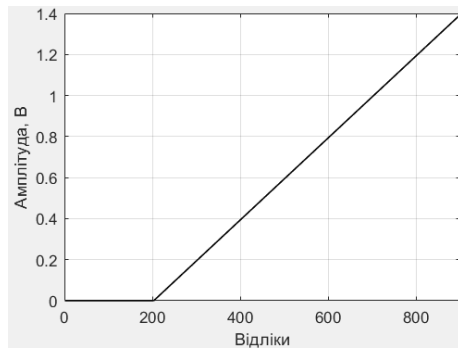


а)

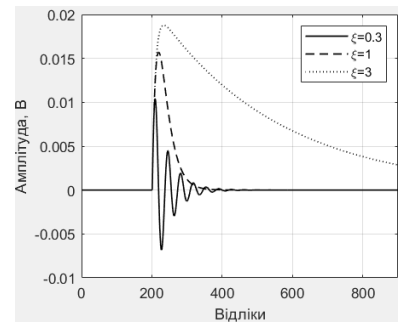


б)

Рисунок 4.2 – Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді сходиноквої функції (а) для різних значень коефіцієнта загасання

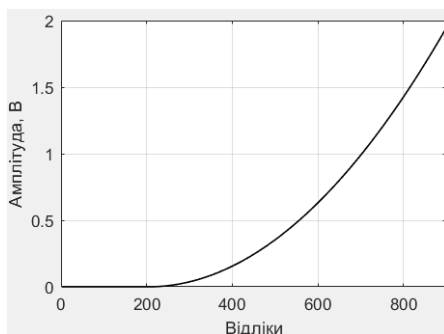


а)

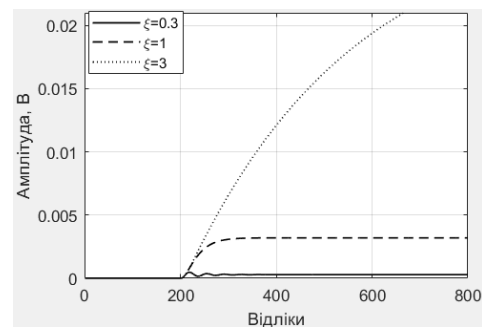


б)

Рисунок 4.3 – Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді лінійно змінної напруги (а) для різних значень коефіцієнта загасання



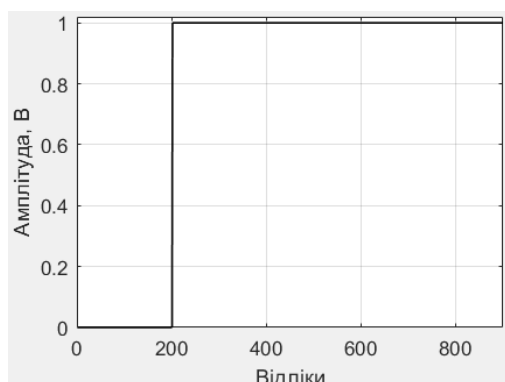
а)



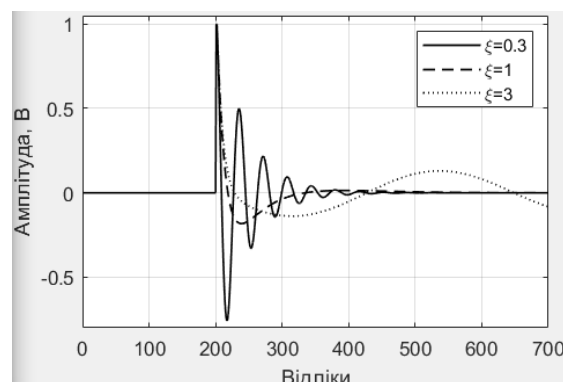
б)

Рисунок 4.4 – Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді гіперболи (а) для різних значень коефіцієнта загасання

Проведемо дослідження вихідного сигналу ФАПЧ типу 3 (рис. 10 – рис. 12) для коефіцієнтів загасання  $\xi=0,3$ ,  $\xi=1$  і  $\xi=3$ . Встановимо значення коефіцієнта підсилення  $k_3 = 2 \cdot 10^{-5}$ ,  $\xi=1$ .

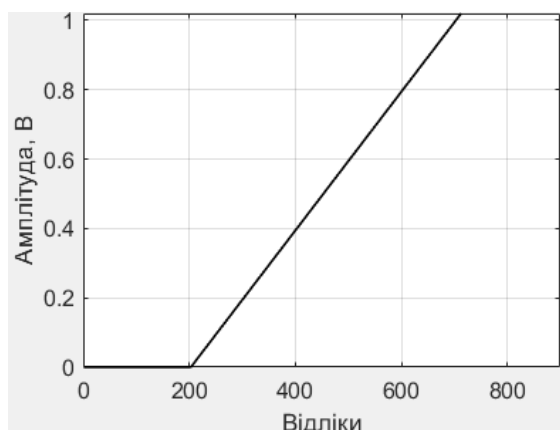


а)

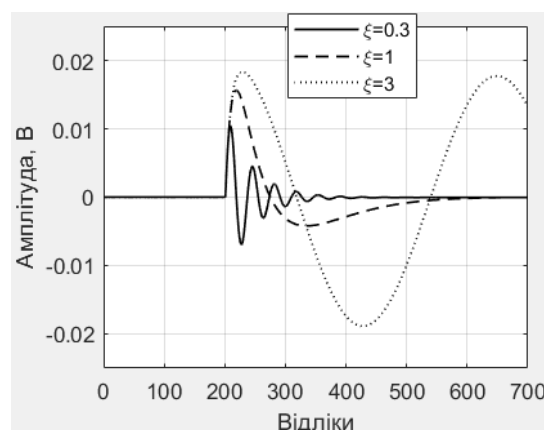


б)

Рисунок 4.5 – Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді сходиноквої функції (а) для різних значень коефіцієнта загасання

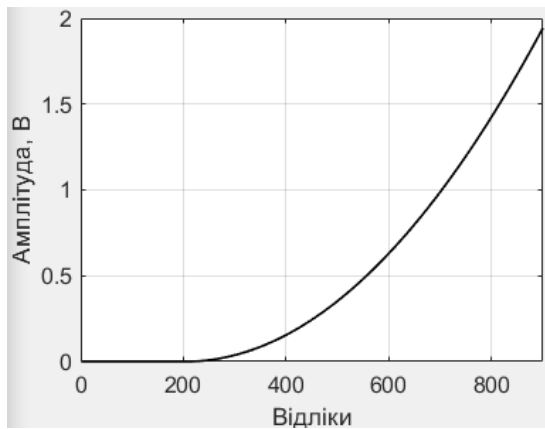


а)

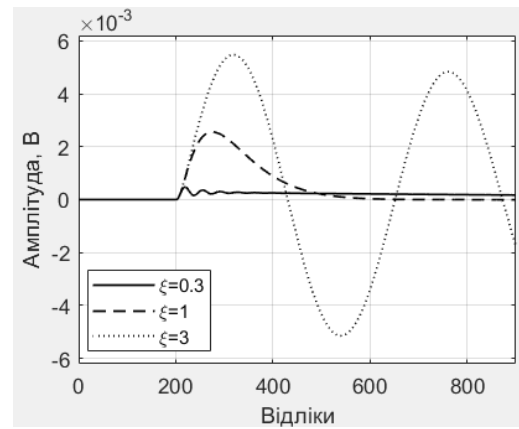


б)

Рисунок 4.6 – Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді лінійно змінної напруги (а) для різних значень коефіцієнта загасання



а)



б)

Рисунок 4.7 – Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді гіперболи (а)  
для різних значень коефіцієнта загасання

ФАПЧ типу 1, типу 2 і типу 3 можуть адаптуватися до ступінчастого входу з нульовою помилкою. Якщо вхідний сигнал є лінійно змінною напругою, ФАПЧ типу 2 і 3 можуть адаптуватися з нульовою фазовою помилкою, а тип 1 адаптується, з залишковою фазовою помилкою. Для входу гіперболи тільки ФАПЧ типу 3 може повністю адаптуватися: тип 2 адаптується з залишковою помилкою, тоді як тип 1 не може адаптуватися.

ФАПЧ типу 1: може адаптуватися при наявності початкової різниці фаз; неможливо адаптувати динамічний зсув частоти.

ФАПЧ типу 2: може адаптуватися як до цільової частоти, так і до цільової фази за наявності початкової різниці частот та початкової різниці фаз; може адаптуватися до цільової частоти за наявності динамічного зміщення частоти з залишковою фазовою помилкою.

ФАПЧ типу 3: може адаптуватися за наявності початкової різниці фаз, початкової різниці частот та динамічного зміщення частоти, у кожному випадку з нульовою залишковою фазовою помилкою.

Зазвичай використовуються ФАПЧ типу 2, оскільки вони забезпечують достатню продуктивність. Не бажано використовувати коефіцієнт загасання  $\xi < 1$  через збільшення тривалості перехідних процесів.

Частота дискретизації повинна мати значення, яке щонайменше в 5 разів перевищує очікувану частоту вхідного сигналу. Це дозволяє використовувати фазовий детектор на основі помножувача.

В конструкції фазового детектора на основі помножувача, коефіцієнт підсилення залежить від амплітуди вхідного сигналу. Для уникнення цього, на вході ФАПЧ вмикають пристрій автоматичного регулювання підсилення (АРП), який підтримує амплітуду сигналу на вході ФАПЧ постійною.

Рисунок 4.2: Показує сузір'я після синхронізації для багатофазного синхронізатора та сузір'я після синхронізатора, що несе для 3000-20000 символів. Також показана глазкова діаграма після синхронізатора, що несе під час синхронізації для останніх 3000 символів. Використовується ZCTED.

На рисунку 4.2 сузір'я після синхронізатора символної синхронізації показує, що воно синхронізоване з прийнятим сигналом основної смуги частот, але без будь-якої синхронізації несучої, помилка частоти 20 кГц, внесена в канал, викликає чергування сузір'я. Це обертання змушує сузір'я виглядати як порожнє коло. Сузір'я після синхронізації несучої показує, як воно протидіє обертанню, і показує вибірки у сузір'ї BPSK, що означає наявність двох фаз. Одна фаза є логічний 0, а одна фаза являє собою логічну 1. Тепер сигнал основної смуги частот можна демодулювати для BPSK і декодувати для диференціального декодування. Стан блокування для алгоритму синхронізації символів легше спостерігати, дивлячись на дрібний інтервал  $\mu$ , показаний рисунку 4.3. Оскільки дробова затримка дорівнює 0,7 алгоритм синхронізації символів починає проходити через багатофазні підфільтри, щоб зменшити помилку синхронізації. У цьому випадку, оскільки є 8 поліфазних підфільтрів, сьомий фільтр, який зміщений по фазі ( $6/8 = 0,75$ ), забезпечує фазу, найбільш близьку до затриманих вибірок 0,7, і дає найменшу помилку. Помилка синхронізації  $e(k)$ , також показана на рис. 4.3 стабільна в діапазоні від 2 до -2 і зосереджена навколо 0, що означає, що вона намагається довести помилку до 0. Однак вона не може досягти точного 0 через випадково адитивний білий шум з каналу. Аналогічні результати спостерігаються під час використання TED

Gardner, показаного рисунку 4.4. Синхронізатор символів блокується приблизно через 3000 символів під час використання ZCTED та GTED.

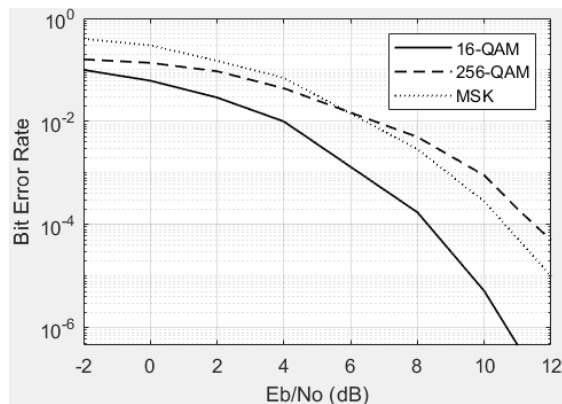


Рисунок 4.8 – Дробовий інтервал  $\mu(k)$  та тимчасова помилка  $\epsilon(k)$ , коли дробова затримка встановлена на 0,7. Використовується ZCTED.

Рисунок 4.4: Показує групи після синхронізатора символів та групи після синхронізатора, що несе для 3000-20000 символів. Дробова затримка встановлена на 0,7. Використовується ДТЕД.

Спостерігаючи лише за сузір'ями, GTED зафіксувався так само, як ZCTED, і кінцевий продукт той самий, стабільне сузір'я BPSK, яке можна демодулювати. Однак є різниця при спостереженні за дрібною затримкою та помилкою синхронізації. Це пов'язано з тим, що GTED не використовує рішення щодо символів, які робить ZCTED, як описано раніше у розділі 2.7.3. Змінюючи дробову затримку із заданого значення на зростаючу або швидкість зменшення  $1/4000$ , синхронізатор синхронізації символів, коли він заблокований, ковзатиме через фільтри в банку фільтрів через постійну зміну дробової затримки. На рис. 4.5 та 4.6 це показано для ZCTED та GTED відповідно. Початкові символи виходять за межі дробового інтервалу, як і раніше, але фіксуються швидше для збільшення дробової затримки. Однак у спадному випадку блокування відбувається повільніше.

## 4.2 Синхронізація символів за допомогою блоків Xilinx

Ті ж спотворення застосовуються до прийнятого сигналу із синхронізатором символної синхронізації, реалізованим у вигляді блоків Xilinx. На рис. 4.7 показано перші 3000 символів під час використання ZCTED, але в рис. 4.8 показано 3000-20000 символів після того, як синхронізатор символної синхронізації та синхронізатор несучої встановили блокування. На рис. 4.10 показаний результат GTED після блокування. Обидва блокуються приблизно 3000 символів.

Показано, що синхронізатор символів, реалізований за допомогою блоків Xilinx, повільніше фіксує отриманий сигнал основної смуги частот, що пов'язано з обмеженням точності з фіксованою точкою. Око на глазковій діаграмі виглядає набагато більш спотвореним, ніж те, що показано рисунку 4.1. На рис. 4.8 показано заблокований стан після синхронізатора символів та синхронізатора несучої. Стабільне сузір'я BPSK і відкрите вічко на глазковій діаграмі означають, що логічні 0 і 1 можуть бути демодульовані та декодовані. Дробовий інтервал, показаний на рисунку 4.9, не перевищується протягом перших 1000 вибірок, які реалізація Simulink, показана на рисунку 4.3 має більш гладке блокування кривої до дробової затримки 0,7, хоча трохи довше. Однак крива дробового інтервалу не така стабільна, що пов'язано з тим, що адитивний білий гаусівський шум робить більший вплив через точність з фіксованою комою в порівнянні з точністю з плаваючою комою. Помилка синхронізації, як і раніше, виглядає схожою.

Для GTED, показаного на рисунку 4.10, сузір'я показане заблокованим та стабільним. Однак показано, що дробовий інтервал відрізняється і менш стабільним, ніж ZCTED. На додаток до продуктивності, що знижує точність з фіксованою комою, ефект наявності  $\alpha < 0,4$  SRRC впливає на продуктивність GTED. Помилка синхронізації здається схожою на її аналог Simulink.

Показаний випадок зміни дробової затримки або збільшення, або зменшення зі швидкістю  $1/4000$  для реалізації Xilinx. Індекс набору поліфазних

фільтрів проходить через фільтри так само, як і реалізація Simulink. Порівняно з результатом реалізації Simulink, показаним на рисунках 4.5 та 4.6, дробовий інтервал залежить від точності з фіксованою точкою, тому найгірше.

### **4.3 Оцінка символів до блокування ФАПЧ**

Спостерігаючи криву дробового інтервалу кожного ОСШ, можна зробити оцінку того, коли синхронізатор символної синхронізації синхронізується з сигналом. Оскільки дробова затримка встановлена на постійне значення 0,7, дробовий інтервал наближається до 0,7. На рисунку 4.3 для ZCTED і рисунку 4.4 для GTED показаний дробовий інтервал для SNR 10 дБ. Адитивний білий шум Гауса впливає на кількість символів, необхідних для блокування синхронізатора синхронізації символів. Оцінку, засновану на спостереженні дробового інтервалу, побудованого залежно від SNR, показано рисунку 4.13. Спостерігається, що ZCTED може фіксуватись швидше, ніж GTED, з невеликим відривом, коли синхронізатор синхронізації символів реалізований у Simulink. ZCTED та GTED для реалізації Xilinx відрізняються однаковими межами. Перш ніж спрацює алгоритм синхронізатора символів, потрібно трохи більше 4000 символів, що у разі сигналу з частотою 4 МГц становить 16 мс.

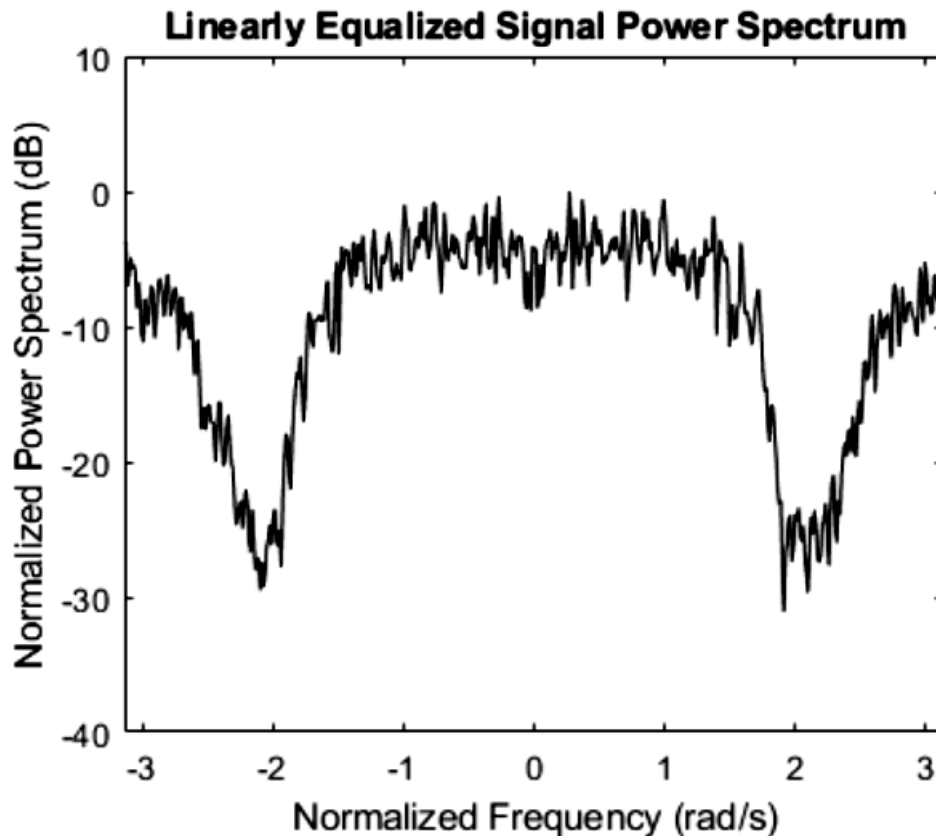


Рисунок 4.9 – Спектральна густина потужності сигналу

#### 4.4 Частота бітових помилок

Моделюється BER системи, в якій прийнятий сигнал спотворений зсувом фази на  $40^\circ$ , зсувом частоти на 20 кГц, постійною дробовою затримкою 0,7 і каналом AWGN зі змінним коефіцієнтом шуму від 0 до 10 дБ. Функція MATLAB `biterr` використовується для обчислення значення BER шляхом порівняння отриманих демодулованих даних з переданими даними. BER обчислюється для  $10^6$  символів, ігноруючи перші 4000 символів, тому гарантується, що багатofазний синхронізатор заблокований. Теоретичний BER для BPSK без та з диференціальним декодуванням виходить за допомогою MATLABs `Bertool`.

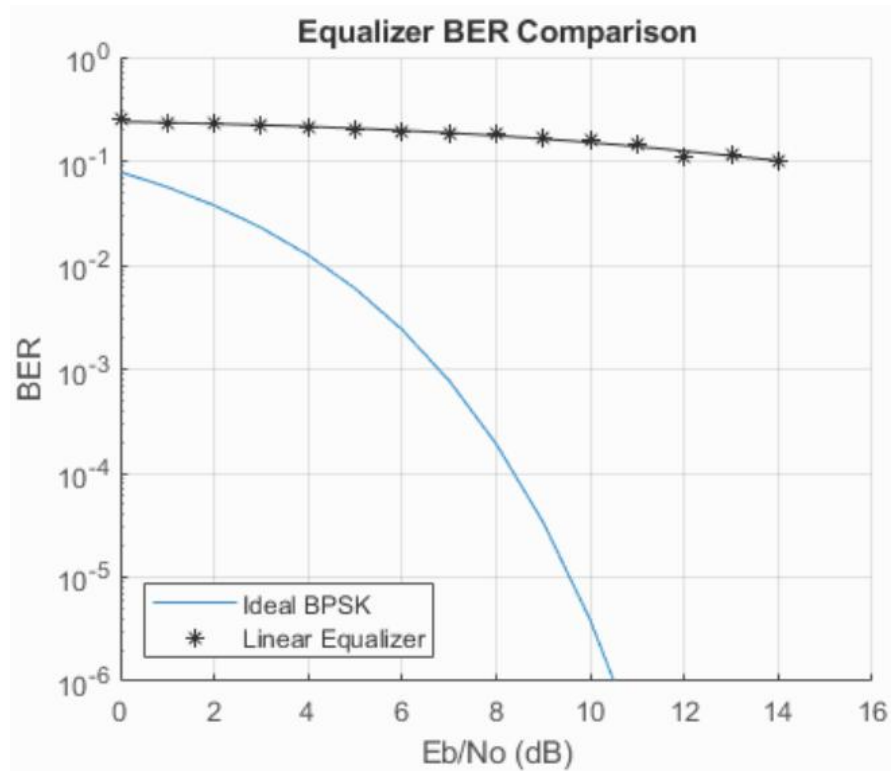


Рисунок 4.10 – Коефіцієнт бітових помилок сигналу BPSK

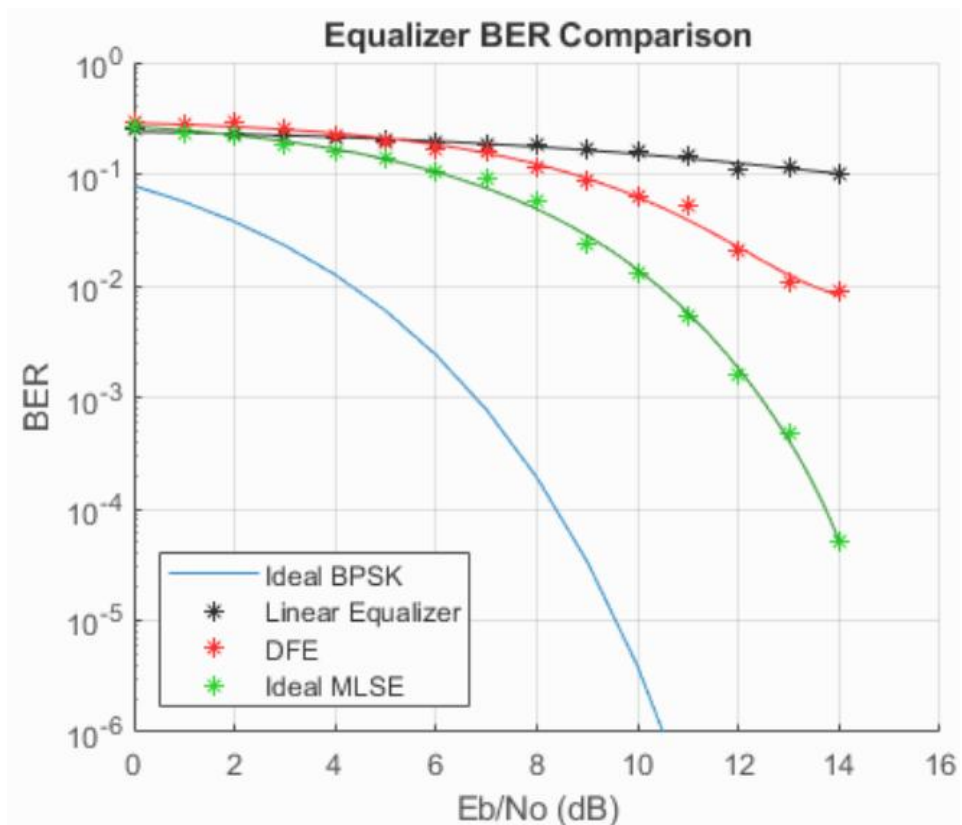


Рисунок 4.11 – Коефіцієнт бітових помилок сигналу

Синхронізатор кожного символу моделюється за допомогою обох детекторів помилок, щоб отримати значення BER для кожного випадку, показані на рисунку 4.11.

З рисунку видно, що різниця в BER для різних реалізацій невелика. При найближчому розгляді реалізація Simulink для ZCTED має найнижчий BER з усіх реалізацій, а реалізація GTED Xilinx найвищий. Різниця BER між реалізаціями ZCTED та GTED невелика.

Показаний BER з тим самим зсувом фази і частоти, але змінна відносна затримка, що в даному випадку збільшується зі швидкістю  $1/4000$ . BER розраховується як і, як у рисунку 4.14. На рис. 4.15 показано, що обидві реалізації багатofазного синхронізатора символів з точністю з плаваючою комою, ZCTED і GTED, повинні бути змодельовані для більш ніж  $10^6$ , щоб отримати їх відповідний BER при вищому SNR, ніж 11 дБ, в іншому випадку вони будуть показувати BER, рівний нулю, як у такому разі. Спостерігається, що для реалізацій точності з фіксованою комою при вищому SNR продуктивність BER гірша, ніж у реалізацій з плаваючою комою. Це очікується через помилки квантування, які матимуть більший вплив при вищому ЗСШ. Показано, що при вищому SNR GTED працює трохи краще, ніж ZCTED. Однак це може бути пов'язане із недостатньою симуляцією символів.

#### **4.5 Засоби підтримки моделювання Матлаб і Simulink**

MATLAB та Simulink використовуються як основа для реалізації та моделювання моделей передавача, каналу та приймача. Основна увага приділяється тестуванню багатofазного синхронізатора символів синхронізації в моделі приймача, і потрібна така реалізація передавача в Simulink. MATLAB, Simulink та його набори інструментів надають певні функції для налаштування передавача, каналу та приймача, що заощаджує час порівняно з реалізацією

всього цього з нуля. Він також забезпечує гарне налаштування для виконання тестування та моделювання різних алгоритмів завдяки можливості заміни частин приймача, в даному випадку синхронізатора багатофазних символів. ZCTED та GTED були обрані, оскільки їх було легко реалізувати. GTED також представляв особливий інтерес через те, що він був інваріантним до обертання.

Бібліотека Xilinx забезпечує перетворення точності з плаваючою комою на точність з фіксованою комою і тому може бути реалізована як окрема підсистема для тестування. Однак частини наперед визначених блоків Simulink не допускали точності з фіксованою точкою, і тому всю модель приймача не можна було реалізувати з точністю з фіксованою точкою, не витрачаючи час на реалізацію цих блоків з нуля. Це також дало можливість перенести проект у Vivado та згенерувати алгоритм синхронізації символів у коді VHDL.

Багатофазний синхронізатор символів необхідно буде протестувати на реальній ПЛІС. Компанія Grepit AB надасть необхідне обладнання та налаштує спрощену конструкцію приймача, яка використовуватиметься для проведення цього тестування. Апаратне забезпечення складатиметься з генератора сигналів серії E4433B ESG-D, налаштованого як передавач для забезпечення формування радіочастотного сигналу. Радіочастотний сигнал безпосередньо підключається до схеми користувача, яка розбиває сигнал на синфазну (I) і квадратурну (Q) складові. Два канали додатково підключаються до схеми, яка забезпечує інтерфейс FMC, який підключається до одного з роз'ємів FMC Zynq Ultrascale ZCU102 Evaluation Board 1.0, де налаштований АЦП. Користувацькі схеми та FPGA є приймачем. ПК підключений до інтерфейсу ZCU102 JTAG, який використовуватиметься для прошивки FPGA з новим бітовим потоком та інтерфейсом UART для зв'язку з мікроконтролером ARM, що є на платі під керуванням ОС Linux, який використовується для ініціалізації частин FPGA та читання виводу. дані із ОЗУ ZCU102. ПК використовує серверне програмне забезпечення Vivado HW та підключається до нього віддалено через програмне забезпечення Vivado. На рис. 4.12 наведено огляд цієї установки.

Оціночний комплект Zynq UltraScale+ MPSoC ZCU102 дозволяє розробникам швидко розпочати розробку автомобільних, промислових, відео- та комунікаційних додатків. Цей комплект включає Zynq UltraScale MPSoC з чотирядерним процесором Arm Cortex-A53, двоядерним процесором Cortex-R5F реального часу та графічним процесором Mali-400 MP2 на основі 16-нм програмованої логічної структури Xilinx FinFET+. . ZCU102 підтримує всі основні периферійні пристрої та інтерфейси, що дає змогу розробляти широкий спектр додатків. Основні характеристики та переваги:

- Оптимізовано для швидкого прототипування програм за допомогою Zynq UltraScale+ MPSoC
- DDR4 SODIMM - 4 ГБ, 64-розрядна, з ECC, підключеною до системи обробки (PS)
- Компонент DDR4 - 512 МБ, 16-біт, підключений до програмованої логіки (PL)
- Кореневий порт PCIe Gen2 x4, USB3, Display Port та SATA
- 4x інтерфейс SFP+ для Ethernet
- 2 інтерфейси FPGA Mezzanine Card (FMC) для розширення введення-виведення, включаючи 16 приймачів GTN 16,3 Гбіт/с і 64 визначених користувачем диференціальних сигналів введення-виведення.

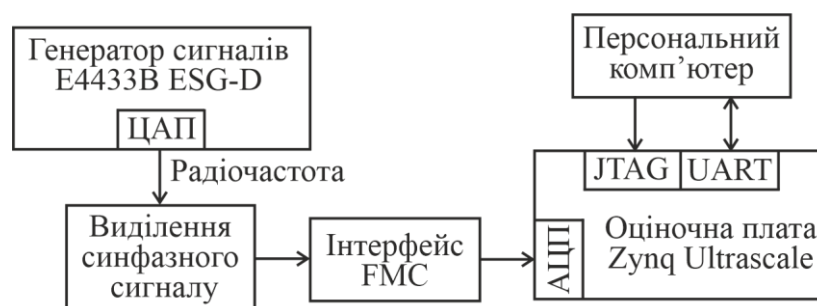


Рисунок 4.12 – Огляд тестової установки

## Висновки до четвертого розділу

1. Робота присвячена програмно-керованому радіо та їх появі у додатках. Він забезпечує розробку та моделювання багатофазного алгоритму синхронізатора символів з двома різними детекторами помилок синхронізації для використання у SDR. Тестовий стенд для реалізації виконаний з використанням Matlab та Simulink як основа для моделювання з плаваючою комою. Генератор систем Xilinx використовується визначення реалізації з фіксованою точкою алгоритму синхронізатора синхронізації багатофазних символів, який тестується з допомогою випробувального стенда. Проведено моделювання кількості символів, необхідних для блокування, і показано, що алгоритму потрібно близько 4000 символів для блокування нижчого SNR. BER показують, що GTED працює краще, ніж ZCTED, у вищому SNR.

2. Генерується VHDL-реалізація синхронізатора багатофазних символів, яку можна імпортувати в Vivado в якості IP-адреси користувача. Для оцінки алгоритму синхронізації багатофазних символів, крім моделювання, потрібно тестування на ПЛІС. Продуктивність щодо використання ресурсів FPGA та енергоспоживання також є важливим аспектом, який необхідно враховувати під час остаточного доопрацювання проекту.

## ВИСНОВКИ

1. Створення систем зв'язку на базі FPGA дозволяє суттєво підвищити продуктивність за рахунок алгоритмів паралельної обробки інформації. Використання Matlab і Simulink дозволяє спростити і прискорити апаратну реалізацію системи.

2. ФАПЧ типу 1, типу 2 і типу 3 можуть адаптуватися до ступінчастого входу з нульовою помилкою. Якщо вхідний сигнал є лінійно змінною напругою, ФАПЧ типу 2 і 3 можуть адаптуватися з нульовою фазовою помилкою, а тип 1 адаптується, з залишковою фазовою помилкою. Для входу гіперболи тільки ФАПЧ типу 3 може повністю адаптуватися: тип 2 адаптується з залишковою помилкою, тоді як тип 1 не може адаптуватися.

3. При зміні частоти вхідного сигналу від 3,55 МГц до 3,72 МГц, час досягнення захоплення ФАПЧ типу 2 змінюється від близько 150 мкс до близько 600 мкс, тобто при збільшенні частоти на 170 кГц, час досягнення захоплення збільшується майже у чотири рази.

4. Для зменшення впливу спотворень, що вносить канал зв'язку, система містить кола синхронізації: корекція зміщення частоти, коло символної синхронізації. З отриманих результатів можна зробити висновок, що застосування кіл синхронізації дозволяє зменшити вплив спотворень сигналу у каналі зв'язку і досягти прийняттого рівня бітових помилок  $BER=1e-6$ .

### Перелік джерел посилання

1. Proakis, John G. Digital communications / John G. Proakis, Masoud Salehi/ - 5<sup>th</sup> ed.
2. Пятін І.С. Дослідження синхронізації цифрових систем зв'язку /Вісник ХНУ.- 2016 №5. – С. 175-183
3. J. Voiko, I. Pyatin and O. Eromenko Farrow Interpolator Features in QPSK Telecommunication Devices // 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET - 2020) Lviv-Slavske, Ukraine February 25-29, 2020  
DOI: 10.1109/TCSET49122.2020.235410
4. Пятін І.С. Дослідження процедури початкового доступу до мережі зв'язку п'ятого покоління/ І.С. Пятін, Д.А. Макаришкін, В.В. Мішан, М.С Шпірук // Вісник ХНУ. - 2021. - №5. – С. 141-149.
5. Бойко Ю.М. Оцінка ефективності каналного кодування у телекомунікаціях з OFDM / Ю.М. Бойко, Д.В. Новіков // Вісник ХНУ. - 2021. - №5. – С. 150-159.
6. Karimi-Ghartema M. PLL Structures for Single-Phase Applications. Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications. Wiley-IEEE Press, 2014, P.1-1.
7. Talbot D. B. A Review of PLL Fundamentals. Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops , Wiley-IEEE Press, 2012, P.3-15.
8. Пятін І.С. Система зв'язку з QPSK модуляцією і синхронізацією несучої /І.С. Пятін, В.В. Мішан, О.О. Кухарець // Вісник Хмельницького національного університету. - 2019. - №5. - С.211-217.
9. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin,

V. Strelnikov // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2021. – Т. 1. – № 9-109. – С. 66–76.

10. Бойко Ю.М. Порівняльний аналіз детекторів помилки символної синхронізації когерентної системи цифрового зв'язку з модуляцією QPSK / Ю.М. Бойко І.С. Пятін // Зв'язок. – 2019. - №6. – С. 12-18.

11. Козловський В. В. Синтез складного розімкнутого зв'язку в системі синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в ході стеження за несучою частотою / В. В. Козловський, О. Л. Туровський // Вісник Хмельницького національного університету. – 2020. – С. 162 -168.

12. Туровський О. Л. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеження за несучою частотою / О. Л. Туровський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2020. – № 1. – С. 116–122.

13. Бойко Ю. М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко // Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2014. – №. 58. – С. 55-66.

14. Huang S. Low-Noise Fractional-N PLL With a High-Precision Phase Control in the Phase Synchronization of Multichips / S. Huang, S. Liu, M. Liu, J. Hu and Z. Zhu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. - Т. 28, N. 8. – P. 702-704.

15. Boiko J. Study of the Influence of Changing Signal Propagation Conditions in the Communication Channel on Bit Error Rate / J. Boiko, I.Pyatin, L. Karpova, O. Eromenko // Data-Centric Business and Applications. – Springer, Cham, 2021. – С. 79-103.

16. Шкурупій С. С. Аналіз методів синхронізації еталонних частотно-часових сигналів військовим користувачам / С.С. Шкурупій, В.М. Пилипенк, О.О. Клімішен, М.І. Кожушко, І.О. Атаманенко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2021. – № 4 (45). – С. 116–123.

17. Бойко Ю.М. Методика обробки та синхронізації сигналів у програмно-обумовлених радіосистемах з OFDM / Ю.М. Бойко, І.С. Пятін, І.Р. Пархомей // Вісник Хмельницького національного університету. - 2022. - №2. – С. 123-132.

18. Туровський О. Л. Особенности и задачи по оценке несущей частоты современных спутниковых систем передачи данных / О. Л. Туровський, С. В. Панадій, Н. О. Ліщиновська // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2020. – № 1. – С. 174–187.

19. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyrpach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – Т. 5. – № 9. – С. 70–81.

20. Pyatin I., Boiko J., Eromenko O. Design and Simulation of Synchronization Systems in Telecommunications with QPSK //2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT). – IEEE, 2020. – С. 98-103.

21. Бойко Ю.М. Дослідження кіл синхронізації цифрових систем зв'язку / Ю.М. Бойко, І.С. Пятін, А.О. Мокрицький // Вісник Хмельницького національного університету. - 2022. - №5. – С. 113-121.

## ДОДАТОК А

### Презентація

# Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо

Мокрицький А.Б., гр. ТРМ-21-1

Керівник – д.т.н., проф. Бойко Ю.М.

**Мета і задачі дослідження.** Метою роботи є дослідження синхронізації систем зв'язку на базі програмно керованого радіо, моделювання кола фазового автопідлаштування частоти.

Для досягнення цієї мети поставлені наступні завдання.

- провести огляд синхронізації цифрових систем зв'язку;
- дослідити модель кола фазового автопідлаштування частоти;
- дослідити вихідний сигнал кола ФАПЧ при різних вхідних діях.

**Об'єктом дослідження** є процес синхронізації систем зв'язку.

**Предметом дослідження** є методи та засоби забезпечення синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо.

## **Наукова новизна одержаних результатів :**

1. Набула подальшого розвитку методика оцінки вихідного сигналу ФАПЧ типів 2 та 3 для різних вхідних сигналів і різних коефіцієнтів загасання.
2. Розроблено метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо.

## **Практичне значення одержаних результатів:**

ФАПЧ під час адаптації має деякий перехідний процес, що залежить, зокрема, від таких факторів: наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ; визначена ширина смуги контуру та початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ; коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів.

## Слайд 4

### Структурна схема системи зв'язку

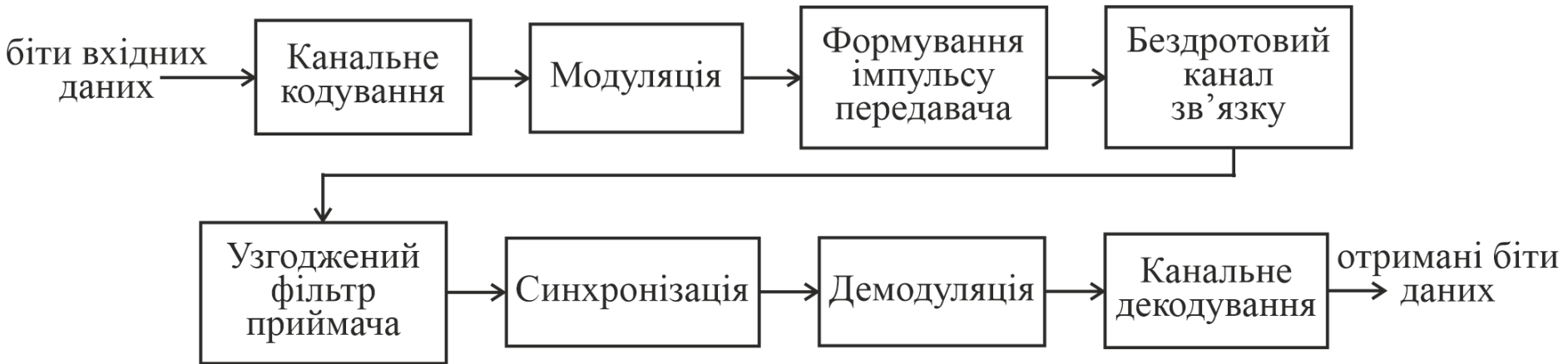


Рисунок 4.1 – Структурна схема системи зв'язку

## Програмно кероване радіо

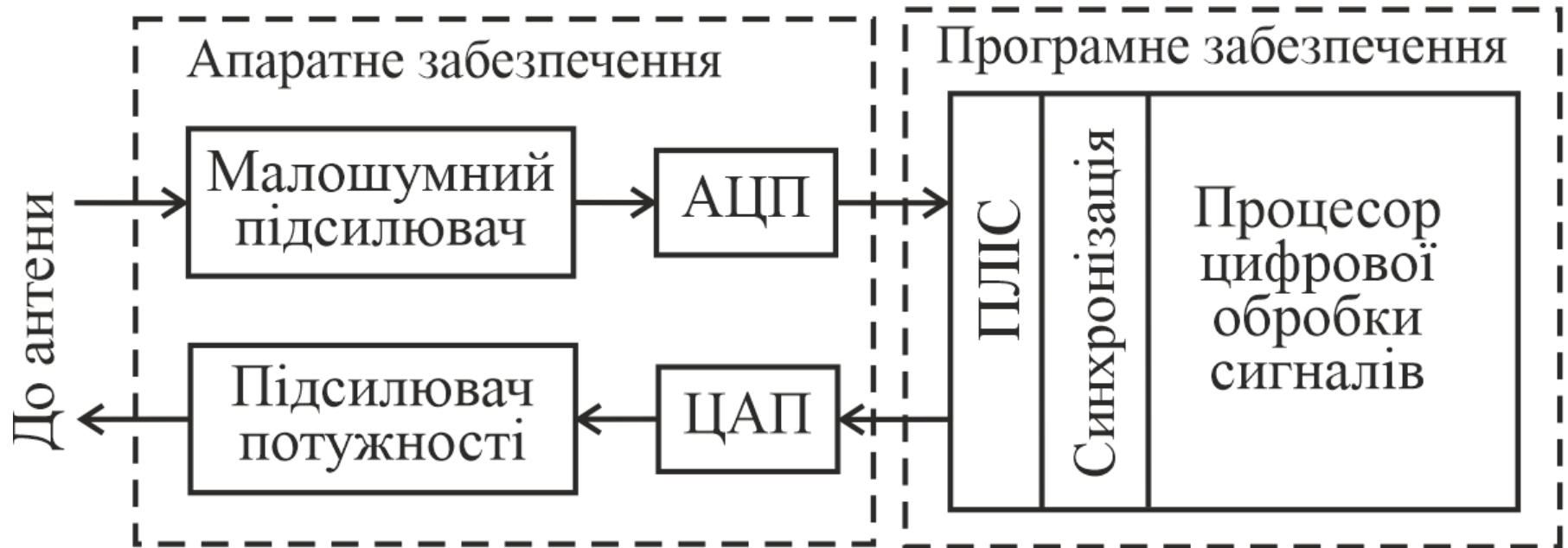


Рисунок 5.1 - Структура програмно керованого радіо (АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема)

## Засоби підтримки проектування

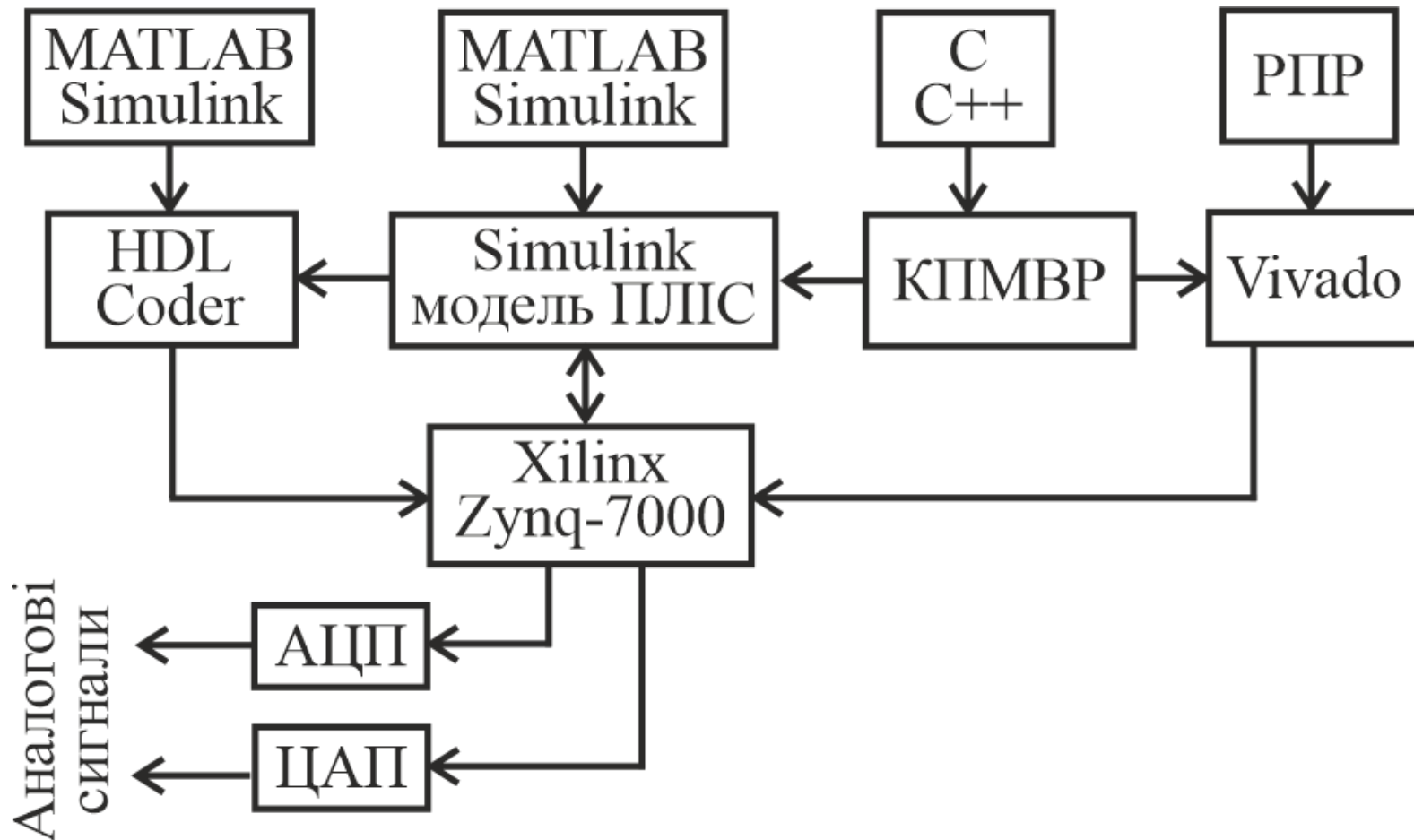


Рисунок 6.1 - Засоби підтримки проектування систем зв'язку на ПЛІС Xilinx

КПМВР – Комп'ютерне проектування за допомогою мови програмування високого рівня; РТР - Рівень передачі регістрів

# Реалізація FPGA проекту

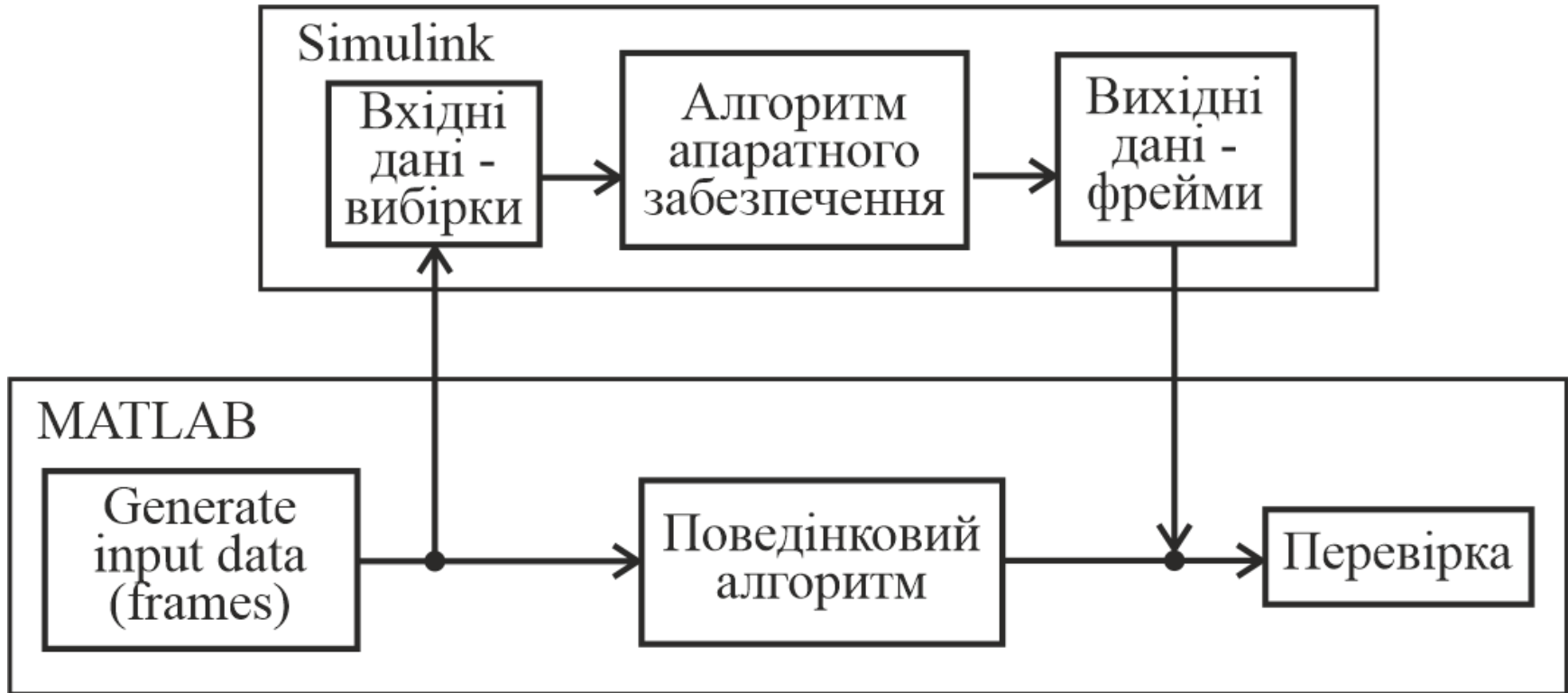


Рисунок 7.1 - Послідовність реалізації FPGA проекту



# Контурні фільтри кола ФАПЧ

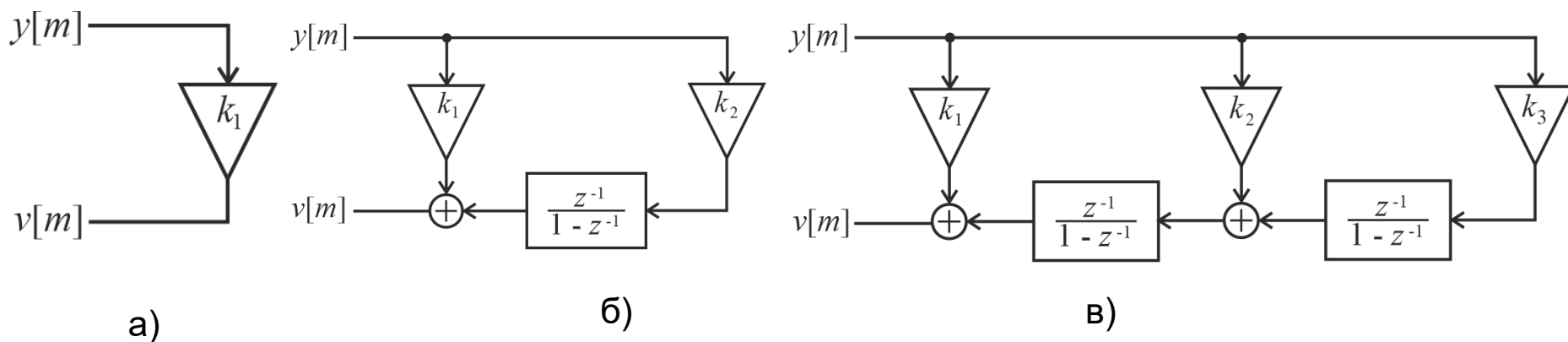
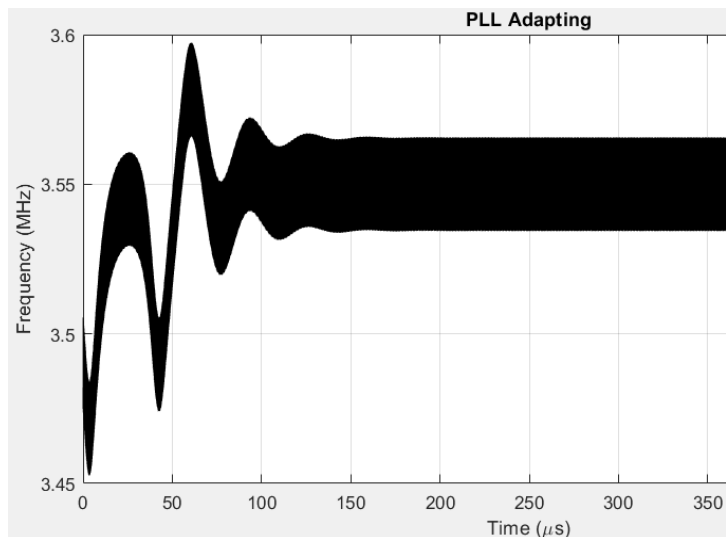


Рисунок 9.1 - Структури цифрових контурних фільтрів ФАПЧ (а – тип 1, б – тип 2, в – тип 3)

# Поведінка ФАПЧ типу 2 у міру адаптації

вхідна частота  $f=3,55$  МГц



вхідна частота  $f=3,72$  МГц

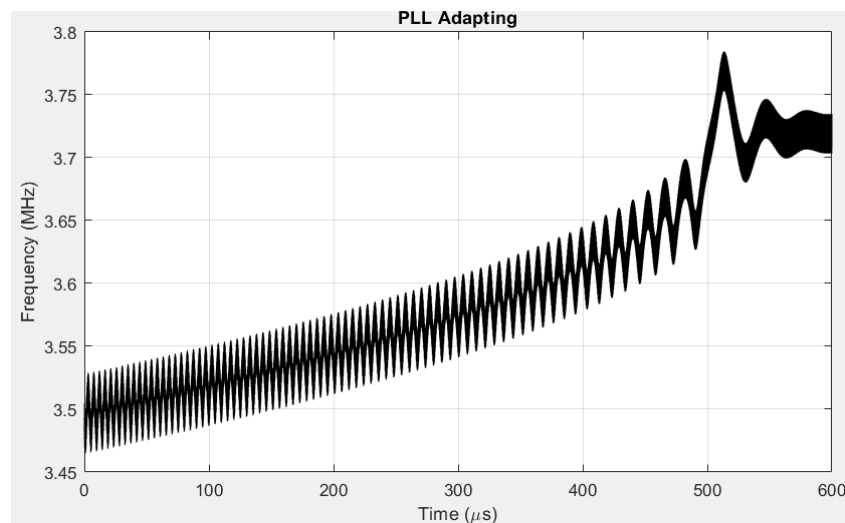


Рисунок 10.1 - Залежність зміни частоти на виході ГКН від часу для ФАПЧ типу 2

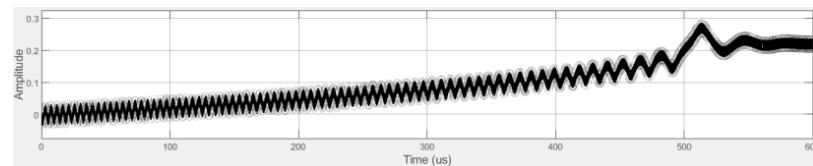
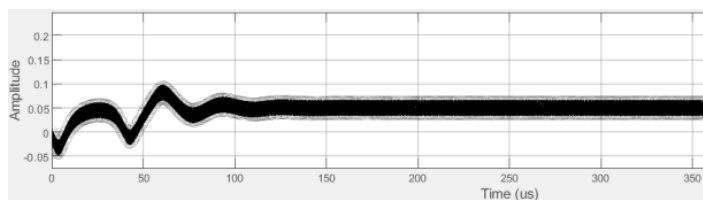
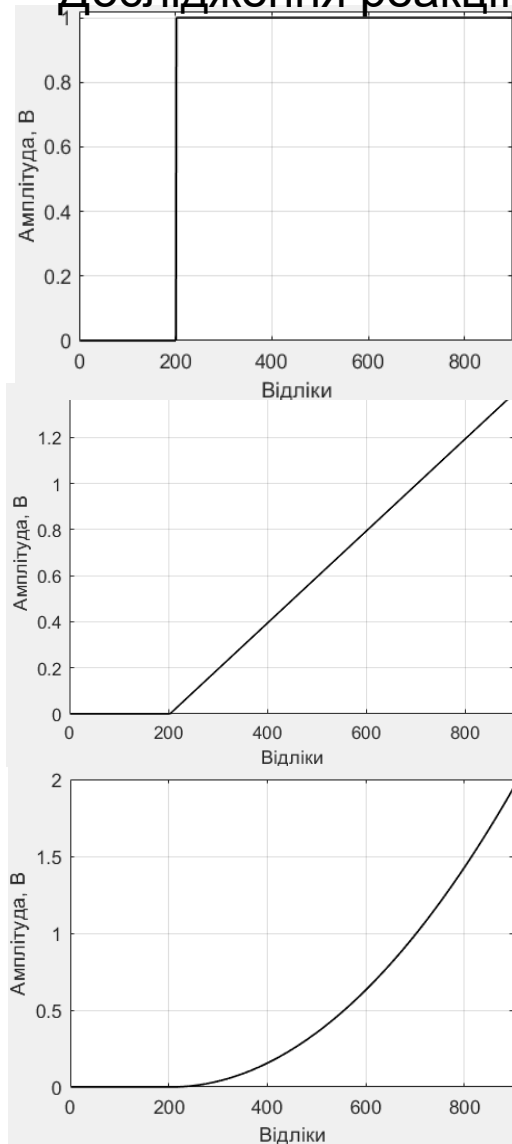
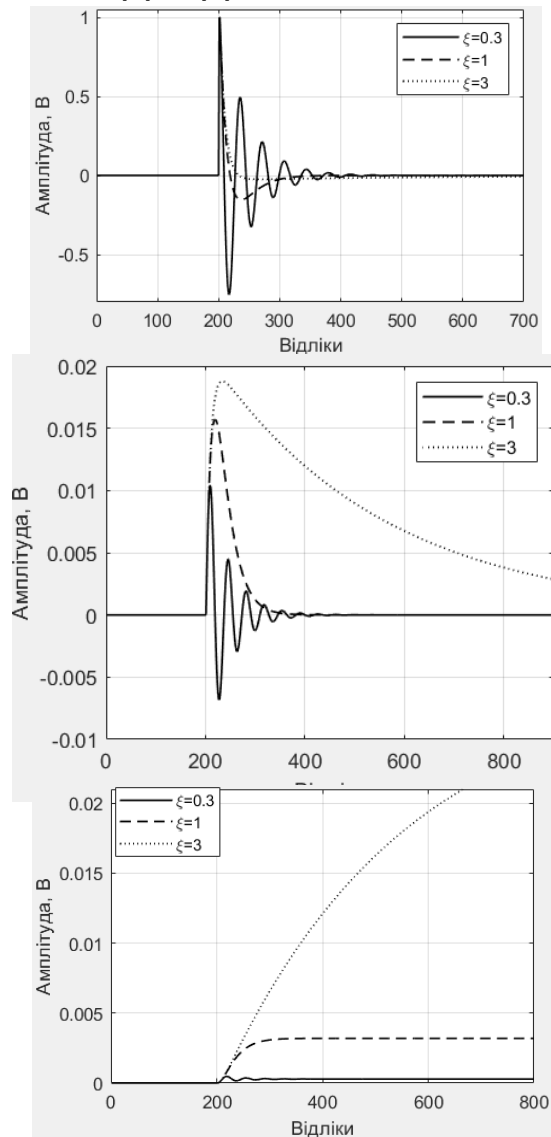


Рисунок 10.2 - Залежність сигналу помилки на виході фазового детектора від часу для ФАПЧ типу 2

# Дослідження реакції ФАПЧ типу 2 різні входні дії



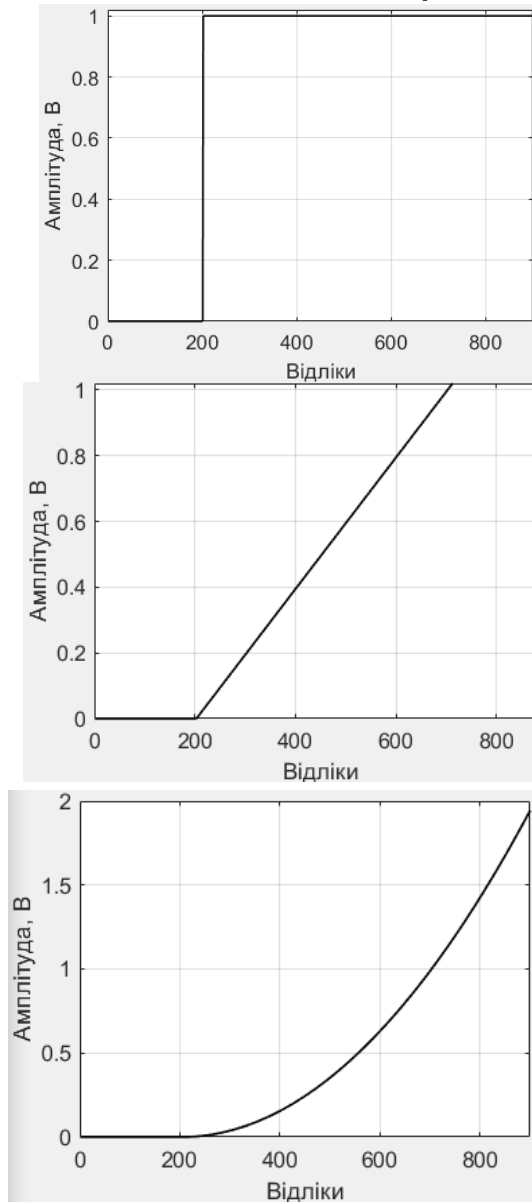
а)



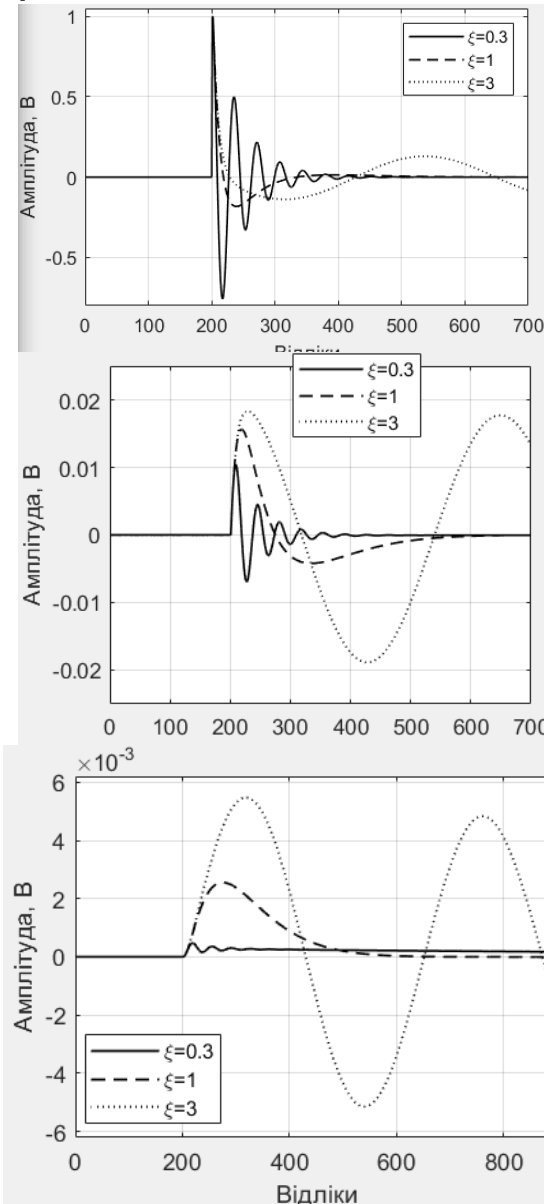
б)

Рисунок 11.1 - Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на входну дію у вигляді сходянкової функції, лінійно змінної напруги, гіперболи (а) для різних значень коефіцієнта загасання

# Дослідження реакції ФАПЧ типу 3 різні входні дії



а)



б)

Рисунок 12.1 - Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді сходянкової функції, лінійно змінної напруги, гіперболи для різних значень коефіцієнта загасання

1. Створення систем зв'язку на базі FPGA дозволяє суттєво підвищити продуктивність за рахунок алгоритмів паралельної обробки інформації. Використання Matlab і Simulink дозволяє спростити і прискорити апаратну реалізацію системи.
2. ФАПЧ типу 1, типу 2 і типу 3 можуть адаптуватися до ступінчастого входу з нульовою помилкою. Якщо вхідний сигнал є лінійно змінною напругою, ФАПЧ типу 2 і 3 можуть адаптуватися з нульовою фазовою помилкою, а тип 1 адаптується, з залишковою фазовою помилкою. Для входу гіперболи тільки ФАПЧ типу 3 може повністю адаптуватися: тип 2 адаптується з залишковою помилкою, тоді як тип 1 не може адаптуватися.
3. При зміні частоти вхідного сигналу від 3,55 МГц до 3,72 МГц, час досягнення захоплення ФАПЧ типу 2 змінюється від близько 150 мкс до близько 600 мкс, тобто при збільшенні частоти на 170 кГц, час досягнення захоплення збільшується майже у чотири рази.
4. Для зменшення впливу спотворень, що вносить канал зв'язку, система містить кола синхронізації: корекція зміщення частоти, коло символної синхронізації. З отриманих результатів можна зробити висновок, що застосування кіл синхронізації дозволяє зменшити вплив спотворень сигналу у каналі зв'язку і досягти прийняттого рівня бітових помилок  $BER=1e-6$ .

ISSN 2307-5732

DOI 10.31891/2307-5732

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

5.2022

---

# ВІСНИК

**Хмельницького**

**національного**

**університету**

**Технічні науки**

---

**Technical sciences**

SCIENTIFIC JOURNAL

HERALD OF KHMELNYTSKYI NATIONAL UNIVERSITY

2022, Issue 5, Volume 313

Хмельницький

БОЙКО Юлій

Хмельницький національний університет

ORCID: [0000-0003-0603-7827](https://orcid.org/0000-0003-0603-7827)e-mail: [boiko\\_julius@ukr.net](mailto:boiko_julius@ukr.net)

ПЯТИН Ілля

Хмельницький політехнічний фаховий коледж національного університету «Львівська політехніка»

ORCID: [0000-0003-1898-6755](https://orcid.org/0000-0003-1898-6755)e-mail: [ilkhmel@ukr.net](mailto:ilkhmel@ukr.net)

МОКРИЦЬКИЙ Андрій

Хмельницький національний університет

e-mail: [AndriyAssassin@i.ua](mailto:AndriyAssassin@i.ua)

## ДОСЛІДЖЕННЯ КІЛ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

В роботі наведено результати досліджень різних характеристик цифрової системи ФАПЧ (час досягнення блокування; встановлена помилка; перехідна поведінка) для різних видів вхідної дії. Досліджено коефіцієнт бітових помилок когерентної цифрової системи зв'язку. Визначено перехідний процес системи ФАПЧ під час адаптації. Наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ. Ширина смуги контуру та початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ. Коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів.

Ключові слова: фазове автопідлаштування частоти, фазовий детектор, генератор з числовим керуванням, контурний фільтр, коефіцієнт загасання.

BOIKO Juliy, MOKRYTSKY Andriy

Khmelnyskyi National University

PYATIN Ilya

Khmelnyskyi Polytechnic, Professional College by Lviv Polytechnic National University

## RESEARCH OF SYNCHRONIZATION CIRCUITS FOR DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS

In a digital communication system, the transmitter and receiver have several generators for modulation and demodulation; increasing and decreasing the sampling frequency; synchronization of symbols and bit streams. The causes of phase and carrier frequency errors are the instability of the frequency of the local generators of the transmitter and receiver; presence of Doppler frequency shift; signal propagation delay from the transmitter to the receiver. Synchronization circuits of modern digital communication systems are built on the basis of phase-locked loop (PLL). The purpose of the work is: research of various characteristics of the digital PLL (locking time; established error; transient behavior) for various types of input action; study of the bit error rate of a coherent digital communication system. The PLL consists of the following components: a phase detector that generates a signal that varies in proportion to the phase difference between the input signal and a locally generated sinusoid; controlled generator that generates an output signal whose phase and frequency depends on the input signal; loop filter, which removes unwanted high-frequency components in the output signal of the phase detector and forms a signal that controls the NCO. During adaptation, the PLL has some transient process that depends, in particular, on three factors: the presence of a zero-phase error is determined by the PLL contour filter; the determined bandwidth of the circuit and the initial deviation between the input and reference frequencies affect the PLL adaptation time; the attenuation coefficient of the PLL affects the adaptation behavior: the speed and magnitude of emissions. The study of the output signal of the linear PLL model for damping factor  $\xi = 0,3$ ,  $\xi = 1$  and  $\xi = 3$ , and we will use an input signal of the step function type, linear voltage changes and hyperbola. type 1, type 2, and type 3 PLLs can adapt to a zero-error step input. If the input signal is a linearly varying voltage, PLL types 2 and 3 can adapt with zero phase error, while type 1 adapts with a residual phase error. For hyperbola input, only type 3 PLL can fully adapt: type 2 adapts with residual error, while type 1 cannot adapt. The damping factor should be in the range of  $0,3 \leq \xi \leq 1$ . When changing the input signal frequency from 3.55 MHz to 3.72 MHz, the capture time of the type 2 PLL changes from about 150  $\mu$ s to about 600  $\mu$ s, that is, when the frequency increases by 170 kHz, the capture time increases almost four times. The error that has occurred is affected by the choice of the contour filter and the features of the synchronization.

Keywords: phase-locked loop, phase detector, numerically controlled oscillator, loop filter, damping ratio.

### Постановка проблеми у загальному вигляді

#### та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

У цифровій системі зв'язку передавач і приймач мають у своєму складі декілька генераторів:

- для модуляції і демодуляції;
- для підвищення і пониження частоти дискретизації;
- для синхронізації символів і бітових потоків;
- для отримання дискретних відліків сигналу.

Приймач виділяє інформацію про синхронізацію з отриманого сигналу. Синхронізація повинна бути зроблена на наступних рівнях:

1. Відновлення несучої частоти.
2. Відновлення часу надходження символу.
3. Синхронізація фреймів.

Причини помилок фази та частоти несучої полягають у наступному:

- нестабільність частоти локальних генераторів передавача і приймача;

- наявність Доплерівського зсуву частоти;
- затримка розповсюдження сигналу від передавача до приймача.

У традиційному підході локальний генератор приймача адаптивно узгоджується з частотою і фазою отриманого сигналу. Точне відновлення фази необхідно для когерентного виявлення.

Відновлення несучої часто виконується в двох частинах:

1. Грубе регулювання частоти.
2. Остаточне налаштування частоти і відновлення фази.

### Аналіз досліджень та публікацій

В роботах [1-5] наведено дані про принципи побудови цифрових систем зв'язку. Кола синхронізації сучасних цифрових систем зв'язку будують на основі фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ) [6-9]. Це дозволяє відтворювати вхідну синусоїду, відстежувати відхилення її частоти та пригнічувати шум. Кола ФАПЧ можуть бути побудовані як в аналоговому, так і в цифровому вигляді [2]. Наявність помилки синхронізації несучої частоти приводить до наступних ефектів:

- виникає фазова помилка несучої  $\varphi$ , що призводить до повороту сузір'я

$$\bar{A}_k = e^{j\varphi} A_k.$$

- виникає помилка несучої  $\Delta\omega$ , що призводить до обертання сузір'я модульованого сигналу у часі

$$\bar{A}_k = e^{jkT\Delta\omega} A_k.$$

Якщо ці параметри можуть бути оцінені з достатньою точністю, розглянуті ефекти можуть бути компенсовані комплексним множителем при обробці сигналу в основній смузі частот до операцій виявлення.

### Постановка завдання

Підвищення швидкості і якості передачі інформації цифрових систем зв'язку неможливо досягти без забезпечення синхронізації передавача і приймача [10, 11], що передбачає використання кіл фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ). Від встановленого режиму роботи кола ФАПЧ залежить ефективність і працездатність системи зв'язку.

Метою роботи є дослідження різних характеристик цифрової ФАПЧ (час досягнення блокування; встановлена помилка; перехідна поведінка) для різних видів вхідної дії; дослідження коефіцієнту бітових помилок когерентної цифрової системи зв'язку.

### Виклад основного матеріалу

Структурна схема ФАПЧ показано на рис. 1. Вона складається з наступних компонентів [10]:

- фазовий детектор, який генерує сигнал, що змінюється пропорційно різниці фаз між вхідним сигналом і синусоїдою, що генерується локально.
- керований генератор, який генерує вихідний сигнал, фаза і частота якого залежить від вхідного сигналу. Виділяють генератор керований напругою (ГКН) аналогових ФАПЧ, або генератор керований кодом (ГКК) цифрових ФАПЧ.
- контурний фільтр, який видаляє небажані високочастотні складові у вихідному сигналі фазового детектора і формує сигнал, який керує ГКН або ГКК.

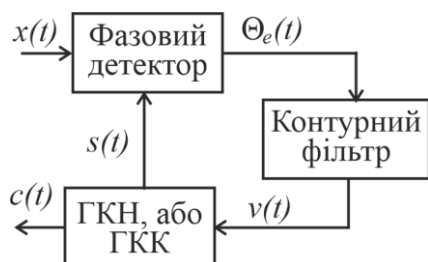


Рис. 1. Структурна схема ФАПЧ

Вхідний опорний сигнал ФАПЧ:  $x(t) = \cos(2\pi f_i t + \Theta_e(t))$

Вихідний сигнал ФАПЧ:  $c(t) = \cos(2\pi f_0 t + \Theta_0(t))$

Сигнал локального генератора:  $s(t) = -\sin(2\pi f_0 t + \Theta_0(t))$

Сигнал помилки:  $\Theta_e(t) = K_p (\Theta_i(t) + \Theta_0(t))$

Роль фазового детектора полягає в генерації сигналу, пропорційного різниці фаз між опорним вхідним сигналом і локальним генератором. Фазовий детектор часто реалізується як помножувач сигналів.

Вихід помножувача для фазового детектора можна представити виразом:

$$y(t) = x(t) \cdot s(t) = \cos(2\pi f_i t + \Theta_i(t)) \cdot (-\sin(2\pi f_0 t + \Theta_0(t)))$$

Коли частоти  $f_i$  і  $f_0$  рівні, вихідний сигнал можна представити у вигляді:

$$y(t) = \frac{1}{2} \sin(\Theta_i(t) - \Theta_0(t)) - \frac{1}{2} \sin(4\pi f_i(t) + \Theta_i(t) + \Theta_0(t)).$$

На виході помножувача маємо низькочастотну складову, пропорційну різниці фаз і більш високочастотні складові (другий доданок), які видаляються фільтрацією. На виході контурного фільтра маємо сигнал, що пропорційний фазовій помилці згідно виразу:

$$\Theta_e(t) = K_p (\Theta_i(t) - \Theta_0(t))$$

де  $\Theta_i(t)$  і  $\Theta_0(t)$  - фази вхідного опорного і сигналу гетеродину в момент часу  $t$  відповідно;  $K_p$  - коефіцієнт підсилення фазового детектора.

Контурний фільтр призначений для фільтрації сигналу помилки, що створюється фазовим детектором. Це фільтр нижніх частот, що складається з пропорційної ланки і одної або декількох ланок інтегрування [12]. Конструкція петлевого фільтра є дуже важливою для визначення загальних характеристик та поведінки ФАПЧ.

ГКН або ГКК є генератором з частотою спокою  $f_0$  і керуючим входом [13]. ГКК створює вихідний сигнал із заданою частотою спокою, яка регулюється вхідним сигналом. Вихід для вибірки  $m$  визначається виразом:

$$c[m] = \cos(2\pi f_0 m T + \hat{\Theta}[m]),$$

де  $T$  - період вибірки, а  $\hat{\Theta}[m]$  - розрахункова фаза у вибірці  $m$ , отримана шляхом підсумовування керуючого входу ГКК, по всіх вибірках, тобто:

$$\hat{\Theta}[m] = K_0 \sum_{m=0}^M v[m].$$

Коефіцієнт пропорційності  $K_0$  для моделі ГКН безперервного часу вимірюється в радіанах на вольт.

Поведінка ГКК часто описується з погляду розміру кроку  $\mu$ . Якщо припустити, що розмір кроку фіксований, фаза ГКК збільшується на заданий розмір кроку для кожної вибірки, тобто:

$$\hat{\Theta}[m] = \hat{\Theta}[m-1] + \mu[m]$$

ГКК проходить повний період (2 радіани) протягом деякого фіксованого числа вибірок. Розмір кроку управляє швидкістю збільшення фази, тобто частотою хвилі, що генерується, при цьому більший розмір кроку дає більш високу частоту. Розмір кроку для генерації сигналу на певній частоті, визначається виразом:

$$\mu = \frac{2\pi f_d}{f_s}.$$

Наприклад, якщо  $f_s = 100$  Гц та  $f_d = 10$  Гц, то  $\mu = \pi / 5$ .

Розмір кроку формується шляхом підсумовування двох складових: постійного значення, що відповідає частоті спокою; змінного значення, що потрібний для коригування. Це визначається виразом:

$$\mu[m] = \mu_q + \mu_a[m]$$

Регульовальний член визначається сигналом зворотного зв'язку, тобто  $\mu[m]$  масштабується коефіцієнтом підсилення генератора  $K_0$ .

### Модель ФАПЧ з дискретним часом

На рис. 2 показано загальну модель конструкції цифрових контурних фільтрів ФАПЧ типу 1, типу 2 та типу 3. Тип можна визначити, встановивши відповідні коефіцієнти помножувача у моделі.

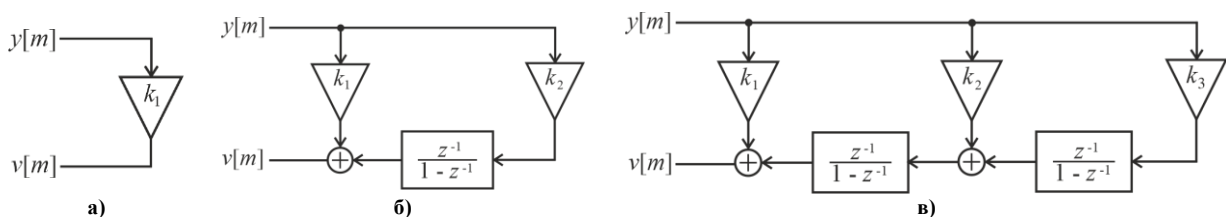


Рис. 2. Структури цифрових контурних фільтрів ФАПЧ (а – тип 1, б – тип 2, в – тип 3)

При використанні контурного фільтра 2-го типу система ФАПЧ (рис. 3) повинна мати можливість відстежувати ступінчасту або лінійну зміну фази з нульовою фазовою помилкою після адаптації.

ФАПЧ має встановлений режим, коли сигнал, що генерується ФАПЧ, досягає тієї ж частоти, що і вхідний опорний сигнал. Можна визначити ключові характеристики ФАПЧ:

- час досягнення блокування;
- встановлена помилка;
- перехідна поведінка та можливість відстеження;
- пропускна спроможність.

Ці варіанти залежать від сфери застосування та очікуваних умов експлуатації. Смуга пропускання повинна бути достатньою для компенсації відхилень між частотою генератора і опорним вхідним сигналом.

Час, необхідний ФАПЧ для синхронізації з опорним сигналом, є важливим чинником, особливо у

системах зв'язку [11, 14, 15]. Чим більше часу потрібно для досягнення блокування, тим більша довжина преамбули [12].

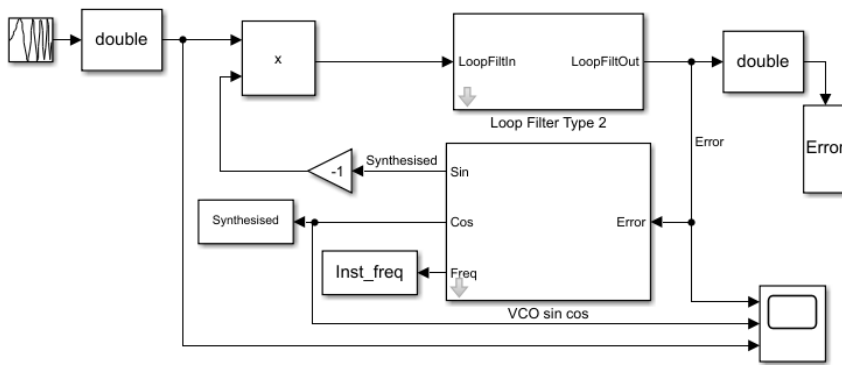


Рис. 3. Simulink модель кола ФАПЧ з контурним фільтром типу 2

На час досягнення синхронізації впливає конструкція ФАПЧ, а також різниця у частоті між вхідним опорним сигналом та частотою спокою ГКК. На рис. 4 показано два приклади поведінки ФАПЧ типу 2 (рис.3) у міру адаптації. На рис. 5 приведена залежність сигналу помилки на виході фазового детектора від часу для ФАПЧ типу 2. Частота спокою  $f=3,5$  МГц. Чутливість ФАПЧ 1 МГц/В.

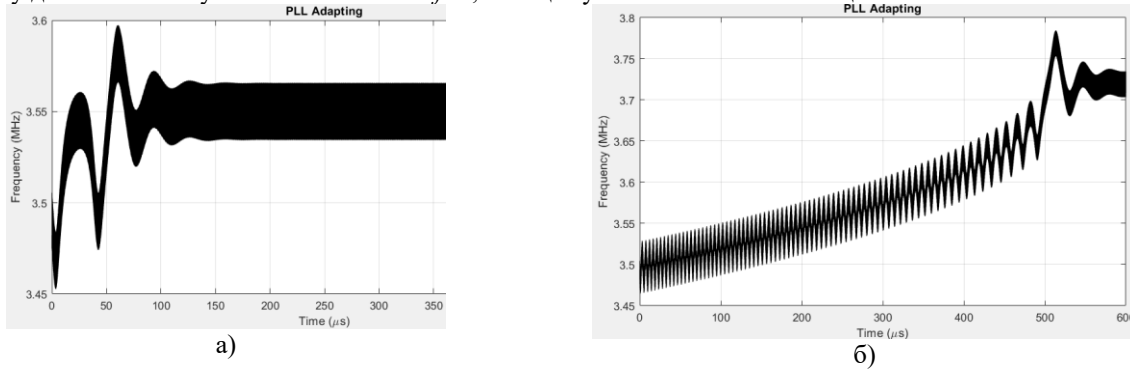


Рис. 4. Залежність зміни частоти на виході ГКН від часу для ФАПЧ типу 2 (а – вхідна частота  $f=3,55$  МГц; б – вхідна частота  $f=3,72$  МГц )

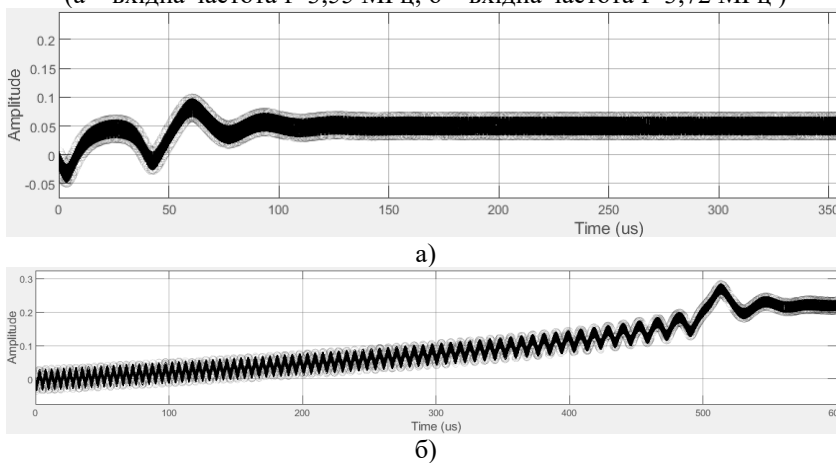


Рис. 5. Залежність сигналу помилки на виході фазового детектора від часу для ФАПЧ типу 2 (а – вхідна частота  $f=3,55$  МГц; б – вхідна частота  $f=3,72$  МГц )

При зміні частоти вхідного сигналу від 3,55 МГц до 3,72 МГц, час досягнення захоплення ФАПЧ типу 2 змінюється від близько 150 мкс до близько 600 мкс, тобто при збільшенні частоти на 170 кГц, час досягнення захоплення збільшується майже у чотири рази. Встановлена помилка синхронізації. ФАПЧ типу 3 звичайно використовуються у складніших сценаріях, наприклад, у приймачах GPS, де поширені великі Допплерівські зміщення частоти.

ФАПЧ під час адаптації має деякий перехідний процес, що залежить, зокрема, від трьох факторів [15]:

- наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ;
- визначена ширина смуги контуру та початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ;
- коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів.

Коефіцієнт загасання  $\xi$  визначає перехідну поведінку ФАПЧ при досягненні фазової синхронізації. Значення  $\xi < 1$  відповідають системі з недостатнім загасанням (перехідний процес показує викиди і коливання навколо значення встановленого стану перед стабілізацією). Значення  $\xi > 1$  відповідають занадто загасаючій системі, що поступово сходиться до стійкого стану. Якщо  $\xi = 1$ , то говорять, що система має критичне загасання, тобто має мінімально можливий час відновлення без викидів [1]. Менші коефіцієнти загасання краще відстежують зміни фази і частоти. Коефіцієнт загасання має перебувати у діапазоні  $0,3 \leq \xi \leq 1$ .

Смуга пропускання задається відповідно діапазону частот, в якому працює ФАПЧ з мінімізацією шуму.

ФАПЧ з ширшою смугою пропускання може справлятися з більшими відхиленнями між частотою спокою ГКК та вхідним опорним сигналом. Тобто, ФАПЧ може успішно адаптуватися у ширшому діапазоні частот. З іншого боку, широка смуга пропускання дозволяє більшій кількості шуму проникати в систему ФАПЧ, ніж вузькосмугова ФАПЧ - це погіршує чистоту синтезованої синусоїди.

**Дослідження лінійної моделі ФАПЧ**

Проведемо дослідження лінійної моделі ФАПЧ, Simulink модель якої наведена на рис. 6. Розглянемо ФАПЧ типу 2. Для цього коефіцієнт  $k_3$  необхідно прийняти рівним нулю.

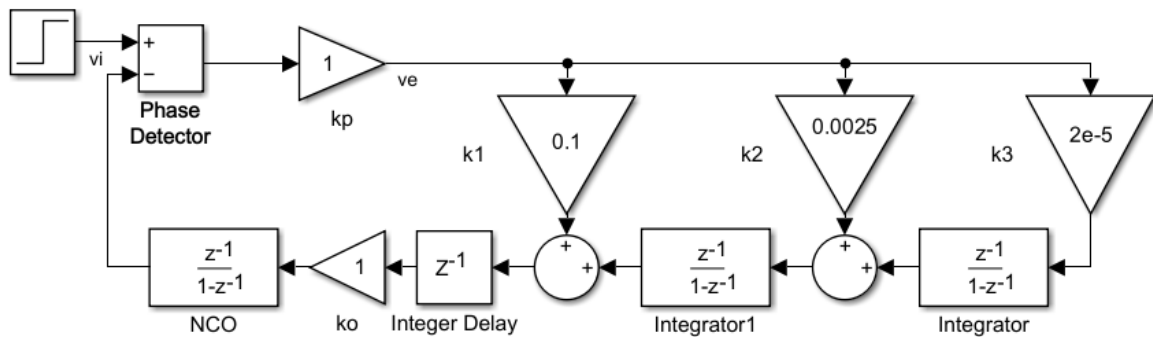


Рис. 6. Simulink модель лінійної моделі ФАПЧ

Проведемо дослідження вихідного сигналу ФАПЧ типу 2 (рис. 7 – рис.9) для коефіцієнтів загасання  $\xi = 0,3$ ,  $\xi = 1$  і  $\xi = 3$ . Використаємо вхідний сигнал типу сходиноква функція, лінійно зміна напруги та гіпербола.

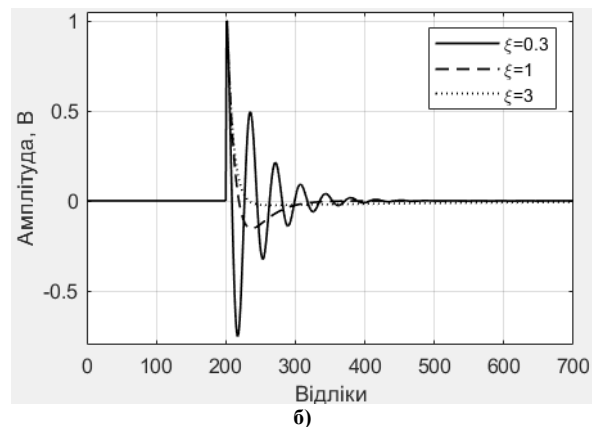
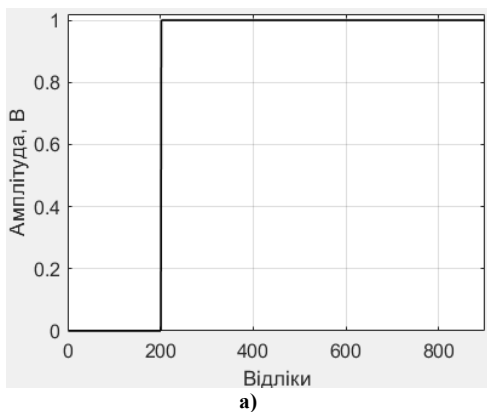
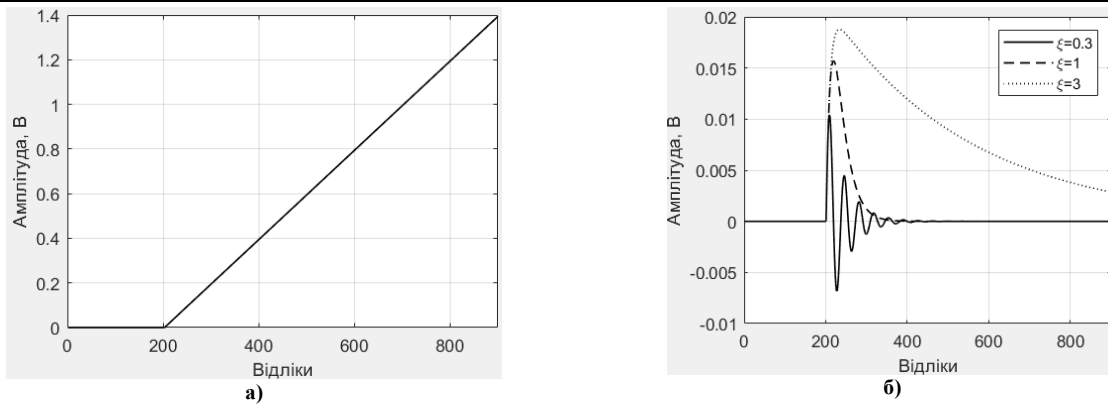
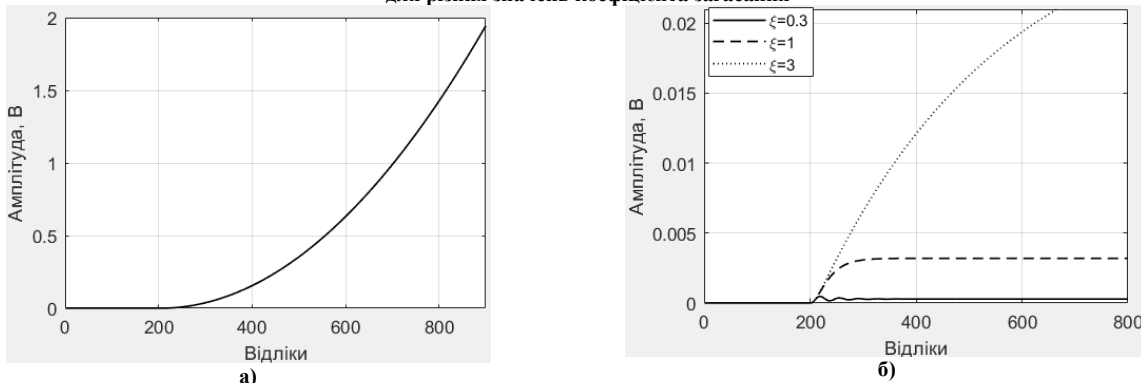


Рис. 7. Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді сходиноквої функції (а) для різних значень коефіцієнта загасання



**Рис. 8.** Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді лінійно змінної напруги (а) для різних значень коефіцієнта загасання



**Рис. 9.** Реакція ФАПЧ типу 2 (б) на вхідну дію у вигляді гіперболи (а) для різних значень коефіцієнта загасання

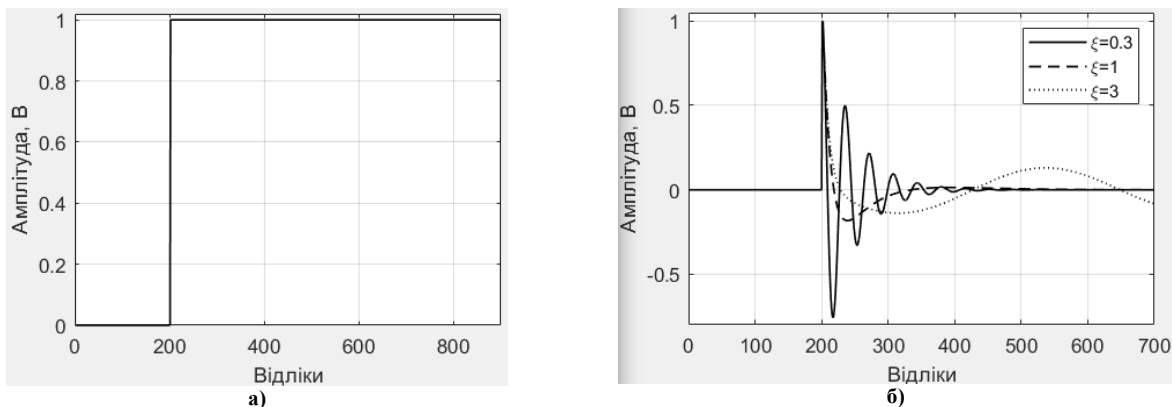
Проведемо дослідження вихідного сигналу ФАПЧ типу 3 (рис. 10 – рис. 12) для коефіцієнтів загасання  $\xi = 0,3$ ,  $\xi = 1$  і  $\xi = 3$ . Встановимо значення коефіцієнта підсилення  $k_3 = 2 \cdot 10^{-5}$ ,  $\xi = 1$ .

ФАПЧ типу 1, типу 2 і типу 3 можуть адаптуватися до ступінчастого входу з нульовою помилкою. Якщо вхідний сигнал є лінійно змінною напругою, ФАПЧ типу 2 і 3 можуть адаптуватися з нульовою фазовою помилкою, а тип 1 адаптується, з залишковою фазовою помилкою. Для входу гіперболи тільки ФАПЧ типу 3 може повністю адаптуватися: тип 2 адаптується з залишковою помилкою, тоді як тип 1 не може адаптуватися.

ФАПЧ типу 1: може адаптуватися при наявності початкової різниці фаз; неможливо адаптувати динамічний зсув частоти.

ФАПЧ типу 2: може адаптуватися як до цільової частоти, так і до цільової фази за наявності початкової різниці частот та початкової різниці фаз; може адаптуватися до цільової частоти за наявності динамічного зміщення частоти з залишковою фазовою помилкою.

ФАПЧ типу 3: може адаптуватися за наявності початкової різниці фаз, початкової різниці частот та динамічного зміщення частоти, у кожному випадку з нульовою залишковою фазовою помилкою.



**Рис. 10.** Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді сходиноквої функції (а) для різних значень коефіцієнта загасання

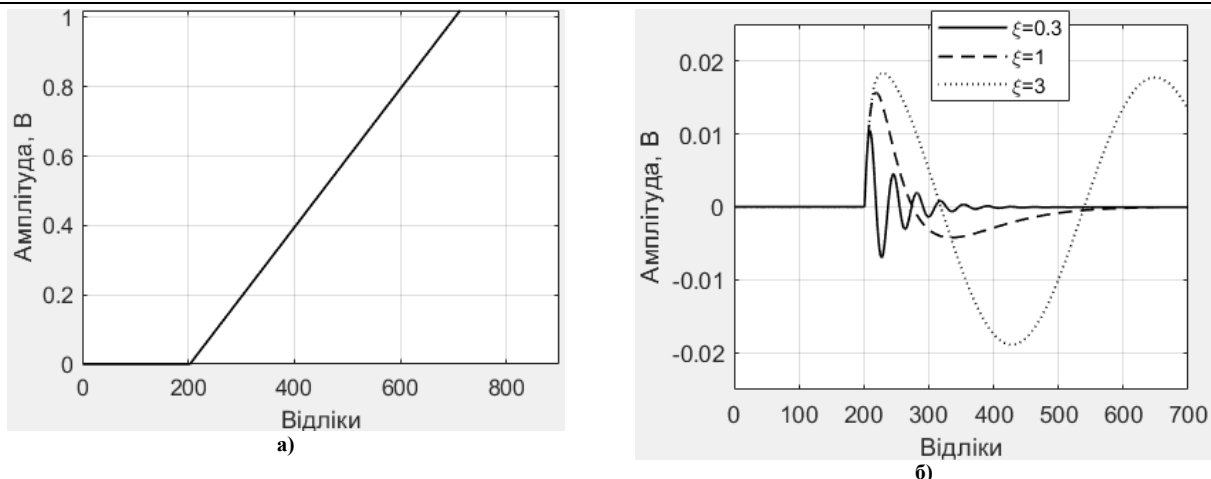


Рис. 11. Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді лінійно змінної напруги (а) для різних значень коефіцієнта загасання

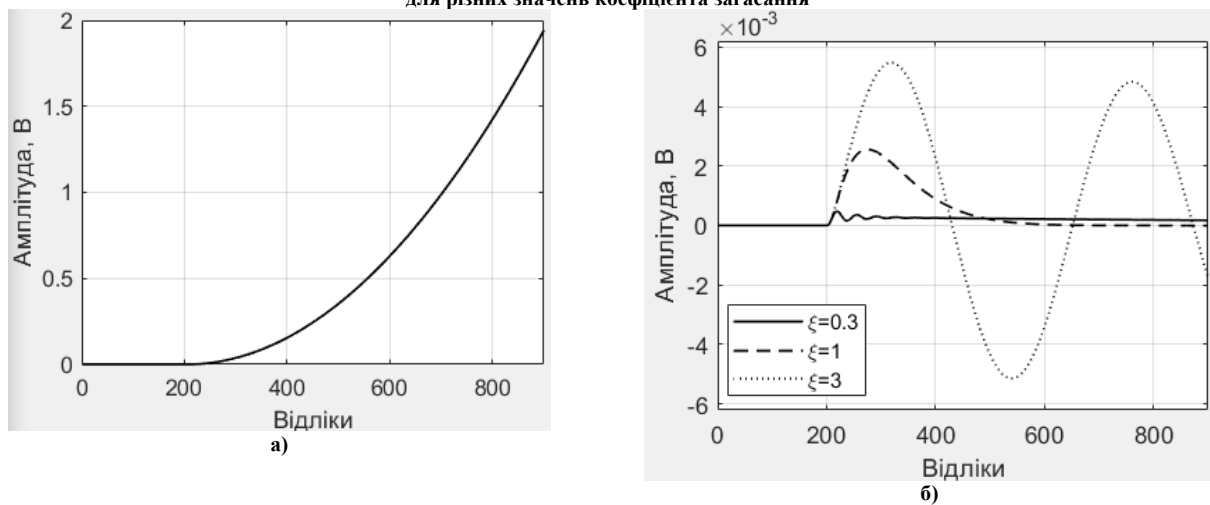


Рис. 12. Реакція ФАПЧ типу 3 (б) на вхідну дію у вигляді гіперболи (а) для різних значень коефіцієнта загасання

Звичайно використовуються кола ФАПЧ типу 2, оскільки вони забезпечують достатню продуктивність. Не бажано використовувати коефіцієнт загасання  $\xi < 1$  через збільшення тривалості перехідних процесів.

Частота дискретизації повинна мати значення, яке щонайменше в 5 разів перевищує очікувану частоту вхідного сигналу. Це дозволяє використовувати фазовий детектор на основі помножувача.

В конструкції фазового детектора на основі помножувача, коефіцієнт підсилення залежить від амплітуди вхідного сигналу. Для уникнення цього, на вході ФАПЧ вмикають пристрій автоматичного регулювання підсилення (АРП), який підтримує амплітуду сигналу на вході ФАПЧ постійною.

#### Дослідження коефіцієнту бітових помилок у когерентній цифровій системі зв'язку

Розглянемо методику проведення синхронізації у системі зв'язку шляхом моделювання у Matlab. Компенсація значних фазових та частотних зсувів для сигналу з квадратурною амплітудною модуляцією у каналі AWGN виконується у два етапи. Спочатку коригується грубий зсув частоти, використовуючи оцінку, надану грубим частотним компенсатором, а потім відбувається точна корекція, використовуючи синхронізацію несучої. Через грубе частотне коригування синхронізатор несучої швидко сходиться, навіть якщо нормалізована смуга пропускання встановлена на низьке значення. Нижчі значення нормалізованої смуги пропускання забезпечують краще коригування невеликих залишкових зсувів несучої. Після застосування коригування зміщення фази та частоти до отриманого сигналу необхідно розв'язати неоднозначність фази за допомогою преамбули.

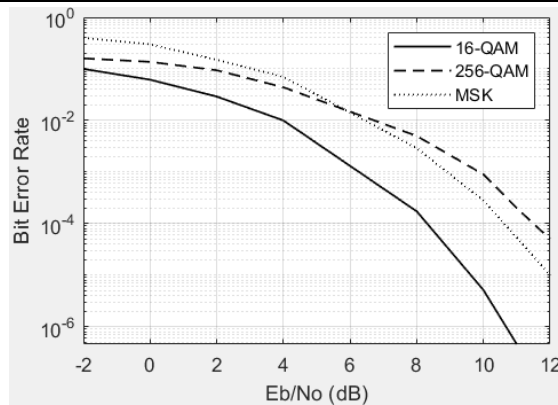


Рис. 13. Залежність коефіцієнту бітових помилок від відношення сигнал-шум для системи зв'язку

З отриманих залежностей можна зробити висновок, що не зважаючи на введені частотні і фазові зсуви, кола синхронізації цифрової системи зв'язку на основі ФАПЧ забезпечують придатний рівень бітових помилок.

#### Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

При зміні частоти вхідного сигналу від 3,55 МГц до 3,72 МГц, час досягнення захоплення ФАПЧ типу 2 змінюється від близько 150 мкс до близько 600 мкс, тобто при збільшенні частоти на 170 кГц, час досягнення захоплення збільшується майже у чотири рази. ФАПЧ типу 3: може адаптуватися за наявності початкової різниці фаз, початкової різниці частот та динамічного зміщення частоти, у кожному випадку з нульовою залишковою фазовою помилкою для значень коефіцієнта загасання  $\xi < 1$ . Незважаючи на введені частотні і фазові зсуви, кола синхронізації цифрової системи зв'язку на основі ФАПЧ забезпечують придатний рівень бітових помилок.

#### Література

1. Karimi-Ghartema M. PLL Structures for Single-Phase Applications. Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications. Wiley-IEEE Press, 2014, P.1-1.
2. Talbot D. B. A Review of PLL Fundamentals. Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops, Wiley-IEEE Press, 2012, P.3-15.
3. Пятін І.С. Система зв'язку з QPSK модуляцією і синхронізацією несучої / І.С. Пятін, В.В. Мішан, О.О. Кухарець // Вісник Хмельницького національного університету. - 2019. - №5. - С.211-217.
4. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin, V. Strelnikov // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. - 2021. - Т. 1. - № 9-109. - С. 66-76.
5. Бойко Ю.М. Порівняльний аналіз детекторів помилки символної синхронізації когерентної системи цифрового зв'язку з модуляцією QPSK / Ю.М. Бойко І.С. Пятін // Зв'язок. - 2019. - №6. - С. 12-18.
6. Козловський В. В. Синтез складного розімкнутого зв'язку в системі синхронізації при умові мінімізації дисперсії фазової помилки в ході стеження за несучою частотою / В. В. Козловський, О. Л. Туровський // Вісник Хмельницького національного університету. - 2020. - С. 162-168.
7. Туровський О. Л. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеження за несучою частотою / О. Л. Туровський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 2020. - № 1. - С. 116-122.
8. Бойко Ю. М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрьоменко // Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2014. - №. 58. - С. 55-66.
9. Huang S. Low-Noise Fractional-N PLL With a High-Precision Phase Control in the Phase Synchronization of Multichips / S. Huang, S. Liu, M. Liu, J. Hu and Z. Zhu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. - 2018. - Т. 28, N. 8. - P. 702-704.
10. Boiko J. Study of the Influence of Changing Signal Propagation Conditions in the Communication Channel on Bit Error Rate / J. Boiko, I.Pyatin, L. Karpova, O. Eromenko // Data-Centric Business and Applications. - Springer, Cham, 2021. - С. 79-103.
11. Шкурупій С. С. Аналіз методів синхронізації еталонних частотно-часових сигналів військовим користувачам / С.С. Шкурупій, В.М. Пилипенк, О.О. Клімішен, М.І. Кожушко, І.О. Атаманенко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. - 2021. - № 4 (45). - С. 116-123.
12. Бойко Ю.М. Методика обробки та синхронізації сигналів у програмно-обумовлених радіосистемах з OFDM / Ю.М. Бойко, І.С. Пятін, І.Р. Пархомей // Вісник Хмельницького національного університету. - 2022. - №2. - С. 123-132.

13. Туровський О. Л. Особенности и задачи по оценке несущей частоты современных спутниковых систем передачи данных / О. Л. Туровський, С. В. Панадій, Н. О. Ліщиновська // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2020. – № 1. – С. 174–187.
14. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyryach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – Т. 5. – № 9. – С. 70–81.
15. Pyatin I., Boiko J., Eromenko O. Design and Simulation of Synchronization Systems in Telecommunications with QPSK //2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT). – IEEE, 2020. – С. 98-103.

#### References

1. Karimi-Ghartema M. PLL Structures for Single-Phase Applications. Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications. Wiley-IEEE Press, 2014, P.1-1.
2. Talbot D. B. A Review of PLL Fundamentals. Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops, Wiley-IEEE Press, 2012, P.3-15.
3. Pyatin I.S. Communication system with QPSK modulation and carrier synchronization / I.S. Pyatin, V.V. Mishan, O.O. Kuharets// Herald of Khmelnytskyi national university. – 2019. - №5. - P. 211-217.
4. Berkman L. Designing a system to synchronize the input signal in a telecommunication network under the condition for reducing a transitional component of the phase error / L. Berkman, O. Tkachenko, O. Turovsky, V. Fokin, V. Strelnikov // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021. – V. 1. – no. 9-109. – P. 66–76.
5. Boiko J. Comparative analysis of timing error detectors for symbol synchronization of the coherent system of digital communication with QPSK modulation / J. Boiko, I. Pyatin // Connectivity. – 2019. – no. 6. – P. 12-18.
6. Kozlovskiy V. V. Synthesis of a complex interconnected relationship in the synchronization system under the minimization of phase error dispersion during discontinuation / V. V. Kozlovskiy, O. L. Turovskiy // Herald of Khmelnytskyi national university. – 2020. – S. 162–168.
7. Turovsky O. Evaluation of possibilities to improve work efficiency systems of synchronization of a radio technical device during carrier frequency tracking / O. Turovsky // Measuring and computing devices in technological processes. – 2020. - № 1 – S. 116–122.
8. Boiko J. M., Eromenko A. I. Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of satellite telecommunication data transmission systems //Bulletin of National Technical University of Ukraine" Kyiv Polytechnic Institute" Series—Radiotechnique. Radioapparatus building. — 2014. – Т. 58. – S. 55-66.
9. Huang S. Low-Noise Fractional-N PLL With a High-Precision Phase Control in the Phase Synchronization of Multichips / S. Huang, S. Liu, M. Liu, J. Hu and Z. Zhu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. - Т. 28, N. 8. – P. 702-704.
10. Boiko J. Study of the Influence of Changing Signal Propagation Conditions in the Communication Channel on Bit Error Rate / J. Boiko, I. Pyatin, L. Karpova, O. Eromenko //Data-Centric Business and Applications. – Springer, Cham, 2021. – С. 79-103.
11. Shkurupii S. An analysis of methods synchronization of reference frequency and time signals to military consumers / S. Shkurupii, V. Pylypenk, O. Klimishen, M. Kozhushko, I. Atamanenko //Nauka i tekhnika Povitrianykh Syl Zbroinykh Syl Ukrainy. – 2021. – № 4 (45). – S. 116-123.
12. Boiko J. Signal processing and synchronization technique in software-defined radio systems with OFDM / J. Boiko, I. Pyatin, I. Parkhomey // Herald of Khmelnytskyi national university. - 2022. - №2. – S. 123-132.
13. Turovsky O. L. Osobennosti i zadachi po ocenke nesushej chastoty sovremennyh sputnikovyh sistem peredachi dannyh / O. L. Turovsky, S. V. Panadii, N. O. Lishchynovska //Telekomunikatsiini ta informatsiini tekhnolohii. – 2020. – № 1. – S. 174-187.
14. Berkman L. Analyzing the code structures of multidimensional signals for a continuous information transmission channel / L. Berkman, O. Turovsky, L. Kyryach, O. Varfolomeeva, V. Dmytrenko, O. Pokotylo // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2021 – V. 5. – no. 9. – P. 70–81.
15. Pyatin, J. Boiko and O. Eromenko, "Design and Simulation of Synchronization Systems in Telecommunications with QPSK," 2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT), 2020, pp. 98-103.

Надійшла/Paper received : 12.08.2022 р.    Надрукована/Printed :01.11.2022 р.

## Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 1.0%

Словари проверки: en\_US, ru\_RU, ua\_UA. Ошибок в документах: 10%

ID: 108901 Название: Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо Добавлено в БД: 2022-12-02 Авторы: Мокрицький Андрій Богданович Руководители: Бойко Юлій Миколайович Консультанты: Оponentы:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	92037	1431	1267 (1%)	21 (1%)

### Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы



Ім'я користувача:  
Kafedra TMIT KhNU

ID перевірки:  
1013152286

Дата перевірки:  
02.12.2022 12:44:04 EET

Тип перевірки:  
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:  
02.12.2022 12:50:06 EET

ID користувача:  
100005657

---

Назва документа: Мокрицький ТРМ-21

Кількість сторінок: 88 Кількість слів: 16499 Кількість символів: 122666 Розмір файлу: 2.09 MB ID файлу: 1012908911

---

## 3.95% Схожість

Найбільша схожість: 2.02% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1012908910)

1.66% Джерела з Інтернету

156

Сторінка 90

2.88% Джерела з Бібліотеки

124

Сторінка 91

Завідувачу кафедри телекомунікацій,  
медійних і інтелектуальних технологій ХНУ  
Підченку Сергію Костянтиновичу  
здобувача вищої освіти, студента Мокрицького  
Андрія Богдановича, факультету інформаційних  
технологій, 2-го курсу, група ТРм-21-1

### ЗАЯВА

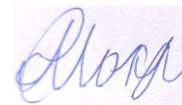
З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї магістерської дипломної роботи виконаної за темою «Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо» для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

28.11.2022

дата



підпис

## Рецензія опонента

на дипломну роботу студента Мокрицького А.Б. за темою:

«Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі  
програмно-керованого радіо»

Підвищення швидкості і якості передачі інформації цифрових систем зв'язку неможливо досягти без забезпечення синхронізації передавача і приймача, що передбачає використання кіл фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ). Від встановленого режиму роботи кола ФАПЧ залежить ефективність і працездатність системи зв'язку.

Наукова новизна полягає в оцінці вихідного сигналу ФАПЧ типів 2 та 3 для різних вхідних сигналів і різних коефіцієнтів загасання і методі синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо.

Перший розділ присвячений вивченню основних відомостей про синхронізацію цифрових систем зв'язку. Приймач виділяє інформацію про синхронізацію з отриманого сигналу. Синхронізація зроблена на наступних рівнях: відновлення несучої частоти; відновлення часу надходження символу; синхронізація фреймів.

Другий розділ присвячений принципам побудови цифрових систем зв'язку. ФАПЧ має встановлений режим, коли сигнал, що генерується ФАПЧ, досягає тієї ж частоти, що і вхідний опорний сигнал. Можна визначити ключові характеристики ФАПЧ: час досягнення блокування; встановлена помилка; перехідна поведінка та можливість відстеження; пропускна спроможність.

Третій розділ присвячений засобам розробки цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо. Коефіцієнт загасання  $\xi$  визначає перехідну поведінку ФАПЧ при досягненні фазової синхронізації. Значення  $\xi < 1$  відповідають системі з недостатнім загасанням (перехідний процес показує викиди і коливання навколо значення встановленого стану перед стабілізацією). Значення  $\xi > 1$  відповідають занадто загасаючій системі, що поступово сходиться до стійкого стану. Якщо  $\xi = 1$ , то говорять, що система має критичне загасання, тобто має мінімально можливий час відновлення без викидів. Менші коефіцієнти загасання краще відстежують зміни фази і частоти.

Коефіцієнт загасання має перебувати у діапазоні  $0,3 \leq \xi \leq 1$ .

Четвертий розділ присвячений моделюванню синхронізації цифрових систем зв'язку. Компенсація значних фазових та частотних зсувів для сигналу з квадратурною амплітудною модуляцією у каналі AWGN виконується у два етапи. Спочатку коректується грубий зсув частоти, використовуючи оцінку, надану грубим частотним компенсатором, а потім відбувається точна корекція, використовуючи синхронізацію несучої. Через грубу частотну корекцію синхронізатор несучої швидко сходиться, навіть якщо нормалізована смуга пропускання встановлена на низьке значення. Нижчі значення нормалізованої смуги пропускання забезпечують кращу корекцію невеликих залишкових зсувів несучої.

За змістом робота є закінченою, викладення матеріалу послідовне і логічне. Наведені у роботі формули, моделі та висновки мають достатнє обґрунтування та пояснення. Мова викладення роботи є технічно грамотною та зрозумілою.

Серед недоліків роботи можна відмітити недостатньо повний аналіз методів побудови систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо в середовищі Матлаб.

В цілому, магістерська робота виконана на сучасному науково-технічному рівні і заслуговує оцінку «*відмінно*», а Мокрицький А.Б. – присвоєння кваліфікації магістра з спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка».

Доцент кафедри фізики та  
електротехніки, к.т.н., доц.



Єрмоєнко О.І.

## ВІДГУК

*на дипломну роботу студента Мокрицького А.Б.  
«Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-  
керованого радіо»*

Актуальність дипломної роботи обумовлена широким розповсюдженням кіл фазового автопідлаштування частоти для синхронізації систем зв'язку. Це дозволяє відтворювати вхідну синусоїду, відстежувати відхилення її частоти та пригнічувати шум. Кола ФАПЧ можуть бути побудовані як в аналоговому, так і в цифровому вигляді. Наявність помилки синхронізації несучої частоти приводить до наступних ефектів: виникає фазова помилка несучої  $\phi$ , що призводить до повороту сузір'я; виникає помилка несучої  $\Delta\omega$ , що призводить до обертання сузір'я модульованого сигналу у часі.

Перший розділ присвячений вивченню основних відомостей про синхронізацію цифрових систем зв'язку. Від встановленого режиму роботи кола ФАПЧ залежить ефективність і працездатність системи зв'язку.

Другий розділ присвячений розгляду принципів побудови цифрових систем зв'язку. ФАПЧ має встановлений режим, коли сигнал, що генерується ФАПЧ, досягає тієї ж частоти, що і вхідний опорний сигнал. Можна визначити ключові характеристики ФАПЧ: час досягнення блокування; встановлена помилка; перехідна поведінка та можливість відстеження; пропускну спроможність.

Третій розділ присвячений засобам розробки цифрових систем зв'язку на базі програмно - керованого радіо. На час досягнення синхронізації впливає конструкція ФАПЧ, а також різниця у частоті між вхідним опорним сигналом та частотою спокою ГКК.

Четвертий розділ присвячений моделюванню синхронізації цифрових систем зв'язку. ФАПЧ під час адаптації має деякий перехідний процес, що залежить, зокрема, від трьох факторів: наявність нульової фазової помилки визначається контурним фільтром ФАПЧ; визначена ширина смуги контуру та

початкове відхилення між вхідною та опорною частотами впливають на час адаптації ФАПЧ; коефіцієнт загасання ФАПЧ впливає на поведінку адаптації: швидкість і величину викидів. Не зважаючи на введені частотні і фазові зсуви, кола синхронізації цифрової системи зв'язку на основі ФАПЧ забезпечують придатний рівень бітових помилок.

Результати дипломної роботи опубліковані у журналі «Вісник Хмельницького національного університету».

Дипломна робота магістра виконана на високому науково-технічному рівні і заслуговує оцінку «*відмінно*», а Мокрицький А.Б. – присвоєння кваліфікації магістра з спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка».

Доктор техн. наук, проф.



Бойко Ю.М.

**РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ  
ТЕХНОЛОГІЙ**

**ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ**

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: **Метод синхронізації цифрових систем зв'язку на базі програмно-керованого радіо**

Автор: **Мокрицький А.Б.**

Спеціальність: **172 Телекомунікації та радіотехніка**

Науковий керівник: **д.т.н., професор Бойко Ю.М.**

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	<b>відповідає</b>
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	-
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

**Підтвердження: Виявлені запозичення не є плагіатом так як відносяться до термінологічних та загальноновживаних типових фраз і складають 3.95%**

02.12.2022

Дата

Підпис керівника

Підпис завідувача кафедри