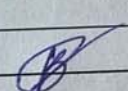


Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

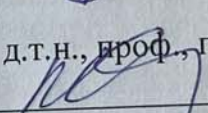
Бакалаврська дипломна робота на тему:

**ПРОГРАМНО-АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ ФАЗОВОГО
АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ ДЛЯ ПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ
СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи ПЗТ-22мс
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

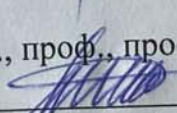
 Горovenko К.Г.

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІКСТ

 Кичак В.М.

« 11 » 06 2024 р.

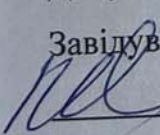
Рецензент: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

 Семенов А.О.

« 11 » 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

« 11 » 06 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
 Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
 Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

(шифр і назва)

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

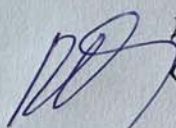
Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

«06» 05 2024 року



З А В Д А Н Н Я **НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Горovenko Костянтину Григоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Програмно-апаратна реалізація фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку.

керівник роботи Кичак Василь Мартинович, док. техн. наук, професор,

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом ВНТУ від “11” березня 2024 року № 80

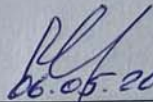
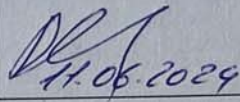
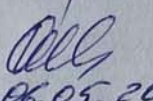
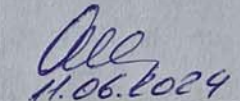
2. Строк подання студентом роботи: 07 червня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: тип вхідних сигналів – цифрові; режим зв'язку – дуплексний; смуга робочих частот – 8-18 ГГц; тип модуляції – QPSK, m-QAM.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, аналіз методів побудови систем фазового автопідстроювання частоти, розробка та аналіз цифрового контура ФАПЧ, розробка та комп'ютерне моделювання кріогенної системи ФАПЧ для супутникових систем зв'язку.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): функціональна схема двопетлевої ФАПЧ на синхронізованому генераторі та ФАПЧ-1; структурна схема найпростішого пристрою цифрового ФАПЧ з нерівномірною частотою дискретизації; алгоритм роботи ПЗ.

6. Консультанти розділів роботи

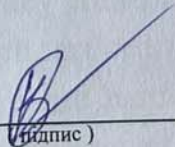
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Кичак В.М., професор кафедри ІКСТ	 06.05.2024	 11.06.2024
Охорона праці	Вешейчук С.В. проф. каф. БЖД ПБ	 06.05.2024	 11.06.2024

7. Дата видачі завдання «06» травня 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

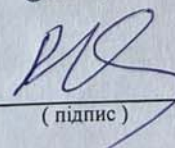
№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської дипломної роботи (БДР)	06.05.2024р.	
2	Виконання спеціальної частини БДР. Перший рубіжний контроль виконання БДР	20.05.2024р.	
3	Виконання спеціальної частини БДР. Другий рубіжний контроль виконання БДР	31.05.2024р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	04.06.2024р.	
5	Нормоконтроль БДР	05.06.2024р.	
6	Попередній захист БДР	06.06.2024р.	
7	Рецензування БДР	07.06.2024р.	
8	Захист БДР	12.06.2024р.	

Студент


(підпис)

Горовенко К.Г.

Керівник роботи


(підпис)

Кичак В.М.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Горовенко К.Г. Програмно-апаратна реалізація фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку – бакалаврська дипломна робота студента спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка – Вінниця: ВНТУ 2024 р. 85 стор., 37 – рис., 6 – табл., 31 – бібл. – українською мовою.

У бакалаврській дипломній роботі проводиться дослідження програмно-апаратної реалізації фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку.

У процесі дослідження, відповідно до сформованого переліку параметрів, розглядається можливість створення програмно-апаратної реалізації приймального пристрою на основі ФАПЧ, проводиться аналіз основних характеристик запропонованої реалізації та робиться висновок щодо відповідності заданим нормам.

Ключові слова: супутниковий зв'язок, ФАПЧ, модуляція.

ANNOTATION

Horovenko K.G. Software and Hardware implementation of phase-locked loop frequency control for satellite communication receivers – Bachelor's thesis of a student majoring in 172 – Telecommunications and Radio Engineering – Vinnytsia: VNTU 2024. 85 pages, 37 figures, 6 tables, 31 references – in Ukrainian.

The bachelor's thesis investigates the software and hardware implementation of phase-locked loop (PLL) frequency control for satellite communication receivers.

In the course of the research, according to the established list of parameters, the possibility of creating a software and hardware implementation of the receiver based on the PLL is considered, an analysis of the main characteristics of the proposed implementation is conducted, and a conclusion is made regarding compliance with the specified standards.

Keywords: satellite communication, PLL, modulation.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	8
1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ.....	10
1.1 Загальна характеристика систем ФАПЧ.....	13
1.2 Комбіновані системи ФАПЧ.....	14
1.3 Системи ФАПЧ з комбінованим керуванням генератора.....	18
1.3.1 Комбінована ФАПЧ на синхронізованому генераторі.....	19
1.3.2 Астатична система ФАПЧ першого порядку.....	22
1.3.3 Синтез структурно-фізичної моделі ФАПЧ на основі ФАПЧ-1 та комбінованої ФАПЧ на СГ.....	23
1.4 Система цифрового автопідстроювання частоти.....	26
2 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОГО КОНТУРА ФАПЧ	29
2.1 Розробка структурної схеми цифрового контура ФАПЧ.....	29
2.2 Розрахунок параметрів цифрового контура пристрою фазової автопідстройки частоти.....	34
2.2.1 Розрахунок коефіцієнтів петлевого фільтра для цифрового ФАПЧ.....	30
2.2.2 Розрахунок стійкості цифрового контура ФАПЧ.....	36
2.3 Моделювання цифрового контуру ФАПЧ.....	40
2.4 Програмно-апаратна реалізація та дослідження цифрового ФАПЧ.....	44
2.4.1 Структура цифрового ФАПЧ та його функціональні особливості.....	44
2.4.2 Розробка апаратної частини пристрою цифрового ФАПЧ.....	46
3 РОЗРОБКА КРІОГЕННОЇ СИСТЕМИ ФАПЧ ДЛЯ СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ	50
3.1 Розробка концепції та структурної схеми кріогенної системи ФАПЧ.....	50

3.2 Розрахунок інтегруючого петлевого фільтра.....	58
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	62
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	62
4.1.1 Обладнання робочого місця.....	62
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	65
4.2.1 Мікроклімат	65
4.2.2 Склад повітря робочої зони.....	56
4.2.3 Виробниче освітлення	67
4.2.4 Виробничий шум.....	69
4.2.5 Виробничі випромінювання.....	70
4.3 Пожежна безпека.....	60
4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі	71
4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	73
ВИСНОВКИ.....	75
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	77
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративна частина	81
Додаток Б (обов'язковий). Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	85

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АПЧ	– Автоматичне підстроювання частоти
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
БПП	– Блок примусового перелаштування
ВП	– Вихідний повторювач
ГКН	– Генератор керований напругою
ІВС	– Інформаційно-вимірювальна система
ІМ	– Інтерфейсний модуль
КЕ	– Керований елемент
ККД	– Коефіцієнт корисної дії
НВЧ	– Надвисокі частоти
НЧ	– Низькі частоти
ПЗ	– Програмне забезпечення
ПК	– персональний комп'ютер
ПП	– Первинний перетворювач
РЕА	– радіоелектронна апаратура
СГ	– Синхронізований генератор
СФ	– Смуговий фільтр
ФАПЧ	– Фазове автопідстроювання частоти
ФД	– Фазовий детектор
ФНЧ	– Фільтр низьких частот
ФО	- Фазообертач
ЦФАПЧ	– Цифрове фазове автопідстроювання частоти
ЦФ	– Цифровий фільтр

ВСТУП

Актуальність теми. У сучасному світі зв'язок є невід'ємною складовою для забезпечення надійних комунікацій на великій відстані. Для забезпечення стійкої роботи пристроїв у цих системах необхідні ефективні методи управління частотою сигналу. Одним із методів є фазовий автопідстроювач частоти, що забезпечує стійкість прийнятих сигналів навіть при зміні їхньої частоти [1,2].

Фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ) – це автоматична система регулювання, яка налаштовує частоту керованого генератора так, щоб вона відповідала частоті опорного сигналу. Регулювання здійснюється за допомогою негативного зворотного зв'язку [3].

ФАПЧ може бути реалізоване в двох варіантах – аналоговому і цифровому, проте обидва використовують ту ж саму структурну схему. Цифрова реалізація включає три ключові компоненти: фазовий детектор, генератор керований напругою і зворотний зв'язок [2].

Цифрове фазове автопідлаштування частоти (ЦФАПЧ) цілком здійснюється за допомогою цифрових схем, використовуючи системний тактовий генератор і лічильник-подільник, що керуються цифровими методами. ЦФАПЧ має вигоди у простоті розробки і виконання, менш чутлива до завад, але, зазвичай, страждає від фазових шумів через квантування цифрового генератора. Це робить її менш придатною для роботи на високих частотах [4].

Більшість сучасних телекомунікаційних та радіотехнічних систем, систем передавання та обробки інформації неспроможні виконувати свої задачі без пристроїв фазової синхронізації, основною складовою яких є пристрої ФАПЧ [3].

Аналіз останніх досліджень. Останні дослідження пристроїв ФАПЧ розкривають цікаві тенденції та перспективні напрямки досліджень, серед яких:

1. Удосконалення цифрових методів. Дослідження фокусуються на розвитку більш ефективних цифрових методів управління частотою та підлатуванням фази. Це включає в себе розробку більш точних алгоритмів та використання цифрових схем для зменшення впливу шуму та підвищення точності [2].

2. Мінімізація фазових спотворень. Однією з ключових проблем є зменшення впливу фазових спотворень на роботу пристроїв ФАПЧ, особливо в цифровому виконанні. Нові підходи спрямовані на розробку ефективних методів керування фазою та стабілізації роботи при наявності шуму [4].

3. Використання широкосмугових частот. З розвитком широкосмугових технологій зростає зацікавленість у використанні ФАПЧ у цих діапазонах. Дослідження спрямовані на створення пристроїв, які можуть ефективно працювати на надвисоких частотах та забезпечувати стійке підлаштування.

4. Застосування у сучасних технологіях. ФАПЧ виявляє широкі можливості в бездротових комунікаціях, мережах нового покоління та Інтернеті речей [2].

Метою даної кваліфікаційної роботи є дослідження програмно-апаратної реалізації фазового автопідстроювача частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку з метою підвищення точності та ефективності прийому.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі задачі:

- виконати аналіз методів побудови пристроїв ФАПЧ;
- проаналізувати принцип та особливості роботи цифрових ФАПЧ;
- синтезувати схему цифрового контура ФАПЧ та провести розрахунок його основних характеристик;
- виконати комп'ютерне моделювання ЦК ФАПЧ;
- синтезувати модель програмно-апаратного цифрового ФАПЧ;
- виконати синтез кріогенної системи ФАПЧ.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на ІІІ науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2024 році.

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

1.1 Загальна характеристика систем ФАПЧ

Системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) застосовуються, коли об'єктом управління не є фазообертач, а керований генератор. Основна функція ФАПЧ – стабілізація частоти генератора за допомогою опорного сигналу або підтримання частоти генератора на одному рівні з частотою опорного сигналу. Ці системи використовуються у різних пристроях радіоавтоматики, включаючи пристрої відновлення несучої частоти, односмугову та балансову модуляції, демодулятори сигналів з частотною і фазовою модуляціями, апаратуру точного магнітного запису і відтворення, доплерівські системи, апаратуру передачі дискретної інформації для систем синхронізації [2].

Особливість систем ФАПЧ полягає у тому, що стабілізація частоти генератора або синхронізація з частотою опорного сигналу досягається шляхом підтримання зсуву фаз між опорним і керованим сигналами на рівні 90 градусів.

Система ФАПЧ складається з таких частин (рис. 1.1): фазовий дискримінатор $\PhiД$, фільтр нижніх частот Φ , підсилювач-перетворювач $ПП$, керований генератор $КГ$, елементи кола зворотного зв'язку $ЛЗЗ$.

На фазовий дискримінатор поступає вхідна опорна напруга $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega_1(t)$, фаза якого складає $\alpha(t) = \int_0^t \omega_1(t) dt$ є задавальною дією системи, і через зворотній зв'язок (ЗЗ) напруга керованого генератора становить $u_2(t) = U_{m2} \sin \omega_2(t)t$, фаза якого становить $\beta(t) = \int_0^t \omega_2(t) dt$ і є керованою величиною системи [3].

Якщо $\omega_1(t) = \omega_1 = \text{const}$, тобто якщо кутова частота опорної напруги є постійною, то його фаза змінюється за лінійним законом. $\alpha_1(t) = \omega_1(t)$.

Фазовий дискримінатор перетворює відхилення $\Delta\varphi(t)$ фази $\beta(t)$ напруги керованого генератора від фази $\alpha(t)$ опорної напруги в напругу постійного струму $u_{\Phi\Delta}(t)$, значення якої у разі малих відхилень пропорційне $\Delta\varphi(t)$, а полярність визначається знаком цього відхилення.

На рис. 1.1 представлено функціональну (1.1a) та структурну (1.1б) схеми системи ФАПЧ [4].

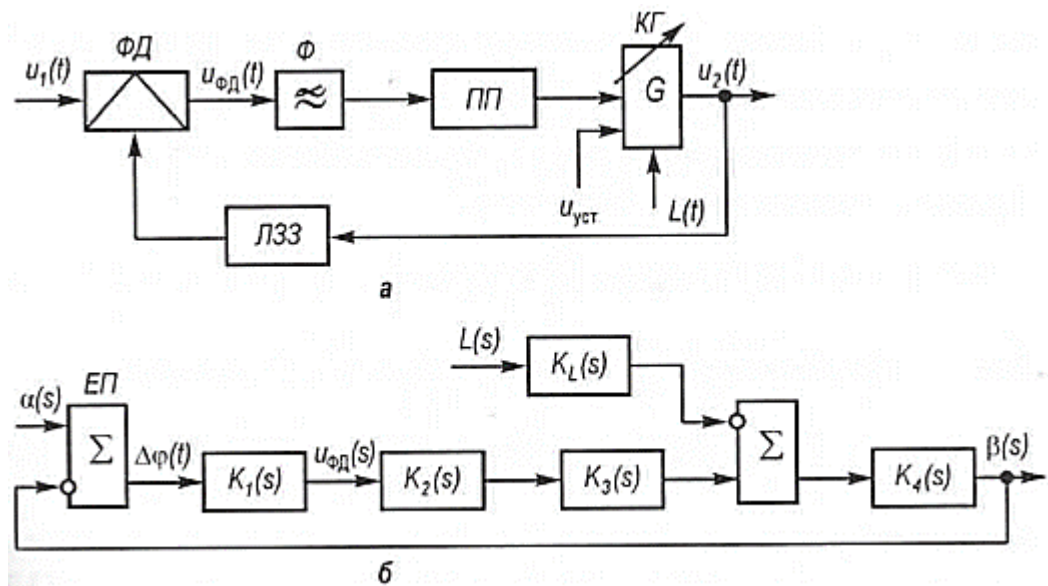


Рисунок 1.1 – Функціональна (1.1a) та структурна (1.1б) схеми системи ФАПЧ.

Після згладжування напруга проходить через фільтр та потім через підсилювач, і потрапляє на керуючий елемент генератора. Якщо керуюча напруга на вході генератора змінюється, це призводить до зміни частоти його вихідної

напруги. Якщо частоти опорної і керованої напруг не збігаються, відбувається зміна фазової різниці $\Delta\varphi(t)$, що також впливає на напругу $u_{\phi\Delta}(t)$ [5].

Наприклад, $\Delta\varphi(t)$ збільшується починаючи з нульового значення, при цьому зростає напруга $u_{\phi\Delta}(t)$ та напруга на вході керованого генератора, спричиняючи зміну частоти $\omega_2(t)$ керованої напруги. Зростання $\Delta\varphi(t)$, а отже і зміна $\omega_2(t)$ відбуватиметься доти, доки частота $\omega_2(t)$ не дорівнюватиме частоті $\omega_1(t)$. До «захоплення» та у разі зриву роботи, можливого внаслідок різких змін частоти, різниця фаз $\Delta\varphi(t)$ і напруга $u_{\phi\Delta}(t)$ змінюватимуться у часі з частотою $\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t)$.

Функціональній схемі ФАПЧ (рис. 1.1а) відповідає структурна схема системи (рис. 1.1б), на якій $\Phi\Delta$ зображений елементом порівняння EP , що виконує функцію виявлення $\Delta\varphi(t) = \alpha_1(t) - \beta(t)$, і перетворювальним елементом різниці фаз $\Delta\varphi(t)$ у напругу $u_{\phi\Delta}(t)$, яка характеризується разом з фільтром передавальною функцією $K_1(s)$ [4].

Деякими іншими передавальними функціями для опису процесів наведеної схеми ФАПЧ є наступні:

- $K_2(s)$ - передавальна функція підсилювача-перетворювача;
- $K_3(s)$ - передавальна функція генератора, що керується напругою;
- $K_4(s)$ - передавальна функція інтегрувальної ланки (еквівалентної);
- $K_5(s)$ - передавальна функція каналу впливу (збурення).

Отже, тепер можемо записати рівняння елементів для системи [6]:

$$\Delta\varphi(s) = a(s) - \beta(s), \quad \beta(s) = \prod_{j=1}^4 K_j(s) \Delta\varphi(s) - K_L(s) K_4(s) L(s). \quad (1.1)$$

Скоротивши у рівнянні 1.1 проміжну змінну $\beta(s)$, одержимо:

$$1 + \prod_{j=1}^4 K_j(s) \Delta\varphi(s) = \alpha(s) + K_L(s) K_4(s) L(s), \quad (1.2)$$

звідки отримуємо:

$$\Delta\varphi(s) = \Delta\varphi_\alpha(s) + \Delta\varphi_L(s), \quad (1.3)$$

де $\Delta\varphi_\alpha(s)$ - зображення складової фазової похибки спричиненої задавальними діями $\alpha(t)$.

Визначимо складову фазової похибки спричиненої збуренням $L(t)$.

$$\Delta\varphi_L(s) = K_L(s) K_4(s) / \left[1 + \prod_{j=1}^4 K_j(s) \right]. \quad (1.4)$$

Передавальні функції елементів системи здебільшого визначаються виразами $K_1(s) = k_1 / (T_1 s + 1)$, $K_2(s) = k_2 / (T_2 s + 1)$, $K_3(s) = k_3 / (T_3 s + 1)$, $K_4(s) = 1 / s$, $K_L(s) = k_5 / (T_5 s + 1)$, де $T_1 \dots T_5$ - параметр, що визначає сталу часу. Підставивши значення $K_j(s)$, де $j=1 \dots 4$, отримаємо наступні вирази [6]:

$$K_{\Delta\varphi_\alpha}(s) = \frac{\prod_{j=1}^3 (T_j s + 1) s^{v=1}}{\prod_{j=1}^3 k_j + \prod_{j=1}^3 (T_j s + 1) s}; \quad (1.5)$$

$$K_{\Delta\varphi_L}(s) = \frac{k_s \prod_{j=1}^3 (T_j s + 1) s^{v=0}}{\left[\prod_{j=1}^3 k_j + \prod_{j=1}^3 (T_j s + 1) s \right] (T_j + 1)}. \quad (1.6)$$

Таким чином, ми можемо зробити висновок, що система ФАПЧ є астатичною з першопорядковим астатизмом ($v=1$) щодо фазової реакції на опорну напругу $u_{ex}(t)$ та статичною ($v=1$) щодо збурення $L(t)$. Основною складовою похибки ФАПЧ у режимі слідкування є похибка $\Delta\varphi_\alpha(t)$. Основна похибка системи у стійкому динамічному режимі включає швидкісну *компоненту*, яка визначається виразом, де коефіцієнт підсилення в розімкненому стані системи встановлюється для її зменшення.

Щоб уникнути цієї похибки, частота напруги керованого генератора повинна дорівнювати номінальній або середній частоті діапазону зміни частоти задавального генератора. Для цього спеціальна напруга устанавлення подається на керований елемент генератора [7].

1.2 Комбіновані системи ФАПЧ

Як уже було відзначено, система ФАПЧ з керуванням по відхиленню (рис. 1.1) є астатичною з першопорядковим астатизмом? щодо задавального діяння – фази $\alpha(t)$ напруги $u_1(t)$. У встановленому режимі там виникає похибка по швидкості $\Delta\varphi_{\omega_{уст}}(t) = [\omega_1(t) + \omega_n] / k_p$ у випадку відхилення частоти $\omega_2(t)$ напруги $u_1(t)$ від частоти ω_n налаштування КГ. Усунути дану складову похибки можна за допомогою підвищення порядку астатизму системи до другого рівня з використанням зв'язку по задавальному діянню $\alpha(t)$. Функціональну схему системи з комбінованим керуванням (комбінованої системи ФАПЧ) зображено на рис. 1.2а [3].

Для удосконалення стабільності системи необхідно впровадити першу похідну від керуючого впливу через зв'язок. У системі це втілюється через

частотний дискримінатор та підсилювач, адже першою похідною фази напруги є її частота $d\alpha(t)/dt = \omega_1(t)$.

Оскільки $K\Gamma$ настроєний при $u_{yn}(t) = 0$ на частоту ω_n при $\omega_1(t) - \omega_n = 0$ похибка $\Delta\varphi_{\omega_{уст}}(t) = 0$ та немає потреби у такому випадку подавати певну додаткову напругу з виходу зв'язку, то дискримінатор частоти налаштовується на частоту ω_n . У випадку виникнення похибки чи відхилення частоти на виході ЧД з'являється напруга, що у встановленому режимі та при малих відхиленнях при $u_{yn}(t)$ опорційна даному відхиленню [6]:

$$u_{чД}(t) = k_{чД} \Delta\omega(t) = k_{чД} d\alpha_1(t)/dt, \quad \alpha_1(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) d\omega. \quad (1.7)$$

Напруга $u_{чД}$ підсилюється у вигляді напруги $u_{II}(t)$ в суматорі Σ_1 та функціонально складається з напругою сигналів похибок щодо замкненої частини системи. У випадку введення зв'язку по задавальному діянню необхідне значення напруги $u_{yn}(t)$ на вході керованого генератора формується тільки з напруги похибки на виході фільтра $u_{\phi}(t)$, то з введенням зв'язку - із суми напруг: $u_{\Sigma}(t) = u_{\phi}(t) + u_{yn}(t)$, що з функціональної точки зору рівнозначно залежить від похибки $\Delta\omega(t)$. Як наслідок, складова суми – напруга похибки $u_{\phi}(t)$ зменшується, при цьому, збільшуючи напругу зв'язку $u_{II}(t)$, а отже і змінюючи коефіцієнт підсилення підсилювального контура, можливо досягнути такого стану, коли частота $\Delta\omega_2(t)$ напруги $u_2(t)$ керованого генератора підтримуватиметься такою, що дорівнює $\Delta\omega_1(t)$ напруги $u_1(t)$ лише за рахунок напруги $u_{II}(t)$ зв'язку по задавальному діянню. Встановлена похибка

$\Delta\varphi_{уст}(t) = \alpha(t) - \beta(t) = [\omega_1(t) - \omega_2(t)] / k_p$, а отже можна зробити висновок, що різниця фаз між керованою $u_1(t)$ і задавальною опорною напругами $u_2(t)$ у даному випадку дорівнюватиме нулю [5,6].

Структурну схему комбінованої системи ФАПЧ зображено на рис. 1.5б.

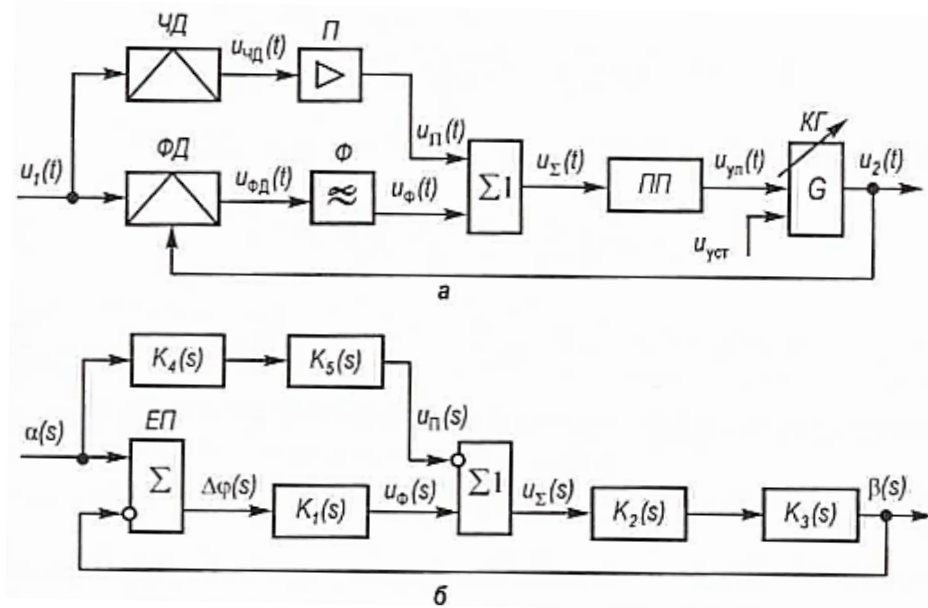


Рисунок 1.2 – Функціональна (а) та структурна (б) схеми комбінованої системи ФАПЧ

На представленому рисунку $K_1(s) \dots K_5(s)$ – передавальні функції відповідно: Фазового дискримінатора $\PhiД$ з фільтром – $K_1(s) = k_1 / (T_1s + 1)$, підсилювача $ПП$ – $K_2(s) = k_2$, керованого генератора $КГ$ – $K_3(s) = k_3 / ((T_3s + 1)s)$, частотного дискримінатора $ЧД$ – $K_4(s) = k_4s / (T_4s + 1)$, та підсилювача – $ПК_5(s) = k_5$, тут $k_1 \dots k_5$ – коефіцієнти передачі.

Співставляючи зі структурною схемою отримуємо такі рівняння [6]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\varphi(s) = \alpha(s) - \beta(s); \\ \beta(s) = \{K_1(s)K_2(s)K_3(s)\Delta\varphi(s) + K_4(s)K_5(s)K_3(s)\alpha(s)\} \end{array} \right\} \quad (1.8)$$

Вилучивши з даної системи рівнянь змінну $\beta(s)$, отримаємо рівняння системи щодо похибки:

$$\left[1 + \prod_{j=1}^3 K_j(s)\right] \Delta\varphi(s) = \left[1 - \prod_{j=2}^5 K_j(s)\right] \alpha(s), \quad (1.9)$$

Отже можемо знайти передавальну функцію даної системи, щодо похибки [3]:

$$K_{\Delta\varphi_k}(s) = \Delta\varphi(s) / \alpha(s) = \left[1 - \prod_{j=2}^5 K_j(s)\right] / \left[1 + \prod_{j=1}^3 K_j(s)\right], \quad (1.10)$$

або, підставляючи значення $K_j(s)$, отримаємо:

$$K_{\Delta\varphi_k}(s) = \left(\sum_{j=0}^3 a_j s^{4-j}\right) / \left(\sum_{j=0}^4 b_j s^{4-j}\right). \quad (1.11)$$

Умова збільшення порядку аскетизму виконується тоді коли коефіцієнт зв'язку по задавальному діянню $k_5 = 1(k_2 k_3 k_4)$. При цьому коефіцієнт $a_3 = 0$, а сама комбінована система ФАПЧ набуває другого порядку астатизму і тому у ній усуваються усталені похибки при ступінчатому $\alpha(t) = a_0$, що можливо за умови і лінійної зміни фази напруги тобто за початкового відхилення частоти у даних випадках [6]:

$$K_{\Delta\varphi_k}(s) = \frac{a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2}{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 + b_4}, \quad (1.12)$$

Усталені режими частоти та фази напруги дорівнюють одна одній при зміні частоти відносно лінійного закону, що відповідає закону квадратичної зміни фази напруги в уставленому режимі. Також, виникає фазова похибка, а функція передачі її комбінованої системи відносно похибки складає:

$$\varphi_{уст}(t) = \frac{2(T_3 + T_4)\alpha_2}{k_1 k_2 k_3}. \quad (1.13)$$

У даному випадку також забезпечується рівність частот $\omega_1(t)$ та $\omega_2(t)$.

Лише коли зміна частоти відбувається за законом квадратичної зміни, похибка росте з плином часу, що спричиняє розірвання процесу слідкування за частотою та фазою.

1.3 Системи ФАПЧ з комбінованим керуванням генератора

Один з шляхів подальшого розвитку теорії та практичного використання ФАПЧ – це системи з комбінованим керуванням.

При певному параметрі впливу, що вводиться в петлю стежить зворотного зв'язку, можна досягти істотного поліпшення окремих показників якості роботи такої ФАПЧ по швидкодії, стійкості і динамічній точності в порівнянні з замкнутими системами. Можливий інший варіант побудови комбінованої ФАПЧ, у якому використовується пряме вплив вхідним сигналом і з боку вимірювача зовнішнього обурення, тобто. частотного дискримінатора з інерційним фільтром нижніх частот (ФНЧ), що виділяє лише повільні зміни частоти вхідного сигналу. У таких комбінованих ФАПЧ чи ЧАП об'єктом управління є синхронізований генератор (СГ) [5].

1.3.1 Комбінована ФАПЧ на синхронізованому генераторі

Як відомо, всі характеристики (як статичні, так і динамічні) будь-якої системи, яка виконує стеження, визначаються за допомогою диференціальних рівнянь або передаткової функції. У системі ФАПЧ об'єктом управління є генератор. У режимі "захоплення" синхронізації такий генератор також виступає як система ФАПЧ, де відсутні фізично ФНЧ та фазовий детектор. Така система, яка виконує стеження, досягає максимальної швидкодії та мінімальних динамічних помилок при заданих параметрах, таких як ширина смуги ефективної синхронізації за частотою і фазою, час установлення режиму синхронізації та залишкова розладка за частотою [1].

Деякі недоліки генератора, який працює у режимі ФАПЧ, наприклад, як доплерівський фільтр (СДФ), можна виправити, впровадивши примусову перебудову генератора (як було зазначено раніше) та приглушення амплітуди флуктуацій вхідного сигналу синхронізації [18]. Структурно-фізичну модель такої системи стеження ФАПЧ формально можна представити як астатичну систему першого порядку з передавальною функцією $\Phi_{НЧ0}$, що дорівнює одиниці, у формі оператора, а фазовий детектор розглядати як безінерційний з лінійною фазовою характеристикою. Функціональна схема ФАПЧ на захопленому генераторі зображена на рис. 1.3 [7].

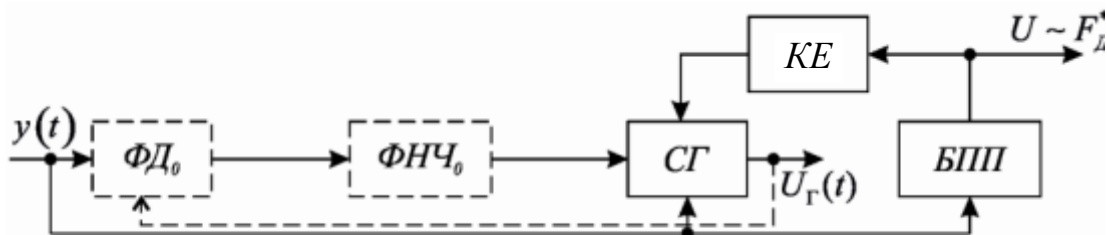


Рисунок 1.3 - Функціональна схема ФАПЧ на генераторі з «захопленням»

Тут БПП – блок примусової перебудови, КЕ – керований елемент.

Блоки, показані на функціональній схемі на рис. 1.3, умовно позначені пунктирним контуром і є віртуальними. При теоретичному аналізі синхронізаційного ефекту можна припустити, що сам фазовий детектор у формі свого еквівалента "прихований" у внутрішній схемі генератора [8]. Розглянемо роботу системи ФАПЧ на "захопленому" генераторі як складової частини вимірювача, який відстежує швидкість руху об'єкта та виконує вузькосмугову фільтрацію доплерівської частоти.

Нехай на вхід вимірювача надходить адитивна суміш доплерівського сигналу, що формується з протяжної поверхні, що відбиває S_C та шуму $n(t)$:

$$y(t) = S_C \dots + n(t). \quad (1.14)$$

При стеженні за змінами доплерівської частоти амплітудний і частотний шуми можна не враховувати.

Тоді S_C можна записати так:

$$S_C t, \omega_C = A_0 \sin \omega_C t + \varphi(t). \quad (1.15)$$

де A_0 – амплітуда корисного сигналу; ω_C – частота вхідного сигналу; $\varphi(t)$ – випадкова фаза.

Як відомо, всі характеристики (як статичні, так і динамічні), які визначають основні показники ефективності роботи будь-якої системи стеження, описуються диференціальним рівнянням або передатною функцією. Вираз для диференціального рівняння, яке описує функціонування ФАПЧ при відсутності шуму, має такий вигляд:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_y \sin \varphi, . \quad (1.16)$$

де $\Delta_H = \omega_c - \omega_e$ – початкова різниця між частотою вхідного сигналу і частотою керованого генератора (КГ) без БПП; Δ_y – ширина смуги утримання за відсутності БПП, Δ_0 – критична смуга синхронізації КГ [4].

З урахуванням перебудови СГ блоком БПП величина Δ_H буде дорівнювати ν_{3AL} – залишковій розладці, що залежить від деякого випадкового параметра S:

$$S^2 = \frac{\omega_{ro}^2}{4(\Delta_0^H)} \langle \delta C_0'(t) \rangle. \quad (1.17)$$

де Δ_0^H – смуга утримання схеми на СГ за наявності примусової перебудови; $\delta C_0'(t)$ – помилка встановлення поточного значення контурної ємності СГ, яка є випадковою величиною із заданим імовірнісним розподілом.

У свою чергу флуктуації C_0 і L контуру СГ, що перебудовується, є причиною фазової нестабільності схеми ФАПЧ на синхронізованому генераторі.

Оцінимо основні показники якості роботи ФАПЧ у режимі стеження за поточною частотою F_D , що змінюється в межах від $F_{D\min}$ до $F_{D\max}$ та становить приблизно 10 кГц. Реально це відповідає доплерівському зміщенню носійної в мобільному зв'язку НВЧ діапазону з використанням ЧМ-модуляції [2].

1.3.2 Астатична система ФАПЧ першого порядку

Проаналізуємо систему автопідстройки частоти, відому як ФАПЧ-1 (зображену на рис. 1.4), яка включає реальні компоненти, такі як фазовий

детектор і фільтр нижніх частот з передавальною функцією. При такому викладі схема, показана на рис. 1.3, трансформується в астатичну ФАПЧ з астатизмом першого порядку (ФАПЧ-1) без блоку передачі по фазі (рис. 1.4) [5].

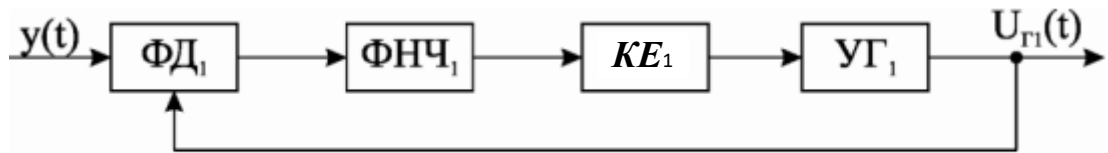


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи ФАПЧ-1

Основне диференціальне рівняння астатичної системи ФАПЧ 1-го порядку з інтегруючим ФНЧ₁, може бути записано у вигляді: $\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_1 F_1(p) \sin \varphi$, де Δ_1 – смуга утримання ФАПЧ-1; $F_1(p)$ – коефіцієнт передачі ФНЧ1.

З аналізу порівняльних характеристик роботи комбінованої ФАПЧ на синхронізованому генераторі з примусовою перебудовою частоти та ФАПЧ-1 з інтегруючим фільтром можна зробити висновок, що комбінована ФАПЧ на СГ має значно кращу швидкодію та менші динамічні похибки порівняно з ФАПЧ-1. Те саме можна сказати і про параметри, такі як смуга захоплення і смуга утримання. Похибки фазових флуктуацій σ_φ^2 в обох розглянутих системах ФАПЧ практично однакові [1].

1.3.3 Синтез структурно-фізичної моделі ФАПЧ на основі ФАПЧ-1 та комбінованої ФАПЧ на СГ

На основі результатів теоретичної оцінки характеристик двох розглянутих ФАПЧ ми розробляємо нову структуру системи автопідстройки частоти, яка має кращі показники якості, що можна досягти в рамках нової структури ФАПЧ.

В якості вихідної (опорної) структурно-фізичної моделі ми обираємо взаємопов'язану двопетлеву систему ФАПЧ.

Спрощена структурно-фізична модель (функціональна схема) двопетлевої ФАПЧ, побудована на основі двох розглянутих вище ФАПЧ на синхронізованому генераторі та ФАПЧ-1, показана в додатку А на рис. А.1.

Синтезована таким логічним прийомом нова структурно-фізична модель ФАПЧ з комбінованим управлінням генератора, що підлаштовується (СГ) показана на рис. 1.5 [4].

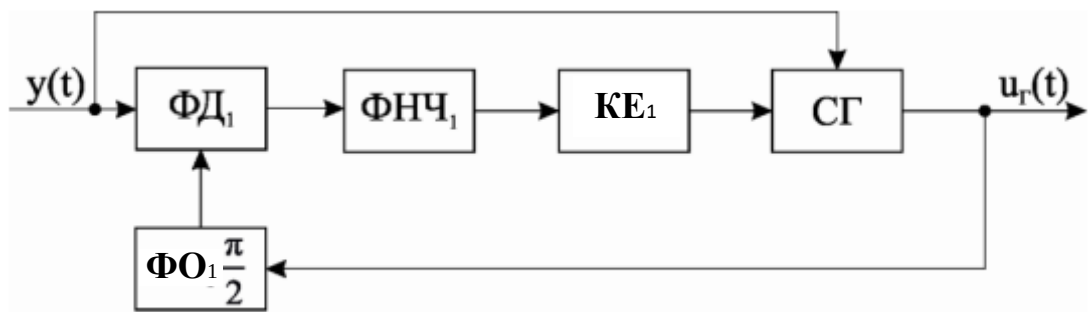


Рисунок 1.5 – Синтезована структурна схема ФАПЧ з комбінованим управлінням генератора

Якщо припустити, що відсутність шуму $n(t)$ призводить до малих змін у СГ через прямий та зворотний канали зв'язку, і ці зміни є повільними випадковими жорстко корельованими функціями з часом кореляції t_K , що значно перевищує час запізнення t_3 від керуючого сигналу до кола зворотного зв'язку, то основні диференціальні рівняння системи можна записати так [5]:

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \Delta_H - \Delta_1 \sin \varphi, \quad (1.18)$$

$$\frac{d\varphi_0}{dt} = \Delta_H - \Delta_0 \sin \varphi, \quad (1.19)$$

Тоді результуюче диференціальне рівняння, що визначає синхронізацію СГ під впливом зовнішніх змін та петлі зворотного зв'язку, матиме вигляд:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_0 + \Delta_1 \sin \varphi. \quad (1.20)$$

З формули (1.18) можемо зробити висновок, що спільна смуга синхронізму (смуга утримання) дорівнюватиме сумі окремих смуг $\Delta_H - \Delta_0 + \Delta_1$.

Залежність смуги «захоплення» від параметрів пропорційно інтегруючого фільтра, наведені на рис.1.6.

Визначимо характеристики кола ФАПЧ із пропорційно-інтегруючим фільтром. Для будь-якого фільтра необхідно забезпечити можливо малу шумову смугу пропускання $\Delta F_{ш}$ при заданому коефіцієнті демпфування $\xi = \frac{\omega_{\Pi}}{2\Delta_1}$

Оптимальне значення вибирається 0.5. У межах бажано забезпечити рівність $\Delta F_{ш} = \omega_{\Pi}$.

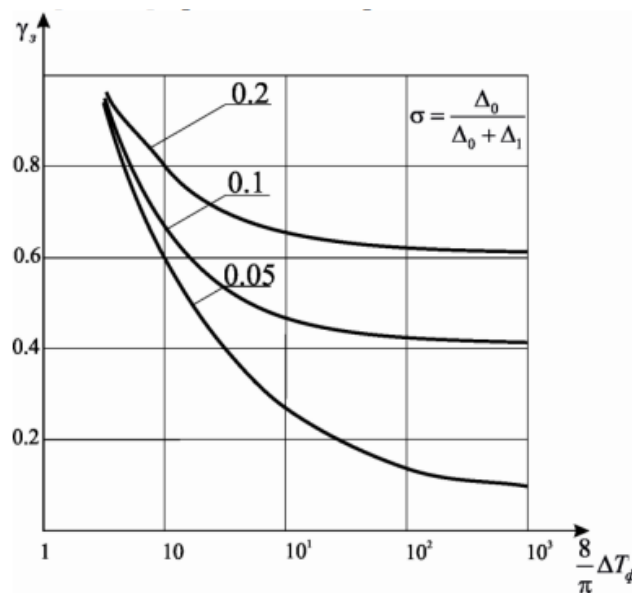


Рисунок 1.6 – Залежність смуги «захоплення» від параметрів пропорційно інтегруючого фільтра

Перехідна характеристика кола ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим фільтром при $\xi = 0$ та $(\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} \rightarrow 0)$ представлена на рис. 1.7 (перехідні характеристики кола ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим (а) та інтегруючим (б) фільтрами при $\xi = 0,5$).

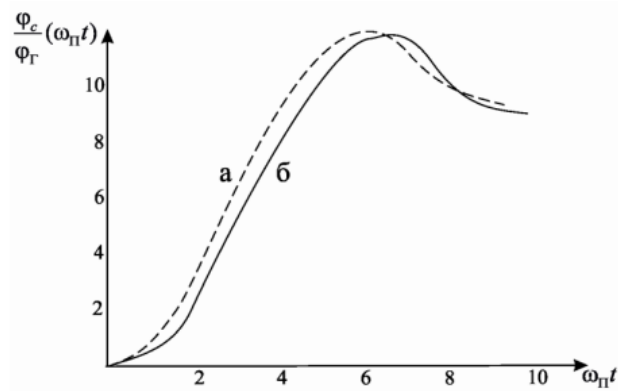


Рисунок 1.7 – Перехідна характеристика кола ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим фільтром

На рисунку 1.8 наведено частотні характеристики обох кола при однакових умовах.

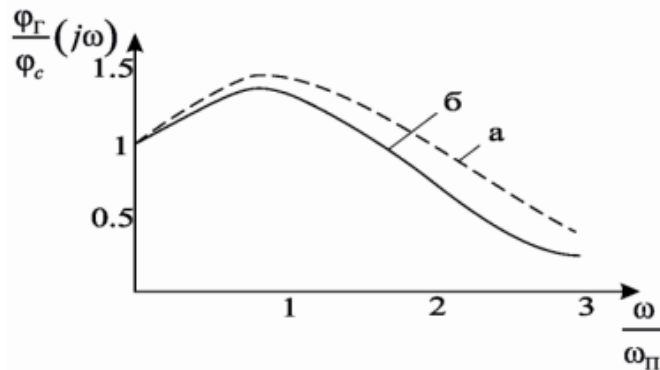


Рисунок 1.8 – Частотні характеристики кола ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим (а) та інтегруючим (б) фільтрами при $\xi = 0,5$.

Порівнюються частотні характеристики кола ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим (а) та інтегруючим (б) фільтрами при $\xi = 0,5$.

З порівняння кривих на рисунках 1.8 і 1.7 можна зробити висновок, що основні характеристики кола ФАПЧ з інтегруючим та пропорційно-інтегруючими фільтрами співпадають.

Отже, від контуру ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим фільтром можна домогтися як зазвичай малої шумової смуги [8].

Така фільтруюча система ФАПЧ служить своєрідним вузькосмуговим фільтром для сигналу і дозволяє «очистити» сигнал від «забруднюючого» шуму.

1.4 Система цифрового автопідстроювання частоти

Як уже було зазначено, існує безліч варіантів реалізації цифрових пристроїв ФАПЧ, більшість з яких відрізняються конструкцією фазового детектора (ФД). Він є цифровим прототипом аналогового пристрою ФАПЧ.

Фазовий детектор представляє собою цифровий множник, який отримує значення відліків від аналого-цифрового перетворювача (АЦП) та генератора керуючих сигналів (ГКН) та видає їх добуток. Аналого-цифровий фільтр, в свою чергу, моделюється за допомогою аналогового прототипу, а генератор керуючих сигналів в простіших випадках може бути звичайним DDS-синтезатором [4].

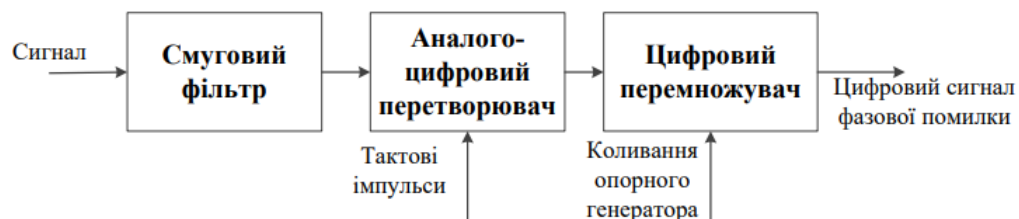


Рисунок 1.9 - Фазовий детектор цифрового пристрою ФАПЧ з рівномірною дискретизацією

Отже, він відрізняється від аналогового пристрою лише тим, як компоненти реалізовані, та наявністю аналого-цифрового перетворювача (АЦП) та фільтра згладжування на вході.

Digital-Averaging DPLL. Цей тип цифрового пристрою ФАПЧ є варіацією попереднього. Він також працює з квадратурними сигналами. Проте тут немає використання перетворювача Гільберта; замість нього в обох гілках фазового детектора є усереднюючі фільтри. Такий пристрій ФАПЧ набагато простіше реалізувати програмно.

Одним з найбільш широко використовуваних є цифровий ФАПЧ з нерівномірною частотою дискретизації.

В цьому випадку використовується нерівномірна дискретизація вхідного сигналу. Оскільки час обробки сигналу фіксується, максимальна частота визначається часом обробки [6].

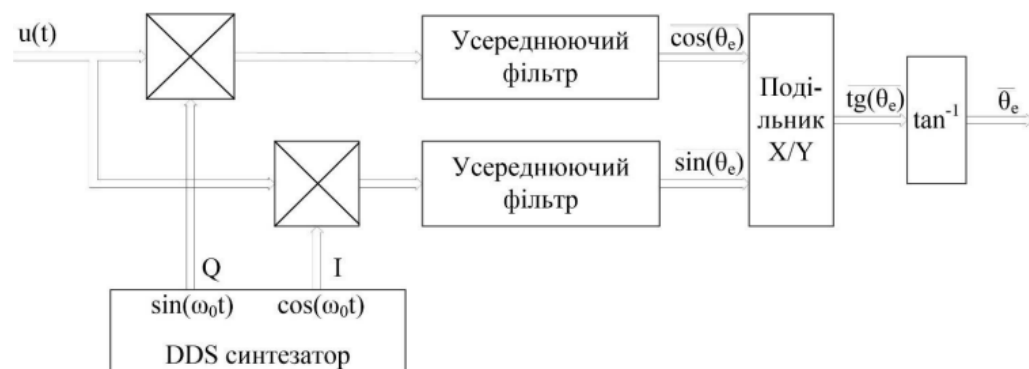


Рисунок 1.10 – Фазовий детектор цифрового ФАПЧ з фільтрами усереднення

Фазовий детектор у моменти тактових імпульсів аналізує знак відліку вхідного сигналу: якщо він позитивний, це призводить до збільшення частоти ГКН, відповідно, якщо відлік від'ємний, сигнал з ГКН затримується. Таким чином, цей пристрій ФАПЧ синхронізується з вхідним сигналом у моменти його

перетину через нуль. Схема найпростішого пристрою такого класу зображена в додатку А на рисунку А.2.

Висновки. Було розглянуто загальні характеристики систем фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ), включаючи принцип їх дії та основні компоненти. Детально проаналізовано, як ці системи працюють, що дозволяє зрозуміти їхні основні механізми та функціональні можливості. Вивчено також комбіновані системи ФАПЧ, які поєднують у собі різні методи керування для підвищення ефективності та надійності.

Також, було досліджено системи ФАПЧ з комбінованим керуванням генератора. У таких системах об'єкт управління піддається впливу з боку петлі зворотного зв'язку, яка забезпечує стабільність та точність роботи системи. Додатково, в таких системах застосовується пристрій для вимірювання зовнішніх змін, що дозволяє системі адаптуватися до змін у навколишньому середовищі або робочих умовах. Це значно покращує ефективність та точність роботи системи.

Досліджено цифрові ФАПЧ, які є сучасними варіантами традиційних аналогових систем, але використовують цифрові компоненти для обробки сигналів. Це дозволяє досягати вищої точності, стабільності та гнучкості в налаштуваннях системи.

2 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОГО КОНТУРА ФАПЧ

2.1 Розробка структурної схеми цифрового контура ФАПЧ

У цьому розділі ми дослідимо перехід від аналогового контуру ФАПЧ другого порядку до цифрового, що відомий у англomовній літературі як цифровий фазовий автопідстроювач (DPLL), і покажемо, як розраховувати коефіцієнти цифрового петлевого фільтра. Крім того, ми проаналізуємо стійкість цифрового контуру і проведемо моделювання його роботи.

На рис. 2.1 представлено схему цифрового контуру пристрою фазової автопідстройки частоти (ЦК ФАПЧ) [9].

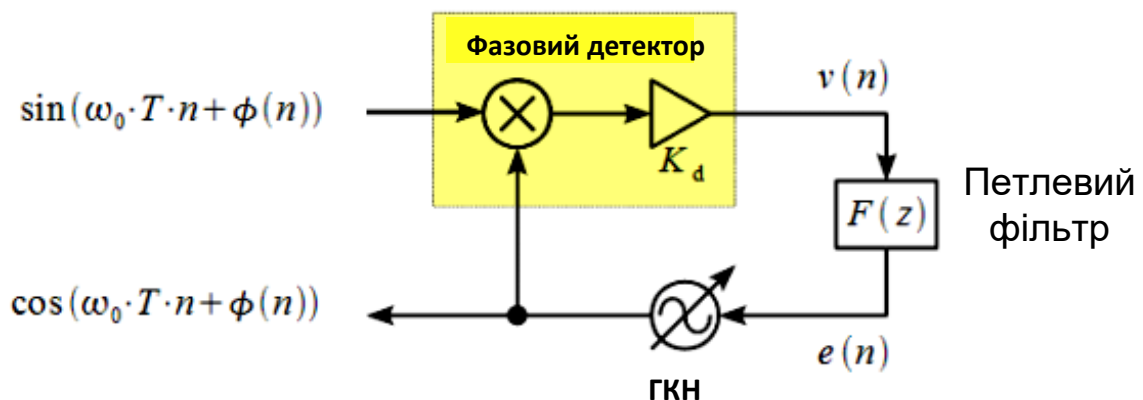


Рисунок 2.1 – Структурна схема ЦК ФАПЧ

Зауважимо, що структурна схема цифрового контуру ФАПЧ дуже схожа на структурну схему аналогового контуру, що розглядалася раніше, за винятком того, що вона працює не в неперервному часі, а в дискретному з інтервалом дискретизації $T = 1/F_s$, де F_s – частота дискретизації. При цьому петлевий фільтр є цифровим, а ГКН функціонує в дискретному часі, як показано на рис. 2.2 [10].

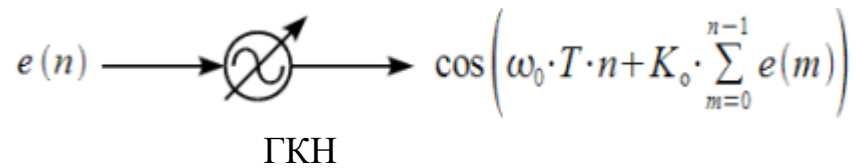


Рисунок 2.2 – Принцип функціонування цифрового ГКН

Звернімо увагу, що в аналоговому ГКН маємо інтегрування сигналу помилки $e(t)$. При переході від неперервного до дискретного часу інтегрування замінюється сумуванням $e(n)$. Давайте введемо відповідні позначення:

$$\psi(n) = K_0 \cdot \sum_{m=0}^{n-1} e(m), \quad (2.1)$$

$\psi(n)$ - поточне значення фази ГКН. Тоді можемо записати наступний вираз

$$\psi(n) = K_0 \cdot e(n-1) + K_0 \cdot \sum_{m=0}^{n-2} e(m) = K_0 \cdot e(n-1) + \psi(n-1) \quad (2.2)$$

Різницеве рівняння фази цифрового ГКН відповідає формі передатної характеристики $N(z)$ цифрового ГУН у вигляді:

$$N(z) = \frac{K_0 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{K_0}{z - 1}. \quad (2.3)$$

Давайте звернемо увагу на те, що поточне значення фази ГУН $\psi(n)$ залежить від попереднього значення сигналу помилки $e(n-1)$, що враховується множником z^{-1} у чисельнику. У літературі зазвичай окремо розглядають

передатну характеристику $N(z)$, виокремлюючи елемент затримки z^{-1} для забезпечення каузальності.

Далі розглянемо роботу цифрового контуру ФАПЧ. При отриманні сигналу на виході фазового детектора отримуємо сигнал [9]:

$$v(n) = \frac{1}{2} K_d \cdot \sin(\omega_0 T n + \varphi(n)) \cdot \cos(\omega_0 T n + \psi(n)). \quad (2.4)$$

Модель цифрового контура ФАПЧ представлена на рис. 2.3 [10].

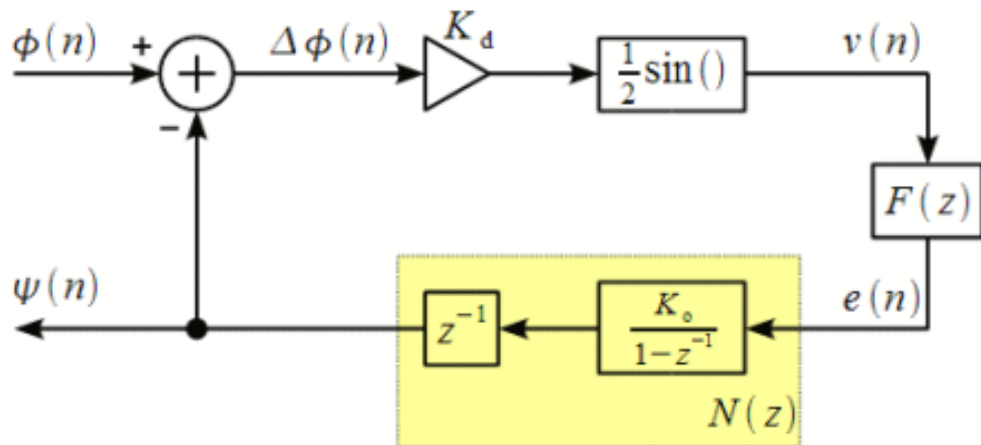


Рисунок 2.3 – Модель цифрового контура ФАПЧ

Аналогічно моделі аналогового контуру ФАПЧ, модель цифрового контуру є нелінійною, але може бути лінеаризована при невеликому значенні $\Delta\varphi(n)$ у стаціонарному режимі $\sin(\Delta\varphi(n)) \approx \Delta\varphi(n)$, а множник 0,5 може бути врахований у коефіцієнті K_d .

Лінеаризована модель цифрового контуру ФАПЧ показана на рис. 2.4 [11].

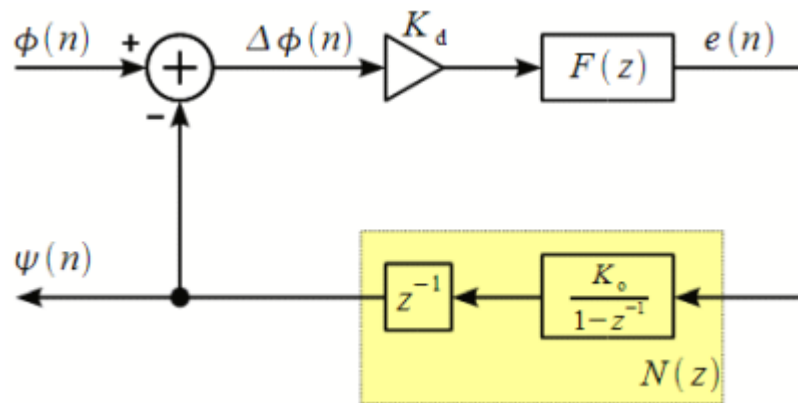


Рисунок 2.4 – Лінеаризована модель цифрового ФАПЧ

У випадку якщо $\Phi(z)$ і $\Psi(z)$ відносяться до комплексної площини z , то передатна характеристика цифрового контуру ФАПЧ дорівнює:

$$H(z) = \frac{\Phi(z)}{\Psi(z)} \quad (2.5)$$

Структурна схема петлевого фільтра $F(z)$ показано на рисунку 2.5 [12].

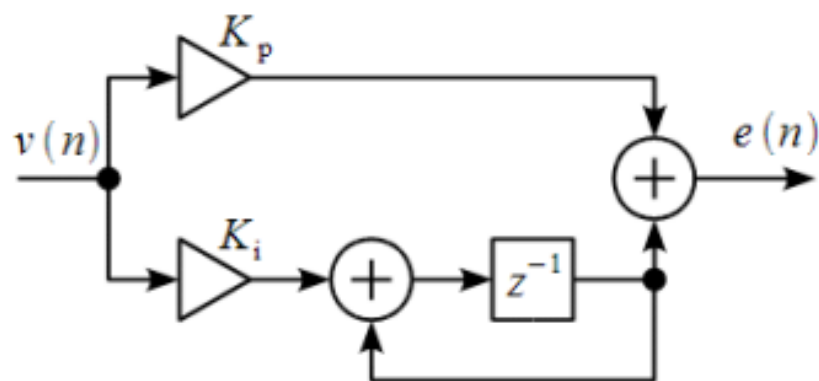


Рисунок 2.5 – Структурна схема петлевого фільтра ЦК ФАПЧ

K_p та K_i як і в прикладі з аналоговим ФАПЧ – це інтегральний та пропорційний коефіцієнти.

Передатна характеристика петлевого фільтра дорівнює [14]:

$$F(z) = \frac{K_p + (K_i + K_p) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{K_p(z-1)K_i}{(z-1)}. \quad (2.6)$$

За умови урахування виразів (2.3) та (2.6), передатна функція лінеаризованої моделі контура ФАПЧ (2.5) після усіх необхідних перетворень може бути виражена у вигляді [14]:

$$H(z) = \frac{K_d \cdot K_p \cdot K_0(z-1) + K_d K_i K_0}{(z-1)^2 + K_d K_p K_0(z-1) + K_d K_i K_0}. \quad (2.7)$$

Якщо, ввести наступні заміни $g_1 = K_d K_p K_0$ та $g_2 = K_d K_i K_0$, тоді [14]:

$$H(z) = \frac{g_1(z-1) + g_2}{(z-1)^2 + g_1 \cdot (z-1) + g_2}. \quad (2.8)$$

Також розглянемо різницеве рівняння петлевого фільтра, що буде корисним для моделювання цифрового контура ФАПЧ [14]:

$$e(n) = K_p \cdot v(n) + (K_i - K_p) \cdot v(n-1) + e(n-1) \quad (2.9)$$

Отже, отримали передатну характеристику цифрового контура ФАПЧ, що залежить від g_1 та g_2 . Нам необхідно дослідити, як розрахувати ці коефіцієнти.

2.2 Розрахунок параметрів цифрового контура пристрою фазової автопідстройки частоти

2.2.1 Розрахунок коефіцієнтів петлевого фільтра для цифрового контуру ФАПЧ.

Для розрахунку коефіцієнтів K_p та K_i петлевого фільтра та ЦК ФАПЧ можемо виразити параметри g_1 та g_2 через резонансну частоту та фактор демпферу. Розкриємо дужки у знаменнику функції (2.8) та зведемо подібні:

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{g_1(z-1) + g_2}{z^2 - 2 \cdot z + 1 + g_1 \cdot z - g_1 + g_2} = \dots \\ &\dots = \frac{g_1 \cdot z - g_1 + g_2}{z^2 + (g_1 - 2) \cdot z + g_2 - g_1 + 1}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Отже, можемо зробити наступний висновок:

$$c_1 = g_1 - 2; \quad c_0 = g_2 - g_1 + 1 \quad (2.11)$$

Також, підставимо значення c_1 та c_0 у наступний вираз:

$$\begin{aligned} g_1 &= 2 + c_1 = 2 - 2 \exp(-\omega_p \zeta \cdot T) \cos(\omega_p \cdot T \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}); \\ g_2 &= c_0 + g_1 - 1 = \exp(-2\omega_p \zeta \cdot T) - 1 + g_1 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Тепер можемо розрахувати остаточне значення коефіцієнтів петлевого фільтру:

$$K_p = \frac{g_1}{K_d \cdot K_o}; \quad K_i = \frac{g_2}{K_d \cdot K_o}. \quad (2.13)$$

Формули (2.12) та (2.13) дозволяють обчислити параметри цифрового петлевого фільтра, використовуючи стандартні значення резонансної частоти та демпферного фактору для конкретного інтервалу дискретизації. На рисунку 2.6 представлені амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) та фазово-частотна характеристика (ФЧХ) цифрового контура ФАПЧ при різних значеннях демпферного фактору, частоти резонансу $\omega_p = 2\pi \cdot 100 \text{ рад/с}$ та частоти дискретизації $F_s = 10 \text{ кГц}$ [15].

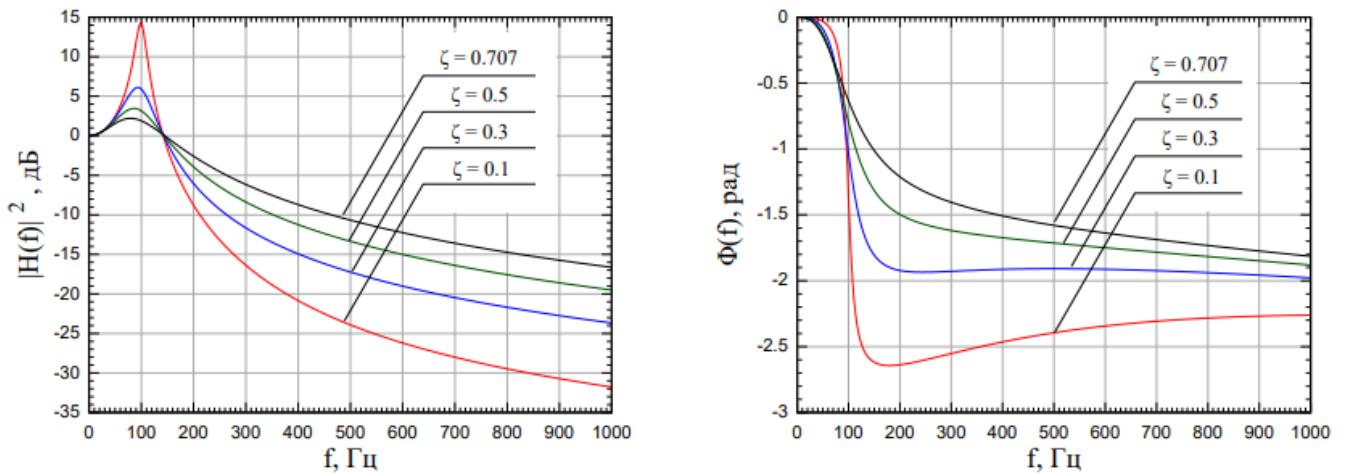


Рисунок 2.6 – АЧХ та ФЧХ цифрового контура ФАПЧ

2.2.2 Розрахунок стійкості цифрового контура ФАПЧ

Оскільки у контурі ФАПЧ відбувається зворотний зв'язок, важливо визначити значення коефіцієнтів петлевого фільтра, щоб контур був стійким. Відомо, що стійкий контур має полюси, що розташовані всередині одиничного кола. Для цього розглянемо полюси передатної характеристики контура (2.7):

$$(z-1)^2 + g_1(z-1) + g_2 = 0 \rightarrow z-1 = \frac{-g_1 \pm \sqrt{g_1^2 - 4g_2}}{2}. \quad (2.14)$$

Полюса цифрового контуру ФАПЧ дорівнюють:

$$p_{01} = \frac{2 - g_1 \pm \sqrt{g_1^2 + 4g_2}}{2}. \quad (2.15)$$

Цифровий контур ФАПЧ буде мати стабільність, якщо всі його полюси знаходяться всередині одиничного кола на комплексній площині z , що означає, що їхні модулі менші за одиницю:

$$\left| \frac{2 - g_1 \pm \sqrt{g_1^2 + 4g_2}}{2} \right| < 1. \quad (2.16)$$

Припустимо, що ми можемо отримати два наступних варіанти.

Перший випадок: $g_2 < g_1^2 / 4$. У цьому випадку, полюси є чисто дійсними, тому нерівність (2.16) можна розбити на дві нерівності:

$$\frac{2 - g_1 \pm \sqrt{g_1^2 + 4g_2}}{2} < 1; \quad (2.17)$$

$$\frac{2 - g_1 \pm \sqrt{g_1^2 + 4g_2}}{2} > -1. \quad (2.18)$$

З першої нерівності можемо зробити висновок, що:

$$\sqrt{g_1^2 + 4g_2} < g_1; \quad (2.19)$$

$$g_1^2 - 4g_2 < g_1^2; \quad g_2 > 0. \quad (2.20)$$

Ідентично з другої нерівності отримаємо:

$$-\sqrt{g_1^2 + 4g_2} > -4 + g_1; \quad (2.21)$$

$$\sqrt{g_1^2 + 4g_2} < -4 + g_1; \quad (2.22)$$

$$g_1^2 + 4g_2 < 16 - 8 \cdot g_1 + g_1^2; \quad (2.23)$$

$$g_2 > 2g_1 - 4. \quad (2.24)$$

Отже, перший випадок можна узагальнити таким чином:
 $g_2 > 0$; $g_2 < g_1^2 / 4$; $g_2 > 2g_1 - 4$.

На рис. 2.7 представлено область стійкості цифрового контура ФАПЧ для двох розглянутих випадків [17].

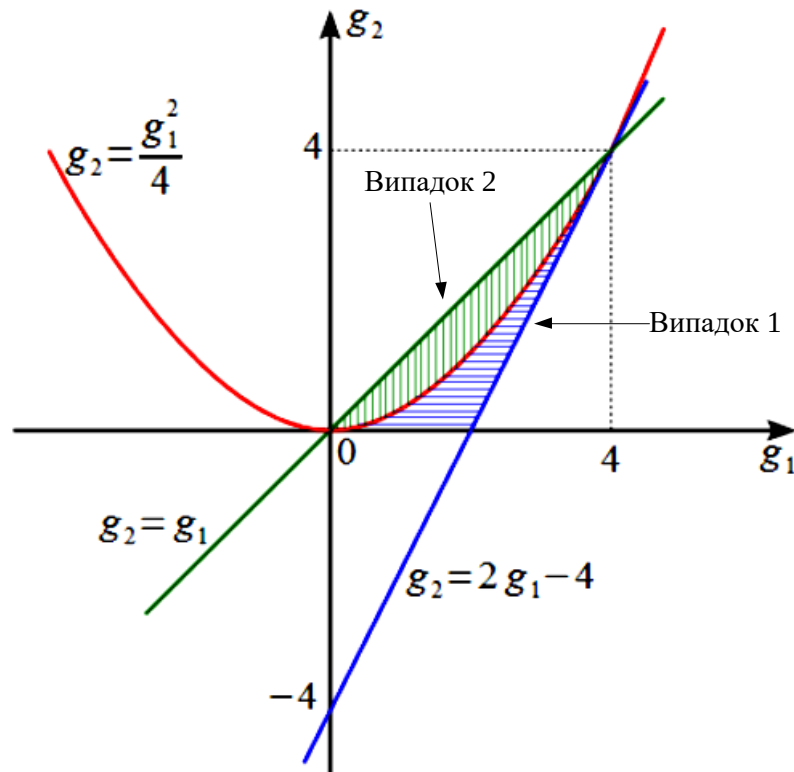


Рисунок 2.7 – Область стійкості цифрового контура ФАПЧ

Другий випадок: $g_2 \geq g_1^2 / 4$. У цьому випадку полюса є комплексно-спряженими, тому описану нерівність для даного випадку можна визначити наступним чином:

$$\left| \frac{2 - g_1 \pm j\sqrt{g_2 - g_1^2}}{2} \right| < 1. \quad (2.25)$$

Комплексний модуль можемо записати наступним чином:

$$\sqrt{\frac{1}{4} [(2 - g_1)^2 + 4g_2 - g_1^2]} < 1. \quad (2.26)$$

Піднесемо обидві частини нерівності до квадрата і перетворимо їх:

$$(2 - g_1)^2 + 4g_2 - g_1^2 < 4; \quad (2.27)$$

$$4 - 4g_1 + g_1^2 + 4g_2 - g_1^2 < 4; \quad (2.28)$$

$$-4g_1 + 4g_1^2 < 0; \quad (2.29)$$

$$g_2 < g_1. \quad (2.30)$$

Таким чином у другому випадку маємо: $g_2 \geq g_1^2 / 4$; $g_2 < g_1$.

На рис. 2.7 вказана область стійкості, яка відповідає другому випадку. Об'єднуючи перший та другий випадок, ми отримуємо область стійкості цифрового контура ФАПЧ, як це зображено на рис. 2.8.

Під час розрахунків цифрового контура ФАПЧ важливо перевіряти, чи знаходяться обчислені значення, що відповідають виразу (2.12), в межах

заштрихованої області за заданих параметрів резонансної частоти, демпфінг-фактора і частоти дискретизації [17].

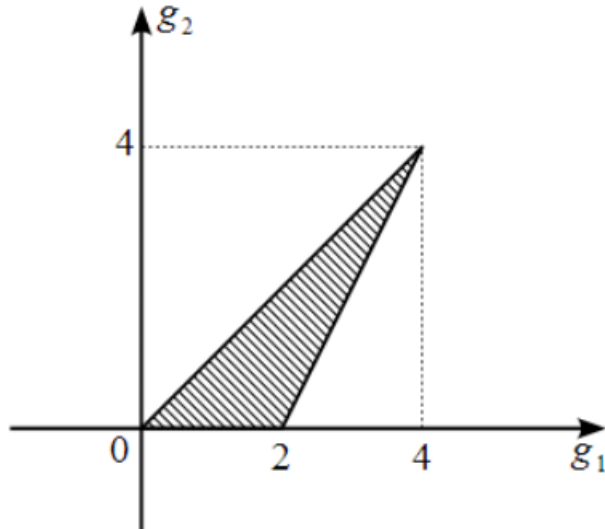


Рисунок 2.8 – Узагальнена область стійкості цифрового контуру ФАПЧ

Якщо вони не потрапляють в цю область, це означає нестабільність контуру ФАПЧ, і говорить про те, що потрібно змінити початкові параметри, щоб забезпечити стабільність контуру.

2.3 Моделювання цифрового контуру ФАПЧ

Розглянемо конкретну модель цифрового контура ФАПЧ. Наша модель буде відповідати структурній схемі, показаній на рис. 2.9.

Давайте розглянемо структуру моделі детальніше. Вихідний сигнал має наступний вигляд:

$$s(n) = \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t(n) + \varphi_0), \quad (2.31)$$

де f_0 – частота вих. сигналу; φ_0 – початкова фаза, що множиться на сигнал з виходу ГКН, який має вигляд:

$$q(n) = \cos(2\pi \cdot f_g \cdot t(n) + \psi(n-1)), \quad (2.32)$$

де f_g – частота генератора керованого напругою; ψ – розрахунок фази ГКН, який задовольняє різницеве рівняння. Також, важливо відмітити, що сигнал є повернутим на -90° [18].

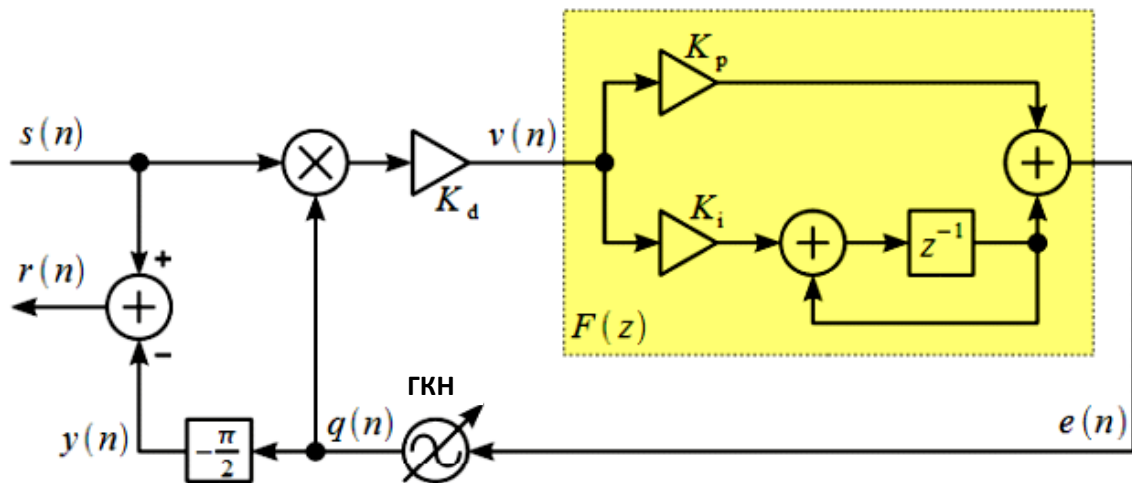


Рисунок 2.9 – Структурна схема моделі контура ФАПЧ

Вихідними даними для моделювання є: коефіцієнт фазового детектора, коефіцієнт ГКН, резонансна частота ФАПЧ, демпферний фактор, частота дискретизації (10 кГц), частота сигналу, частотна розстройка ГКН, частота ГКН.

У додатку Б наведено програмний код на мові програмування С, який відтворює функціонування цифрового контура ФАПЧ згідно з наведеною структурною схемою та вхідними даними.

На рисунках 2.10 – 2.13 показані графіки, які відображають отримані результати моделювання [19].

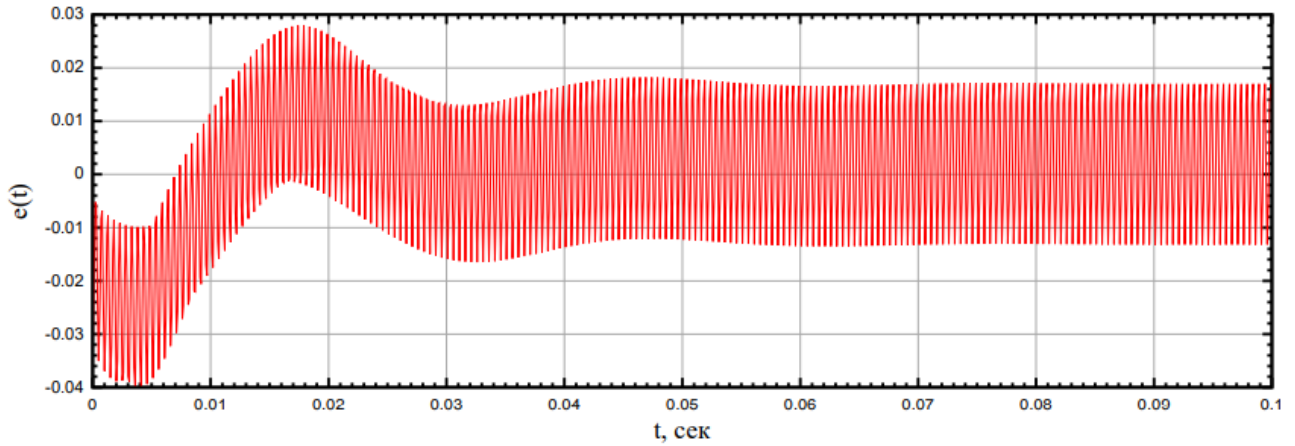


Рисунок 2.10 – Осцилограма сигналу на виході фазового детектора

На осцилограмі сигналу на виході фазового детектора можна спостерігати коливання, які відображають взаємозв'язок між вхідним сигналом та фазовою різницею між ним і сигналом з генератора. Коливання можуть бути симетричними або асиметричними, залежно від характеру вхідного сигналу та параметрів контура ФАПЧ [19].

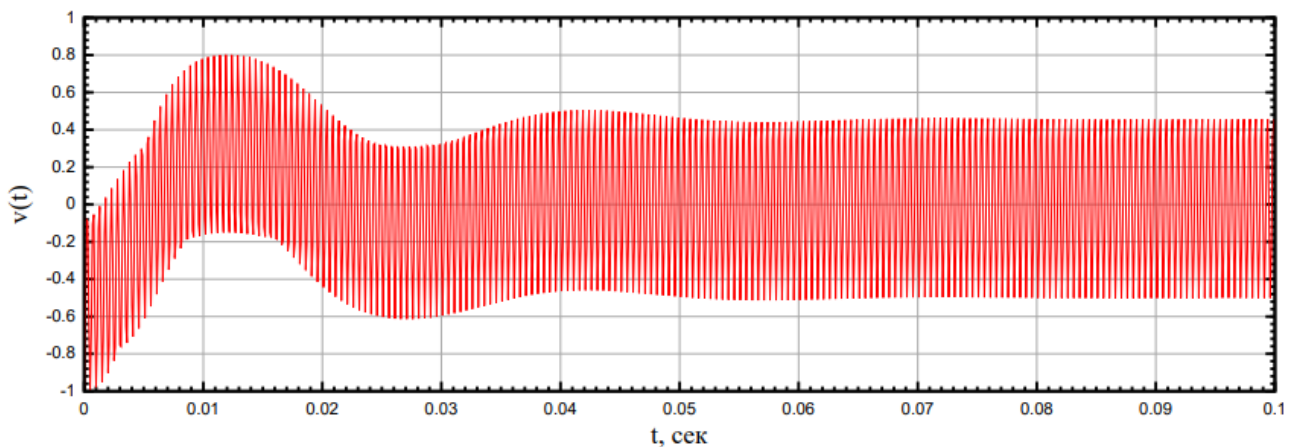


Рисунок 2.11 – Осцилограма сигналу управління на виході петльового фільтра

З графіка осцилограми сигналу управління на виході петлевого фільтра ФАПЧ можна побачити динаміку зміни фази та амплітуди сигналу, що використовується для контролю і стабілізації системи [20].

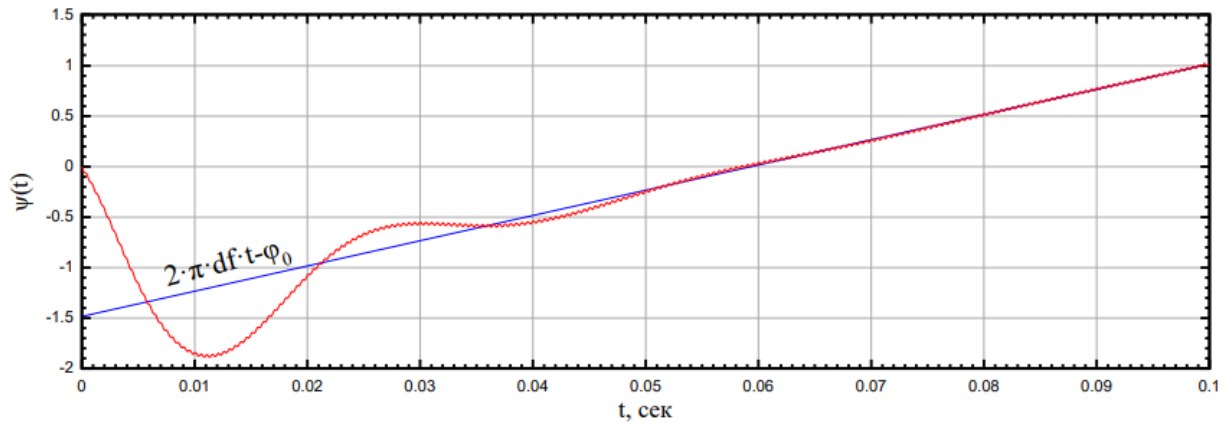


Рисунок 2.12 – Графік фази сигналу на виході ГКН

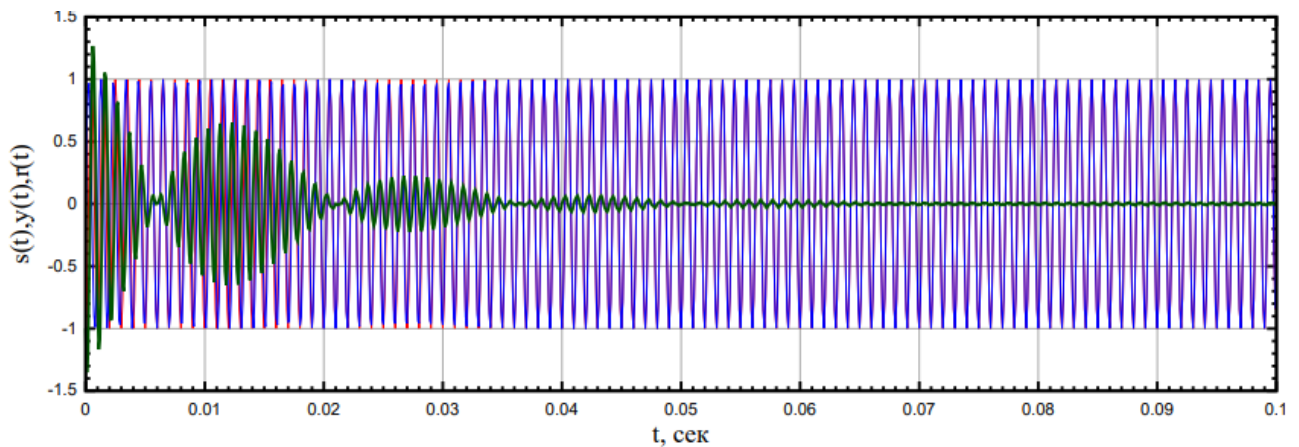


Рисунок 2.13 – Вихідний сигнал на виході ГКН синхронізований з вхідним сигналом та сигналом помилки

На графіку фази сигналу на виході ГКН у ФАПЧ можна побачити зміну фази сигналу відносно початкового моменту часу. Вона може варіюватися від значення до значення, що залежить від параметрів системи та характеристик вхідного сигналу.

2.4 Програмно-апаратна реалізація та дослідження цифрового ФАПЧ

Метою цього дослідження є розробка програмно-апаратної реалізації пристрою ФАПЧ. Ця реалізація дозволить оперативно змінювати параметри для подальших досліджень і підвищення стійкості. Основні завдання включають вивчення процесу синхронізації частоти гармонійних коливань, визначення часу синхронізації та порівняння його з імітаційною моделлю.

2.4.1 Структура цифрового пристрою ФАПЧ та його функціональні особливості

Для реалізації програмно-апаратного пристрою ФАПЧ використано структурну схему, зображену в [15].

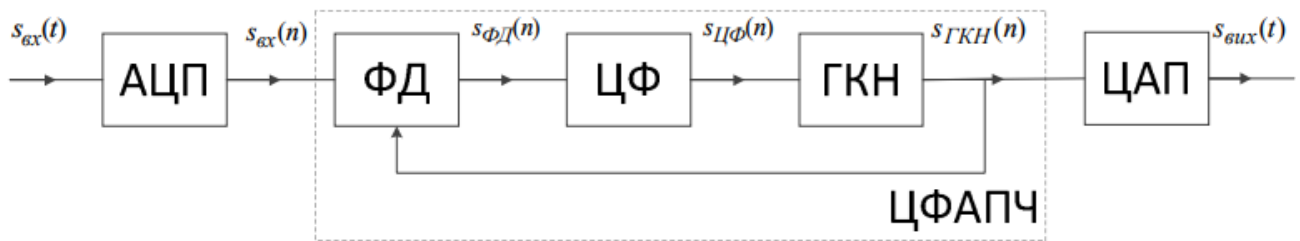


Рисунок 2.14 – Структурна схема пристрою ЦФАПЧ [15]

Подібність наведеної схеми до аналогового пристрою ФАПЧ полягає у тому, що основні складові – фазовий детектор (ФД), цифровий фільтр (ЦФ) та генератор керований напругою (ГКН) – у цифровому пристрої є цифровими і працюють із цифровими сигналами.

Сигнал з еталонного генератора (ЕГ) $s_{вх}(t)$, перед тим як потрапити на вхід фазового детектора, пройшовши аналого-цифровий перетворювач,

дискретизується. Відліки сигналу з генератора, а також вхідний сигнал з ГКН перемножуються в ФД, результат подається на цифровий фільтр, що відсіює швидкозмінну складову. Сигнал на виході цифрового фільтра, відомий як сигнал помилки, надсилається на ГКН $s_{ГКН}(n)$. ГКН створює цифровий сигнал гармонічної форми з фазою, визначеною відліками сигналу помилки. Цей сигнал також можна подати на цифро-аналоговий перетворювач, щоб отримати неперервний сигнал $s_{вих}(t)$, частота якого відповідає частоті сигналу з еталонного генератора.

2.4.2 Розробка апаратної частини пристрою цифрового ФАПЧ

Для реалізації ЦФАПЧ обрано високопродуктивну демонстраційну плату STM32F4 Discovery, що містить мікроконтролер STM32F407VGT6. Цей мікроконтролер на базі 32-розрядного ядра ARM Cortex-M4F має 1 МБ Flash пам'яті, 192 кБ ОЗП, вбудовані 12-розрядні АЦП та ЦАП, до 14 таймерів та розширений набір портів вводу/виводу. Максимальна тактова частота контролера - 168 МГц, що дозволяє забезпечити ефективну роботу ЦФАПЧ.

Схема експерименту показана на рис. 2.15. Гармонійний сигнал з еталонного генератора подається на один з портів мікроконтролера, який одночасно є входом аналогово-цифрового перетворювача (АЦП). АЦП, здійснюючи зчитування з інтервалом дискретизації, генерує відліки вхідного сигналу. Після обробки сигналу вихідні відліки подаються на вхід цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). На виході ЦАП формується аналоговий сигнал, який подається на осцилограф для подальшого аналізу [20].

Наявність ПК на блок-схемі необхідна для моніторингу процесу захоплення частоти. У випадку, коли потрібно записати осцилограми декількох сигналів, зручно зберігати значення їх відліків у пам'яті мікроконтролера під час виконання

програми, а потім передавати ці дані на комп'ютер через інтерфейс UART для подальшого побудови графіків [14].

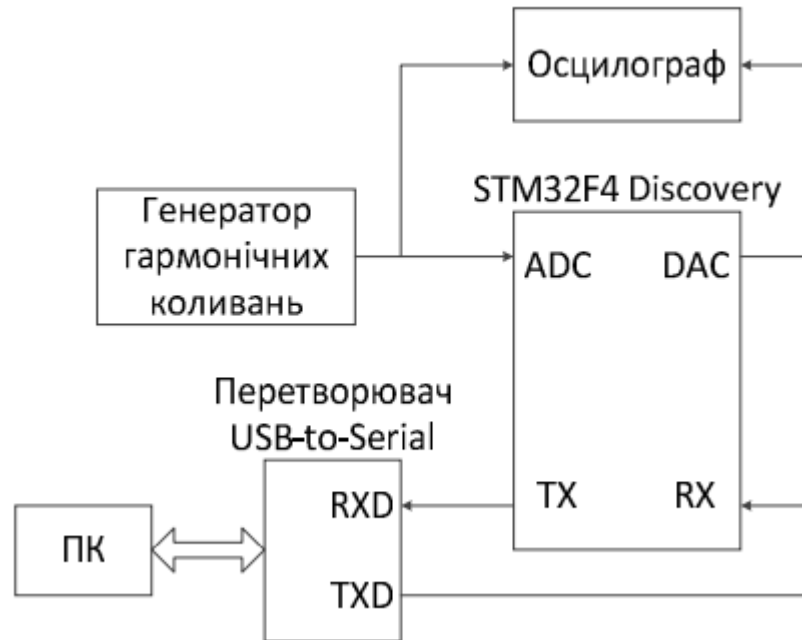


Рисунок 2.15 – Синтезована блок схема експерименту

Програмне забезпечення розроблене у середовищі Keil μ Vision 5.15 з використанням стандартної бібліотеки периферії SPL. Порівняння результатів дослідження схоплення синхронізму в імітаційній та експериментальній моделях передбачає забезпечення однаковості початкових умов - частотного та фазового розбалансу. Контур ЦФАПЧ спочатку розімкнений, а після визначеного моменту часу програма на комп'ютері в середовищі MATLAB R2013a ініціює передачу даних через інтерфейс UART для управління мікроконтролером. Під час роботи програми на мікроконтролері значення змінних записуються у пам'ять, після чого передаються на комп'ютер для побудови графіків у MATLAB. Результати експерименту порівнюються з імітаційними для аналізу.

Алгоритм роботи ПЗ наведено у додатку А на рис. А.3.

Під час виконання процесу моделювання було отримано результати для таких параметрів системи: $\xi = 0,5$; $\omega_p = 2\pi \cdot 50 \text{ рад}$; $\Delta T = 20 \text{ мкс}$; $f_0 = 1 \text{ кГц}$; , а також $K_{\phi D} = K_0 = 1$.

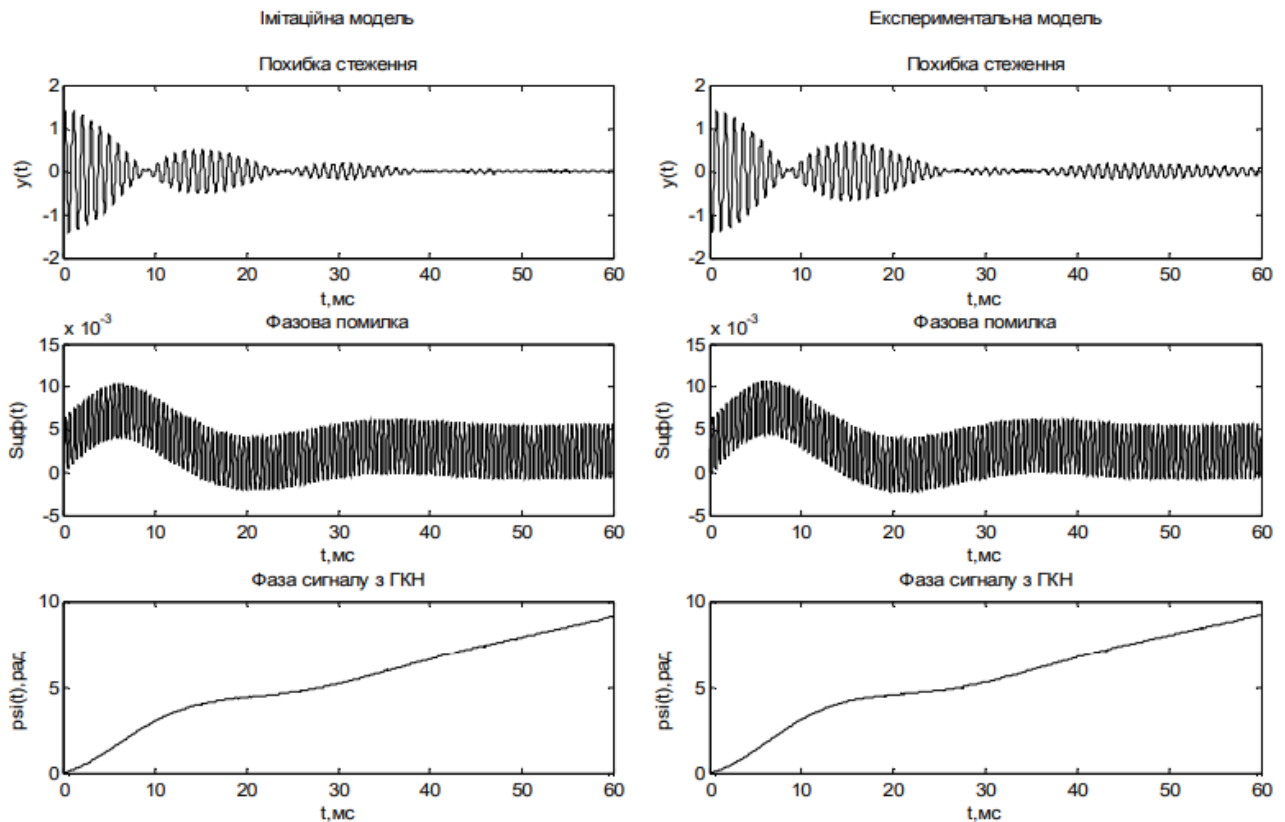


Рисунок 2.16 - Результати дослідження імітаційної та експериментальної моделей для випадку $\Delta f = 20 \text{ Гц}$ ($f_{\text{вх}} = 1020 \text{ Гц}$) і $\Delta \varphi = 0^\circ$

Проведено експериментальне дослідження моделі ЦФАПЧ за тими ж параметрами. Графіки сигналів при частотному $\Delta f = -5 \text{ Гц}$ ($f_{\text{вх}} = 995 \text{ Гц}$) і фазовому $\Delta \varphi = 45^\circ$ розбалансі наведено на рис. 2.16.

На лівій стороні графіків відображені результати імітаційної моделі, а на правій – експериментальної. У верхній частині кожного графіка представлений сигнал $y(t)$, що визначається як різниця між вхідним і зсунутим на 90° вихідним сигналом. Це дозволяє точно оцінити час схоплення частоти. Крім того, для обох

моделей представлені графіки сигналу на виході цифрового фільтра та миттєвої фази сигналу на виході генератора, нормалізовані за амплітудою вхідного та вихідного сигналів (1 В) [8].

На рисунку 2.17 наведено результати моделювання для параметрів $\Delta f = -5 \text{ Гц}$ ($f_{\text{вх}} = 995 \text{ Гц}$) та $\Delta\varphi = 45^\circ$.

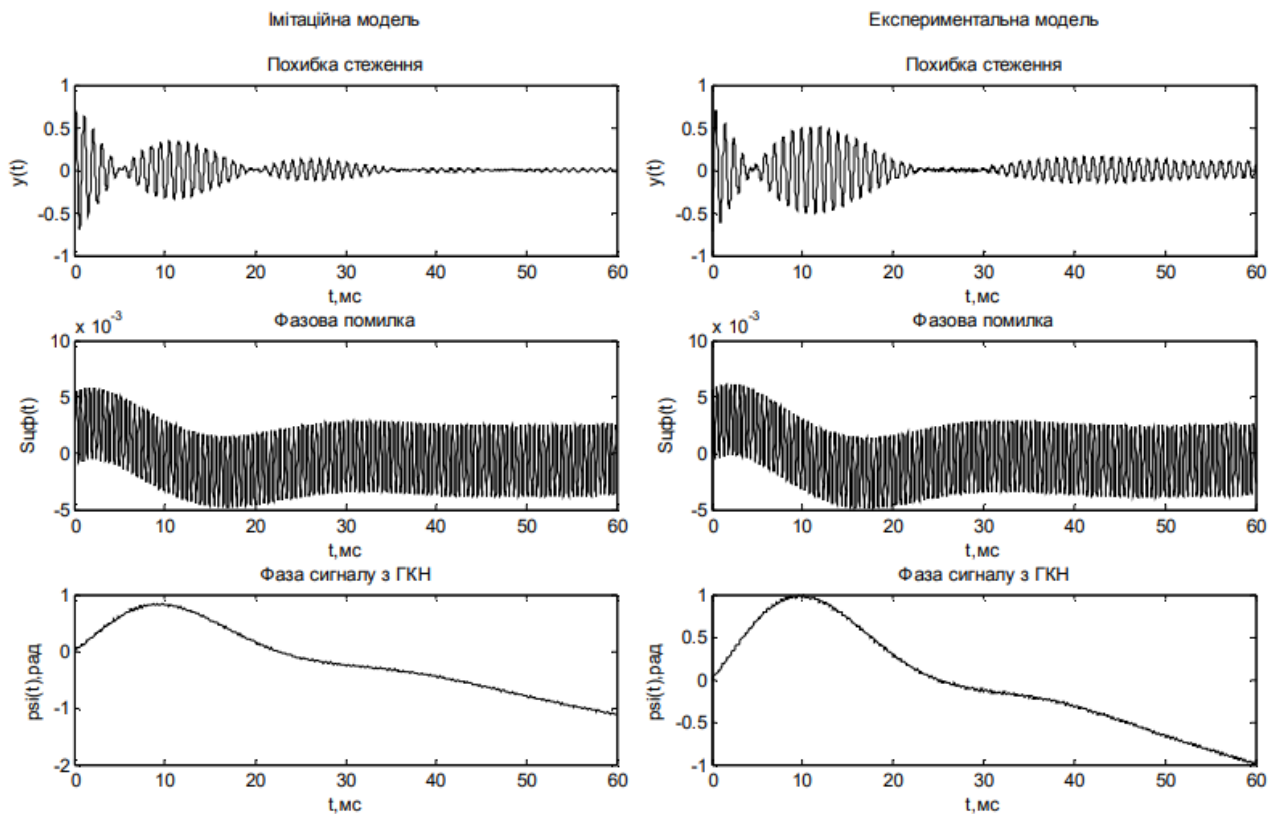


Рисунок 2.17 - Результати дослідження імітаційної та експериментальної моделей для випадку $\Delta f = -5 \text{ Гц}$ ($f_{\text{вх}} = 995 \text{ Гц}$) і $\Delta\varphi = 45^\circ$

Як показано на рис. 2.17 та 2.18, результати, отримані від програмно-апаратної реалізації пристрою ЦФАПЧ, відповідають результатам імітаційного моделювання з високою точністю [18].

Для обох випадків час входження у синхронізм становить приблизно 37 мс та 32 мс відповідно. Зазначимо, що в експериментальному моделюванні спостерігається незначна пульсація у сигналі $y(t)$, обумовлена переважно похибками квантування та дискретизації АЦП і ЦАП. Проте рівень цих пульсацій не є великим та не призводить до помітної втрати синхронізму.

Висновок. Під час дослідження цифрового контуру ФАПЧ ми звернули увагу на його ключові характеристики та особливості. Ми вивчили та порівняли аналоговий та цифровий контури, встановивши взаємозв'язок між ними. Цей аналіз дозволив нам розробити формули для розрахунку коефіцієнтів петлевого фільтра, використовуючи задані параметри резонансної частоти та демпферного фактору.

Крім того, було проаналізовано область стійкості цифрового контуру ФАПЧ, що є ключовою для його правильного функціонування. Наведений також приклад моделювання цифрового контуру у режимі супроводу, що ілюструє реальне застосування отриманих результатів.

Отримані висновки свідчать про повну працездатність розробленої програмно-апаратної реалізації. Поведінка цієї реалізації подібна до поведінки імітаційної моделі ЦФАПЧ, оскільки час синхронізації майже однаковий для обох моделей. Майбутні дослідження будуть спрямовані на оцінку стійкості програмно-апаратної моделі ЦФАПЧ до впливу шумів і завад на її динамічні характеристики.

3 РОЗРОБКА КРІОГЕННОЇ СИСТЕМИ ФАПЧ ДЛЯ СУПУТНИКОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

3.1 Розробка концепції та структурної схеми кріогенної системи ФАПЧ

Цей розділ присвячений розробці та аналізу кріогенної системи ФАПЧ для НГГ, а також вивченню ключових аспектів її проектування. Основна увага зосереджена на концепції системи, її схемі, роботі окремих елементів петлі та їх взаємодії.

На рис. 3.1 показана схема ФАПЧ.

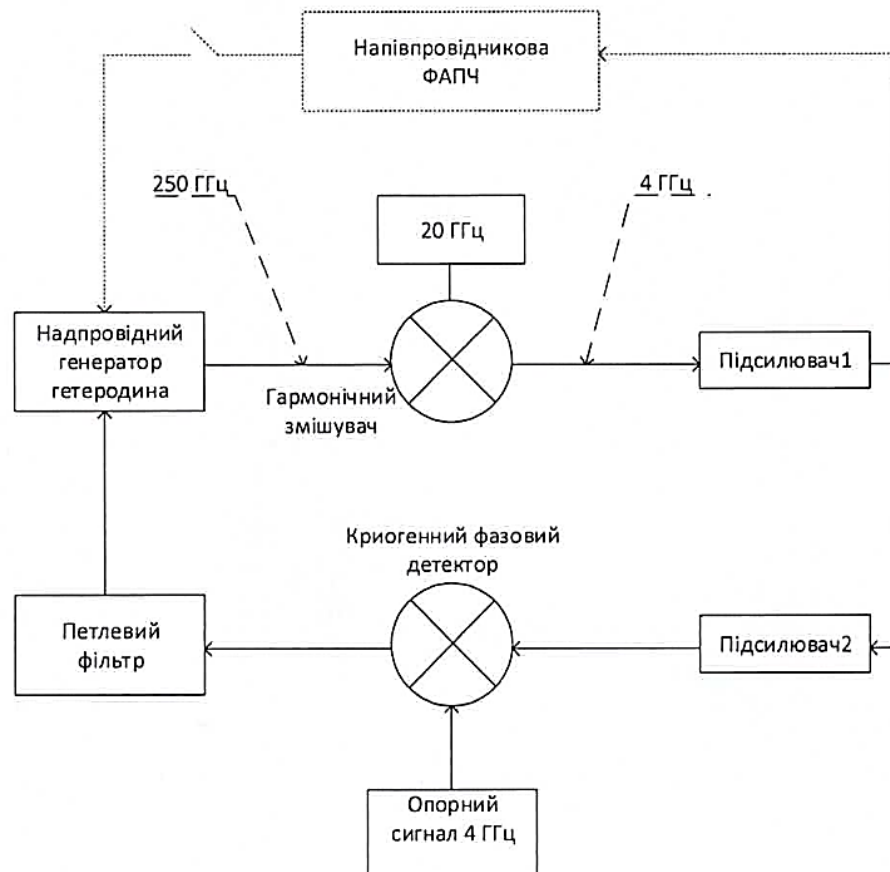


Рисунок 3.1 - Блок схема кріогенної системи з ФАПЧ

Необхідно дотримуватися принципу мінімізації перепадів температур в петлі, щоб уникнути основного недоліку кімнатної системи ФАПЧ – затримок у сполучних кабелях, які потребують значної довжини для забезпечення прийнятно-малого потоку тепла по них в гелієвий об'єм.

Сигнал НГГ, частотою, яка береться рівною 200 ГГц, надходить на вхід до гармонійного змішувача (ГЗ), де він змішується з p -тою гармонікою сигналу від опорного синтезатора, який має частоту приблизно 20 ГГц. Після цього сигнал проміжної частоти, наближаючись до 4 ГГц, проходить через перший підсилювач, який працює у діапазоні 3,8 – 4,2 ГГц. Цей підсилювач побудований на основі High Electron Mobility Transistor (HEMT) і працює при температурі 80 градусів Кельвіна. Він має дуже низький рівень шуму та наближений до 30 дБ коефіцієнт посилення при споживанні потужності від 5 до 6 мВт [16].

Після розгалуження сигнал подається на кімнатну та кріогенну системи ФАПЧ паралельно. Сигнал з виходу другого підсилювача та опорний сигнал синтезатора на вхід кріогенного фазового детектора, де формується вихідний сигнал. Цей сигнал контролює напругу НГГ, регулюючи його частоту. Коефіцієнт посилення підсилювача й посилення петлі регулюються керуючою напругою.

Вхідні НВЧ сигнали впливають на струм КФД, що призводить до зміни струму контрольної лінії НГГ. Це в свою чергу призводить до зміни частоти НГГ $df_{\text{сгг}}$, залежно від різниці фаз НВЧ сигналів. Ставлення останніх величин дає коефіцієнт передачі сигналу зворотного зв'язку у ланцюзі КФД – НГГ

$$K_{\text{КФД-сгг}} = \frac{df_{\text{сгг}}}{d\varphi} [\text{Гц} / \text{рад}], \text{ і визначає узгодження КФД з НГГ. Даний коефіцієнт}$$

також визначає максимально можливу похибку, яку може врегулювати кола управління, іншими словами, діапазон компенсації кріогенної ФАПЧ. Розглянемо схему, де вихідний сигнал КФД з тунельного НДН-переходу

подається на навантажувальний опір R , який з'єднаний послідовно в кола контрольної лінії НГГ (рис. 3.2) [15].

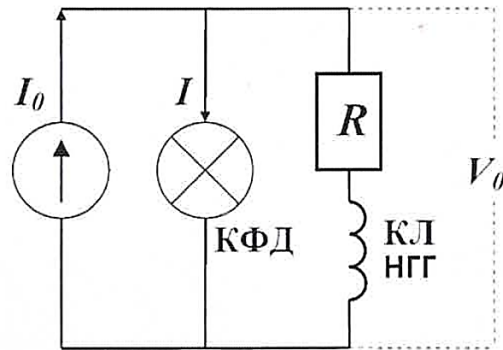


Рисунок 3.2 – Схема включення НДН - переходу в контрольну точку

У складі кріогенної ФАПЧ КФД працює в режимі забезпечення постійного струму, під дією вхідних НВЧ сигналів змінюється його напруга dV_0 , що призводить до зміни струму в резисторі R , а, отже, і в контрольній лінії НГГ. Це викликає зміщення частоти генерації НГГ на df . Отримуємо [15]:

$$df_{сгг} = kdV_{нгг} = k \frac{Rd_{клнгг}}{R} dV_0 = -kRd_{клнгг} \frac{r_d}{r_d + R} \frac{dI}{dP} dP, \quad (3.1)$$

де $k = 483,6 \text{ МГц} / \text{мкВ}$ згідно співвідношенню Джозефсона, а $КЛ НГГ R d$ - Коефіцієнт, що визначається як відношення зміни напруги НГГ, спричиненої варіацією струму в контрольній лінії, до величини цієї варіації. Дана формула описує узгодження КФД та НГГ.

Величина ККФД-НГГ керується амплітудами вхідних сигналів та напругою зміщення КФД для регулювання посилення в петлі, досягаючи найкращого відношення сигнал/шум в спектрі НГГ. Максимальна розстроювання, яку може

компенсувати кола управління, визначає смугу утримання кріогенної ФАПЧ. Для переходу площею 2 мкм² максимальне значення $K_{\text{КФД-НГГ}}$ становить близько 0,5 мВ, що відповідає смузі утримання до 250 МГц. Коефіцієнт КФД-НГГ іноді називають коефіцієнтом посилення розімкнутої петлі. Побудована модель узгодження КФД і НГГ та отримана формула описують коефіцієнт передачі в петлі системи ФАПЧ в ланцюзі КФД-НГГ, який рівний коефіцієнту посилення розімкнутої петлі. Оцінено, що смуга утримання кріогенної ФАПЧ для НГГ, заснована на КФД з НДН-переходом площею 2 мкм², може досягати 250 МГц.

Будь-який фільтр має певну групову затримку через наявність в ньому реактивних елементів. Для кріогенної ФАПЧ затримка в елементах петлі є одним з визначальних параметрів [18].

Нехай $H(ix)$ - передавальна функція фільтра і її можна представити у вигляді:

$$H(i\omega) = H(i\omega) \cdot e^{i\varphi}, \quad (3.2)$$

де φ - фазова характеристика фільтра, що є функцією частоти.

Через передавальну функцію фільтра, φ виражається формулою:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{\text{Im } H(i\omega)}{\text{Re } H(i\omega)}\right) \quad (3.3)$$

Групова затримка τ визначається співвідношенням:

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}. \quad (3.4)$$

Функція загороджувального фільтра в системі ФАПЧ полягає в тому, щоб пропускати лише корисний сигнал фазового детектора.

Для системи ФАПЧ для НГГ, частоти корисного сигналу на виході КФД знаходяться в діапазоні 0-100 МГц. На вищих частотах можуть бути сигнали, які спричиняють збудження в петлі, і може статися проникнення опорного сигналу, що йде на фазовий детектор, в кола вимірювання спектроаналізатора [14].

Основна мета загороджувального фільтра – відображення сигналу опорної частоти ФАПЧ. Ефективність ослаблення повинна перевищувати 20 дБ. Фільтр також повинен блокувати знижений за частотою сигнал НГГ, що приходить з другого підсилювача. Спектр цього сигналу має форму спектра фазово-синхронізованого НГГ, тому ширина частотної області фільтра з ефективним відображенням має бути не менше чотирьох десятків. Фільтри нижніх частот добре відповідають цим умовам, але при використанні для кріогенної ФАПЧ з робочою частотою 400 МГц може виявитися, що вони мають занадто велику групову затримку, що неприйнятно.

Такі фільтри повинні мати затримку менше 1,5 нс. Розглянемо докладніше загороджувальний фільтр, два найпростіших варіанти реалізації представлені на рис. 3.3 [12].

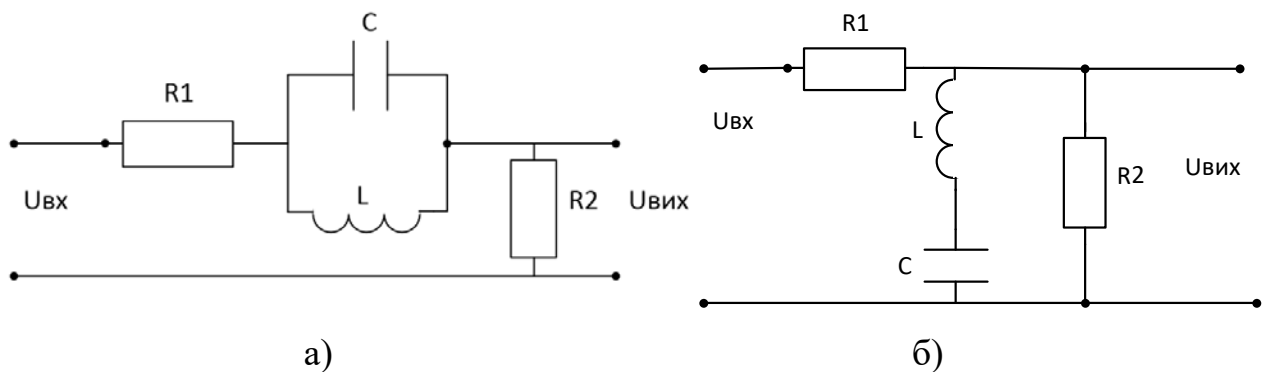


Рисунок 3.3 – Схеми найпростіших загороджувальних фільтрів

Передавальна функція цього фільтра складає:

$$H(s) \frac{U_{output}}{U_{input}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + (Ls) \parallel (1/C_s)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2(1 + (s/\omega_0)^2)}, \quad (3.5)$$

де $s = i\omega$.

$$\varphi = \arctg \left(\frac{\frac{L\omega}{L}}{(R_1 + R_2)(1 - (\omega/\omega_0)^2)} \right). \quad (3.6)$$

Отже, тепер виходячи з 3.6, можемо розрахувати групову затримку:

$$\tau = \frac{L}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + (\omega/\omega_0)}{(1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + (\omega \cdot \frac{L}{R_1 + R_2})^2} \quad (3.7)$$

Фільтр має пропускати частоти, які значно менші, ніж частота носійного сигналу, що надходить на фазовий детектор. Для загороджувального фільтра це означає, що $\omega \ll \omega_0$. У такому випадку, при виборі досить малої індуктивності L , формула (4.9) значно спрощується і набуває вигляду:

$$\tau = \frac{L}{R_1 + R_2}. \quad (3.8)$$

Отриманий результат свідчить про те, що групову затримку фільтра на рис. 3.3а, зумовлена переважно індуктивністю (зазвичай $R = R_2 = 50 \text{ Ом}$), а послідовне включення ємності в петлю не має впливу. Затримку такого фільтра можна мінімізувати, змінюючи L , налаштовуючи при цьому робочу частоту

$\omega_0 = 1/LC$ за допомогою C . У випадку іншої реалізації загороджувального фільтра (рис. 3.3б) на низьких частотах групова затримка дорівнює:

$$\tau = c \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.9)$$

Отже, індуктивність, розташована між лінією сигналу і землею, не впливає на групову затримку, але змінювання ємності в такій ситуації завжди збільшується.

Одна з перших реалізацій кріогенної ФАПЧ на частоті 400 МГц використовувала фільтр, що загороджує, зображений на рис. 3.4 [20].

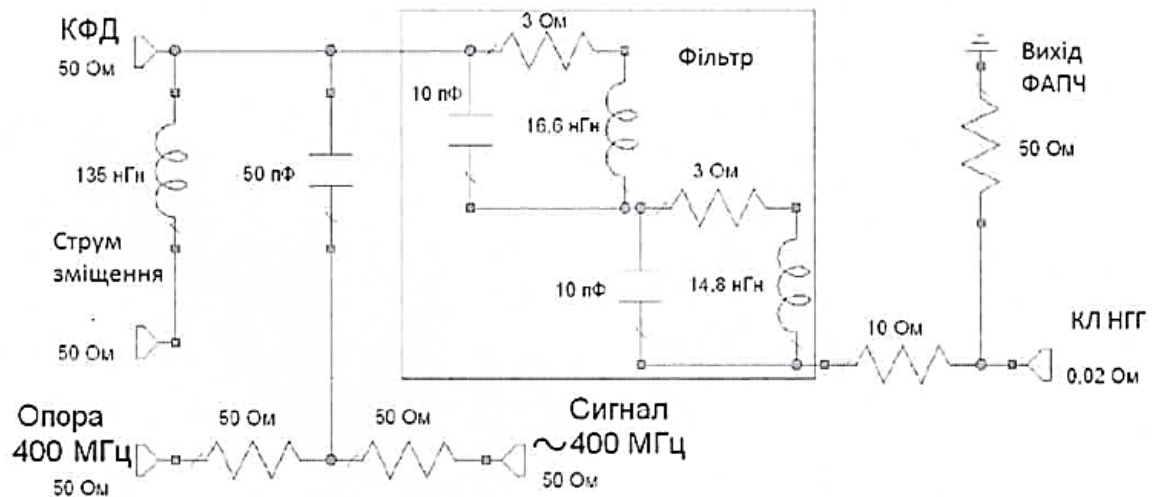


Рисунок 3.4 – Схема загороджувального фільтра на частоту 400 МГц

Сигнали від другого НЕМТ підсилювача і опорний сигнал синтезатора (400 МГц) входять через НДН-перехід через змішувач. Струм зміщення задається через індуктивність. Також враховано підключення виходу кімнатної системи ФАПЧ. Фільтр складається з двох каскадів з додатковими опорами в LC контурі

для розширення смуги загородження. Групова затримка менше 1,5 нс. Характеристика пропускання фільтра S21, який вже включений у систему ФАПЧ, показана на рис. 3.5 [20].

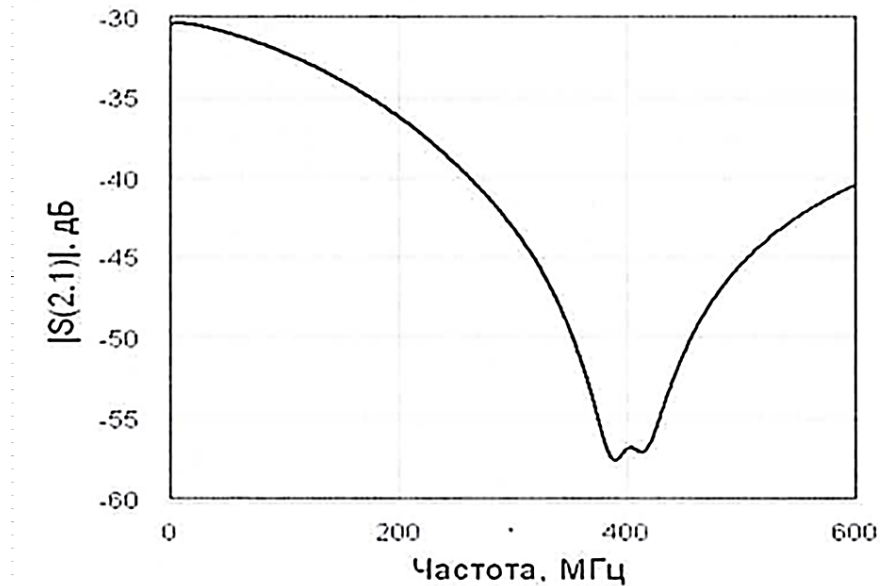


Рисунок 3.5 – Характеристика пропускання фільтра S2 між порталами «КФД» і «КЛ НГГ», для схеми на рис. 3.4

Певний результат дає лише глибина характеристики на 400 МГц відносно інших частот. Вся картина зміщена вниз. Затримка наведеного фільтра менше 1,5 нс, що значно менше 5,5 нс в елементах електронного блоку напівпровідникової ФАПЧ.

Довжина петлі в кріогенній ФАПЧ приблизно 1 метр, що призводить до затримки в кабелях приблизно 5 нс. Проте, для наступної, більш компактної версії кріогенної ФАПЧ з довжиною петлі 50 сантиметрів, затримка в кабелях вже складає 2,5 нс, що порівняно з значенням, затримки фільтра у 1,5 нс є вагомим внеском. Ця затримка також створює значне обмеження для подальшого скорочення довжини петлі, оскільки її внесок може стати визначальним. Для

значного скорочення затримки фільтра було підвищено робочу частоту кріогенної ФАПЧ з 400 МГц до 4 ГГц. Це обумовлено тим, що для досягнення потрібних параметрів фільтра на вищій частоті необхідні реактивні елементи менших розмірів, що призводить до зменшення затримки. При переході на частоту 4 ГГц виготовлення фільтра на концентрованих елементах стає складнішим, тому, його було розраховано з використанням розподілених елементів (рис. 3.6) [20].

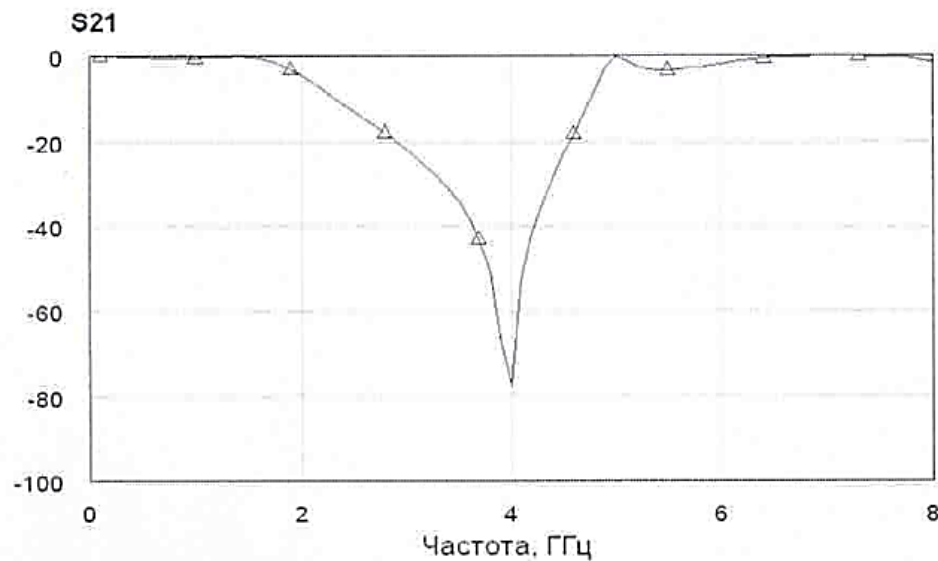


Рисунок 3.6 – Розрахункова характеристика пропускання загороджувального фільтра

Висока частота і значна діелектрична проникність підкладки (для використаного матеріалу Duroid вона дорівнює 10,2) дозволили зробити фільтр компактним. Перехід з 400 МГц до 4 ГГц також зручний тим, що на вищій частоті легше виготовити фільтр із потрібною шириною смуги загородження. Групова затримка фільтра складає менше 0,5 нс.

3.2 Розрахунок інтегруючого петлевого фільтра

Система кріогенної ФАПЧ для НГГ використовує лише загороджувальний фільтр між фазовим детектором і генератором гетеродина. Повільне лоренцівське спадання фазових шумів призводить до того, що при зміщенні основної частоти генерації значна частина потужності перестає потрапляти в смугу синхронізації, що призводить до несиметричності спектра фазових шумів та падіння СК. Щоб забезпечити стабільність синхронізації генератора, в петлі ФАПЧ використовується інтегруючий фільтр з підсилювачем постійного струму. Це дозволяє збільшити коефіцієнт посилення на нульових частотах і реалізувати режим підтягування центральної частоти до частоти опорного сигналу [19].

Для зменшення рівня фазових шумів синхронізації генератора на малих частотах використовується інтегруючий фільтр з підсилювачем постійного струму, розташований на виході фазового детектора. Інтегруючий фільтр виконаний на пасивних елементах, і не потребує додаткового нагріву системи. Компактний фільтр складається з індуктивностей і опорів, а його частотна характеристика показана на рис. 3.8.

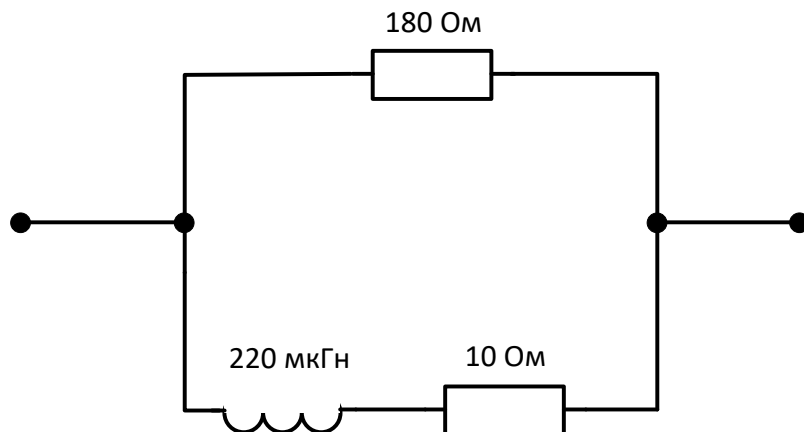


Рисунок 3.7 – Схема інтегруючого фільтра для кріогенної ФАПЧ

Різниця у рівнях характеристики при великих і малих частотах залежить від опорів фільтра та його взаємодії з КФД і контрольною лінією НГГ. Спад розпочинається при опорі 10 Ом і закінчується при 180 Ом. Результати моделювання фільтра в реальній системі представлені на зміщеному вниз графіку. При виборі резисторів враховувалась взаємодія між КФД і ФФО: опір фільтра майже 10 Ом на малих частотах, і небажано, щоб він перевищував 200 Ом на великих частотах [18].

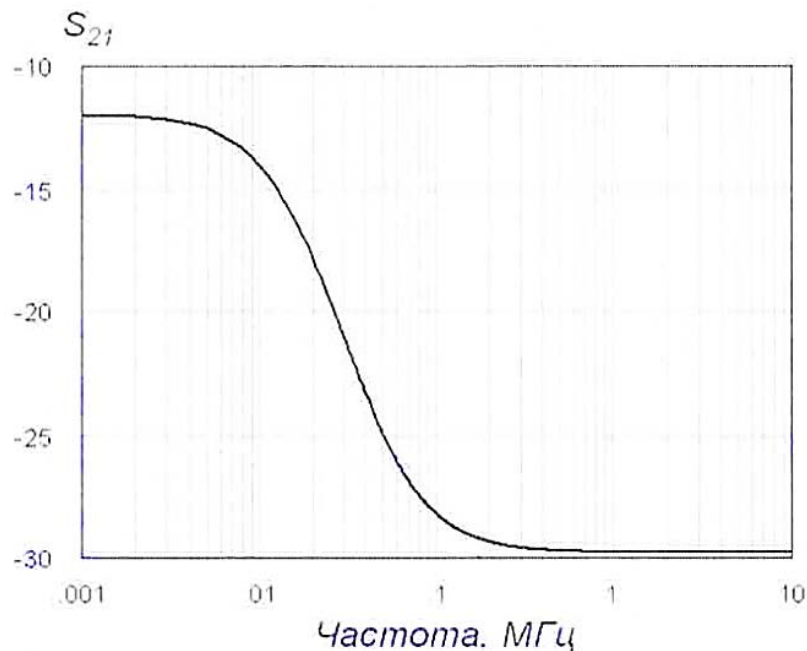


Рисунок 3.8 - Частотна характеристика інтегруючого фільтра

Під час розробки фільтра важливо керуватися груповою затримкою кожного елемента петлі. Залежність цієї затримки від частоти для інтегруючого фільтра представлена на рисунку 3.9.

Фільтр спроектований таким чином, що на частотах понад 5 МГц затримку можна вважати мінімальною і знехтувати нею. Іншими словами, цей фільтр не

впливає на групову затримку для частот, які віддалені від опорної частоти в межах смуги синхронізації ФАПЧ, при яких виникає набіг фази.

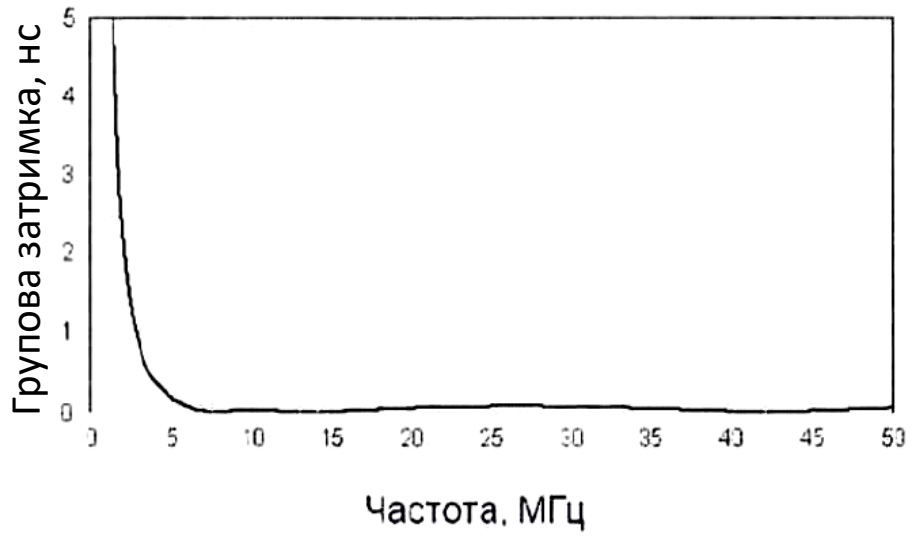


Рисунок 3.9 – Розрахункова групова затримка інтегруююого фільтра

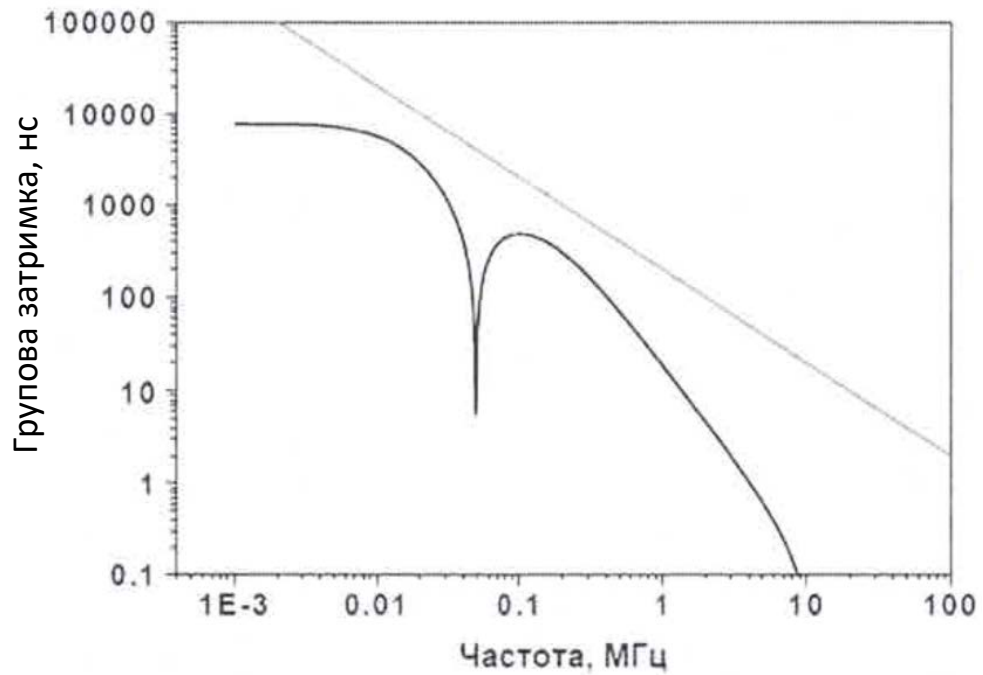


Рисунок 3.10 – Групова затримка фільтра при частотах менше 1 МГц

Таким чином, він не обмежує ширину смуги синхронізації кріогенної ФАПЧ. Затримка фільтра при частотах менше 1 МГц подана у логарифмічному масштабі на рисунку 3.10. Прямая лінія показує рівень затримки, при якому виникає набіг фази, що призводить до помітного зростання фазових шумів. Як видно з графіка, затримка інтегруючого фільтра значно нижче цього рівня для всіх частот, тобто його використання в петлі ФАПЧ не призводить до підвищення рівня фазових шумів.

Висновки. Було проведено дослідження НДН переходу як субгармонійного змішувача для гетеродинного приймача, зокрема при малих номерах гармонік $k = 2 \dots 5$, було звернуто увагу на потенційність цього методу. Досліджено також використання генератора з НДН переходом, із номерами гармонік, що перевищують 30, для отримання діаграми спрямованості антени. Додатково, були проведені вимірювання залежності потужності вихідного сигналу гетеродинного змішувача від напруги зсуву для різних потужностей вхідного сигналу високої частоти.

За допомогою побудованої моделі узгодження між КФД і НГГ отримано формулу, що описує коефіцієнт передачі в петлі системи фазосинхронізації в колі квантового фільтра детектора - надзвичайно високочастотного генератора. Цей коефіцієнт відповідає коефіцієнту посилення відкритої петлі. Було оцінено, що ширина смуги утримання кріогенної системи фазосинхронізації для надзвичайно високочастотного генератора, побудованого на квантовому фільтрі детектора з НДН – переходом, площею 2 мкм^2 , може сягати 250 МГц.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Програмно-апаратна реалізація фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку відбувалася в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На дослідника мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

4.1. Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1. Обладнання робочого місця

Організація робочого місця дослідника, що працює над програмно-апаратною реалізацією фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку та використовує ПК, повинна відповідати ергономічним вимогам усіх його компонентів та їх розташуванню. Робоче місце передбачає виконання робіт у сидячому положенні. Організація повинна враховувати загальні ергономічні принципи, а також специфіку та особливості трудової діяльності [2].

Площа, виділена для одного робочого місця з ПК, повинна становити не менш 6 м^2 , а об'єм – не менше 20 м^3 [3].

Природне освітлення має здійснюватись через світлові прорізи, орієнтовані переважно на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче, ніж 1,5%.

Виробничі приміщення повинні обладнуватись шафами для зберігання документів, стелажми, тумбами тощо, з урахуванням вимог до площі приміщень.

У приміщеннях з ПК слід щоденно робити вологе прибирання.

Приміщення із ПК мають бути оснащені аптечками першої медичної допомоги.

При приміщеннях із ПК мають бути обладнані побутові приміщення для відпочинку під час роботи, кімната психологічного розвантаження. В кімнаті психологічного розвантаження слід передбачити встановлення пристроїв для приготування й роздачі тонізуючих напоїв, а також місця для занять фізичною культурою.

Конструкція робочого місця користувача ПК повинна забезпечувати підтримку оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: стопи ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – у горизонтальній площині; передпліччя – вертикальні; лікті – під кутом $70-90^\circ$ до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° щодо горизонтальної площини, нахил голови – $15-20^\circ$ щодо вертикальної площини.

Висота робочої поверхні стола для відеотерміналу повинна перебувати в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій у зоні досяжності моторного поля.

Робочий стіл для ПК повинен мати простір для ніг висотою не менш 600 мм, шириною не менш 500 мм, глибиною на рівні колін не менш 450 мм, на рівні витягнутої ноги - не менш 650 мм.

Робоче сидіння (стілець, крісло) користувача ПК повинен мати наступні основні елементи: сидіння, спинку й стаціонарні або знімні підлокітники.

Екран монітора й клавіатура повинні розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів.

Клавіатуру варто розміщати на поверхні стола або на спеціальній, регульованій по висоті, робочій поверхні окремо від стола на відстані 100-300 мм від краю, найближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури повинен бути в межах 5-15°.

При організації праці, пов'язаної з використанням ПК, для збереження здоров'я працюючих, запобігання професійним захворюванням і підтримки працездатності передбачаються внутрішньо змінні регламентовані перерви для відпочинку.

Внутрішньозмінні режими праці й відпочинку містять додаткові нетривалі перерви в періоди, що передують появі об'єктивних і суб'єктивних ознак стомлення й зниження працездатності.

Працюючі з ПК підлягають обов'язковим медичним оглядам: попереднім – при влаштуванні на роботу і періодичним – протягом трудової діяльності. Основними критеріями оцінки придатності до роботи з ПК мають бути показники стану органів зору: гострота зору, показники рефракції, акомодації, стану бінокулярного апарату ока тощо. При цьому необхідно враховувати також стан організму в цілому.

Лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК й устаткування для обслуговування, ремонту й налагодження ПК в приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазових,

нульових робочих і нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення електроприладів.

Металеві труби й гнучкі металеві рукави заземлені. Заземлення відповідає вимогам Правил безпечної експлуатації електроустановок споживачів [4].

Неприпустимим є:

- експлуатація кабелів і проводів з ушкодженими захисними властивостями за час експлуатації ізоляції; залишення під напругою кабелів і проводів з неізованими провідниками;
- застосування саморобних подовжувачів, що не відповідають вимогам ПУЕ до переносних електропроводів;
- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального устаткування або ламп накаливання;
- користування ушкодженими розетками, вимикачами й іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або здуття;
- підвішування світильників безпосередньо на струмоведучих проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною й іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури й приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

4.2. Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1. Мікроклімат

Параметри мікроклімату нормуються в залежності від: періоду року; категорії робіт; технологічного процесу.

Для нормування параметрів мікроклімату календарний рік поділяється на два періоди:

- холодний період – період року, коли середньодобова температура зовні приміщення нижча за $+10^{\circ}\text{C}$;
- теплий – коли середньодобова температура зовні приміщення становить $+10^{\circ}\text{C}$ і вище.

Програмно-апаратна реалізація фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку за енерговитратами відноситься до категорії 1а [5].

Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а наведені в табл. 4.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [6]).

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, $^{\circ}\text{C}$	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення оптимального мікроклімату у приміщенні встановлено систему опалення та вентиляції повітря. Параметри мікроклімату міряються в початковий, середній і кінцевий періоди як холодного, так і теплого сезонів, не рідше трьох разів протягом зміни.

При коливаннях показників мікроклімату, що зумовлені технологічними процесами та іншими факторами, виміри також проводяться при мінімальних та максимальних значеннях теплових навантажень на працівників протягом робочої зміни.

4.2.2. Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється дослідження програмно-апаратної реалізації фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку, можливими забруднювачами повітря може бути офісна техніка та пил, який потрапляє ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Фенол	0,01	0,01	3
Формальдегід	0,035	0,003	2
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

В повітрі зовнішнього природного середовища, як і в повітряному середовищі приміщень завжди є наявною певна кількість заряджених частинок – іонів. Так в 1 см³ чистого зовнішнього повітря міститься близько 1000 негативних іонів і понад 1200 позитивних. Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Для забезпечення належного складу повітря у робочій зоні використовується система припливно-витяжної вентиляції. Регулярно проводиться провітрювання через віконні отвори та вологе прибирання. Також розглядається можливість встановлення системи кондиціонування.

4.2.3. Виробниче освітлення

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для виконання роботи зазначені у таблиці 4.4 (відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [7]):

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Місце праці повинно бути розташоване так, щоб уникнути попадання в очі прямого світла. Щоб уникнути світлових відблисків необхідно використовувати обладнання з матовою поверхнею. Для захисту очей від прямого сонячного світла чи джерел штучного освітлення необхідно застосовувати захисні козирки та жалюзі на вікнах.

Для створення оптимальних умов зорової роботи слід враховувати не лише кількість та якість освітлення, а й кольорове оточення. Так, при світлому пофарбуванні інтер'єру завдяки збільшенню кількості відбитого світла рівень освітленості підвищується на 20 – 40% (при тій же потужності джерел світла), різкість тіней зменшується, покращується рівномірність освітлення.

4.2.4. Виробничий шум

Шум може тимчасово активізувати або постійно пригнічувати психічні процеси організму людини. Фізіологічні та біологічні наслідки можуть проявлятися у формі порушення функцій слуху та інших аналізаторів, зокрема вестибулярного апарату, координуючої функції кори головного мозку, нервової системи, систем травлення і кровообігу.

Індивідуальні особливості людини, пов'язані з різними психологічними реакціями на вплив шуму, суттєво впливають на його сприйняття

Допустимі рівні шуму та вібрації на місцях праці осіб, що працюють з ПК, встановлені санітарними нормами ДсанПіН 3.3.2-007-98 [8], витяг з яких подано в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Допустимі еквівалентні рівні шуму

Вид професійної діяльності, місце праці	Еквівалентні рівні шуму, дБА.
Програмісти	50
Оператори в залах опрацювання інформації на ПК та оператори комп'ютерного набору	65
В приміщеннях для розташування шумних агрегатів	75

Основними заходами боротьби з шумом є усунення або ослаблення причин шуму в самому його джерелі у процесі роботи, використання звукопоглинаючих матеріалів, раціональне планування виробничих приміщень.

4.2.5. Виробничі випромінювання

Оскільки розробка проводилася за допомогою ПК, то на робочому місці працівника можливий підвищений рівень електромагнітного випромінювання.

Таблиця 4.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м ²
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/м	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 нм)			0,001
УФ-В (280...320 нм)			0,01
УФ-А (320...400 нм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0... 70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 В/м

Основою функціонування організму є дуже слабкі біоелектричні струми, що синхронізують природні біологічні режими. Штучні ЕМП якщо співпадають з частотами біологічних ритмів мозку або біоелектричною активністю серця чи

інших органів людини можуть призвести до десинхронізації функціональних процесів в організмі.

Механізм біологічної дії на організм людини полягає як у тепловому, так і нетепловому специфічному ефекті, тепла дія ЕМП проявляються у підвищенні температури тіла, а також локальному, вибіркового нагріванні тканин, органів, клітин унаслідок переходу електромагнітної енергії у теплову.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 4.6.

Для зниження негативного впливу електромагнітних полів (ЕМП) від ПК на дослідника, також можна застосовувати екранування або використовувати антирадіаційні фільтри на моніторах.

4.3. Пожежна безпека

В приміщенні, де здійснювалось дослідження програмно-апаратної реалізації фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д».

За вогнестійкістю будинок відноситься до другої категорії [9]. Робоча зона приміщення віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1. Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система запобігання пожежі включає такі основні напрями:

- запобігання утворенню горючого середовища. Досягається:

застосуванням герметичного виробничого устаткування; максимально можливою заміною в технологічних процесах горючих речовин та матеріалів негорючими; обмеженням кількості пожежо- та вибухонебезпечних речовин при використанні та зберіганні, а також правильним їх розміщенням; ізоляцією горючого та вибухонебезпечного середовища; організацією контролю за складом повітря в приміщенні та контролю за станом середовища в апаратах; застосуванням робочої та аварійної вентиляції; відведенням горючого середовища в спеціальні пристрої та безпечні місця; застосуванням в установках з горючими речовинами пристроїв захисту від пошкоджень та аварій; використанням інгібувальних (хімічно активні компоненти, що сприяють припиненню пожежі) та флегматизаційних (інертні компоненти, що роблять середовище негорючим) добавок та ін.

— запобігання виникненню в горючому середовищі (чи внесенню в нього) джерела запалювання. Досягається: використанням устаткування та пристроїв, при роботі яких не виникає джерел запалювання; використанням електроустаткування, що відповідає за виконанням класу пожежо- та вибухонебезпеки приміщень та зон, груп і категорії вибухонебезпечної суміші; виконанням вимог щодо сумісного зберігання речовин та матеріалів; використанням устаткування, що задовольняє вимоги електростатичної іскробезпеки; улаштуванням блискавкозахисту; організацією автоматичного контролю параметрів, що визначають джерела запалювання; використанням швидкодіючих засобів захисного вимкнення; заземленням устаткування, видовжених металоконструкцій; використанням під час роботи з ЛЗР інструментів, що не допускають іскроутворення; ліквідацією умов для самоспалахування речовин і матеріалів; усуненням контакту з повітрям пірофорних речовин; підтриманням температури нагрівання поверхні устаткування пристроїв, речовин та матеріалів, які можуть контактувати з горючим середовищем нижче гранично допустимої (80 % температури

самозаймання).

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де проводилося дослідження системи фазового автопідстроювання частоти такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- систематичне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту.

4.3.2. Технічні рішення системи протипожежного захисту

Протипожежний захист промислових об'єктів забезпечується:

- правильним вибором необхідного ступеня вогнестійкості будівельних конструкцій; правильним об'ємно-планувальним рішенням будівель і споруд; розташуванням приміщень та виробництв з урахуванням вимог пожежної безпеки;
- улаштуванням протипожежних перепон у будівлях, системах вентиляції, опалювальних та кабельних комунікаціях;
- спорудженням протидимного захисту;
- забезпеченням евакуації людей;
- використанням засобів пожежної сигналізації, сповіщення та пожежогасіння;

- організацією пожежної охорони об'єкта;
- засобами, що забезпечують успішне розгортання тактичних дій гасіння пожежі.

Досліджуване приміщення має два переносних (порошкових, водопінних або водяних) вогнегасників з масою заряду вогнегасної речовини 5 кг і більше. Крім того, треба передбачати по одному вуглекислотному вогнегаснику з величиною заряду вогнегасної речовини 3 кг і більше:

- на 20 м² площі підлоги в таких приміщеннях: офісні приміщення з ПЕОМ, комори, електрощитові, вентиляційні камери та інші технічні приміщення;
- на 50 м² площі підлоги приміщень архівів, машинних залів, бібліотек, музеїв [10].

Висновок. було розраховано та проаналізовано технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, рішення щодо безпечного виконання роботи та вимоги щодо пожежної безпеки та зроблено необхідні висновки.

ВИСНОВКИ

Під час аналізу були детально розглянуті загальні особливості систем фазосинхронізації (ФАПЧ), включаючи їх принцип дії та складові компоненти. Дослідження також охопило комбіновані системи ФАПЧ, які поєднують різні методи керування з метою покращення їх ефективності та функціональності.

Особлива увага була зосереджена на системах ФАПЧ з комбінованим керуванням генератором. У цих системах об'єкт управління піддається впливу як з боку петлі зворотного зв'язку, так і за допомогою додаткового пристрою для вимірювання зовнішніх змін. Це дозволяє досягти більшої гнучкості та точності в управлінні генератором, що є ключовим аспектом для вимогливих додатків.

Також було проведено дослідження цифрових систем ФАПЧ, які є варіантами аналогових систем, але з використанням цифрових компонентів для обробки сигналів. Це відкриває широкі можливості для вдосконалення систем управління і підвищення їхньої ефективності, особливо в умовах сучасних цифрових технологій та вимог ринку. Під час дослідження цифрового контуру ФАПЧ ми звернули увагу на його ключові характеристики та особливості. Ми вивчили та порівняли аналоговий та цифровий контури, встановивши взаємозв'язок між ними. Цей аналіз дозволив нам розробити формули для розрахунку коефіцієнтів петлевого фільтра, використовуючи задані параметри резонансної частоти та демпферного фактору.

Крім того, було проаналізовано область стійкості цифрового контуру ФАПЧ, що є ключовою для його правильного функціонування. Наведений також приклад моделювання цифрового контуру у режимі супроводу, що ілюструє реальне застосування отриманих результатів.

Отримані висновки свідчать про повну працездатність розробленої програмно-апаратної реалізації. Поведінка цієї реалізації подібна до поведінки імітаційної моделі ЦФАПЧ, оскільки час синхронізації майже однаковий для обох моделей. Майбутні дослідження будуть спрямовані на оцінку стійкості програмно-апаратної моделі ЦФАПЧ до впливу шумів і завад на її динамічні характеристики.

Було проведено дослідження НДН переходу як субгармонійного змішувача для гетеродинного приймача, зокрема при малих номерах гармонік $k = 2 \dots 5$, було звернуто увагу на потенційність цього методу. Досліджено також використання генератора з НДН переходом, із номерами гармонік, що перевищують 30, для отримання діаграми спрямованості антени. Додатково, були проведені вимірювання залежності потужності вихідного сигналу гетеродинного змішувача від напруги зсуву для різних потужностей вхідного сигналу високої частоти.

За допомогою побудованої моделі узгодження між КФД і НГГ отримано формулу, що описує коефіцієнт передачі в петлі системи фазосинхронізації в кола квантового фільтра детектора - надзвичайно високочастотного генератора. Цей коефіцієнт відповідає коефіцієнту посилення відкритої петлі. Було оцінено, що ширина смуги утримання кріогенної системи фазосинхронізації для надзвичайно високочастотного генератора, побудованого на квантовому фільтрі детектора з НДН – переходом, площею 2 мкм^2 , може сягати 250 МГц.

Було розраховано та проаналізовано технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, рішення щодо безпечного виконання роботи та вимоги щодо пожежної безпеки та зроблено необхідні висновки.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Системи фазового автопідстроювання та синхронно-фазові демодулятори [Текст] / В. К. Стеклов, І. С. Щербина. - К. : Техніка, 2006. - 288 с.
2. І. Зубков, В. Гуцалюк, і О. Юрченко, «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги», *techned*, вип. 2022, вип. 2, с. 027, Бер 2022.
3. Методологія побудови систем контролю та моніторингу цифрових телекомунікаційних мереж / Р. Н. Кветний, В. Г. Лисогор, В. П. Посвятенко та ін. – Вінниця : УНІВЕРСУМ Вінниця, 2006 .– 162 с.
4. М. Ю. Ільченко, С. О. Кравчук Телекомунікаційні системи // НАН України, Нац. техн. ун-т України «Київ. політехн. ін-т ім. Ігоря Сікорського», НДІ телекомунікацій. – Київ : Наук. думка, 2017. – 734, с.
5. Best R. E. (2003), Phase-locked loops: design, simulation, and applications (professional engineering)., 5th ed., New York, McGraw-Hill Companies Inc. – 436 p
6. Segura G.M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electronica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine, 2012.
7. V. Ya. Hutsaliuk and I. S. Zubkov, "Phase-locked loop systems of resonant inverters for induction heating installations under low q-factor of the oscillatory circuit," *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*, no. 54, pp. 88-94, 2019.
8. В. Я. Гуцалюк, О. М. Юрченко та І. С. Зубков, "Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів," *Технічна електродинаміка*, № 5, с. 35–39, 2020.

9. Al-Ali O.A. Digital Tanlock Loop without a Phase Shifter / O.A. Al-Ali, S.R. Al-Araji, M.A. Al-Qutayri, N.A. Anani, P.Ponnapalli// Proceedings of 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP) Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2011). – 2014. – pp. 851- 855.

10. І. М. Стеценко та В. О. Петренко, "Аналіз ефективності фазово-автопідстроюваної системи в умовах шуму," Вісник Національного технічного університету України "КПІ". Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування, № 72, с. 112–118, 2019.

11. Bondariev A. Method of reducing the noise influence on phase - shift keying signals / A. Bondariev, I. Maksymiv // American Journal of Circuits, Systems and Signal Processing. – 2015. - Vol. 1. - № 3. – P. 120-124.

12. Bondariev A.P. Measurement of The Phase-Transfer Function of The Software Phase-Locked Loop / A.P. Bondariev, S.I. Altunin// Proceedings of International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2017), 11-15 Sep. 2017, Odesa, Ukraine – P. 151-154

13. Оцінка параметрів гармонічного сигналу на обмеженому інтервалі спостереження / [І. Г. Прокопенко, І. П. Омельчук, Ю. Д. Чирка, С. В. Мігель] // Електроніка та системи управління.— 2010.— № 1 (23).— С. 31–38.

14. J. Smith and A. Johnson, "Phase-Locked Loop Design Techniques," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 61, no. 3, pp. 682-694, Mar. 2015.

15. Лебідь Є.В., Шишацький А.В. Метод компенсації фазових шумів системи фазового автопідстроювання частоти / Є.В. Лебідь, Р.О. Беляков // Науковий журнал „Телекомунікаційні та інформаційні технології”, – 2017. – Київ: ДУТ. – № 2 (55). – С.88 – 97.

16. J. Smith and A. Johnson, "Phase-Locked Loop Design Techniques," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 61, no. 3, pp. 682-694, Mar. 2015.

17. J. Smith and A. Johnson, "Phase-Locked Loop Design Techniques," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 61, no. 3, pp. 682-694, Mar. 2015.
18. Лебідь Є.В. Підвищення фільтруючих властивостей цифрової системи фазового автопідстроювання частоти при порівнянні і вимірюванні частоти / Є.В. Лебідь, Г.Д. Радзівілов // Загальногалузевий науково-виробничий журнал „Зв’язок”, – 2016 – Київ: ДУТ. – № 3. – С.64 – 67.
19. Лебідь Є.В. Зменшення фазового шуму за рахунок підвищення фільтруючих властивостей повністю цифрової системи система фазової автопідстройки частоти / Є.В. Лебідь, Р.О. Беляков, Г.Д. Радзівілов // Науковий журнал „Озброєння та військова техніка” – 2015. – Київ: ЦНДІ ОБТ ЗСУ. – №3, – С. 13 – 17.
20. 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 – P. 702-734.
21. 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.
22. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.
23. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.

24. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_praop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

25. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154

26. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>

27. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

28. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

29. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_praop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

30. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7

31. Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text>.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
ПРОГРАМНО-АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ ФАЗОВОГО
АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ ДЛЯ ПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ
СУПУТНИКОВОГО ЗВ'ЯЗКУ
(назва бакалаврської дипломної роботи)

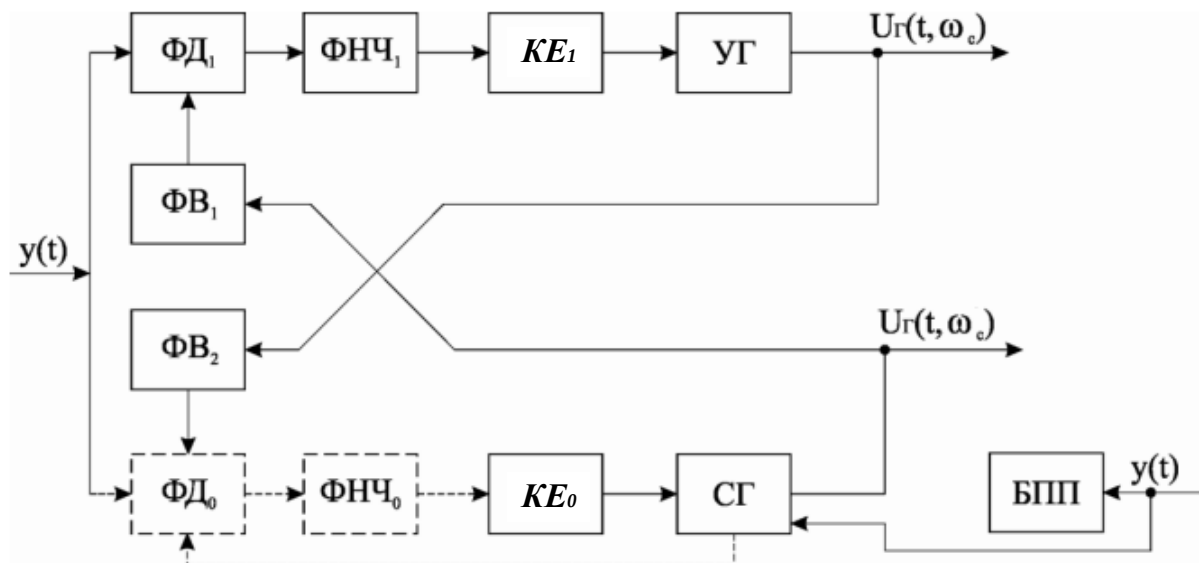


Рисунок А.1 - Спрощена функціональна схема двопетлевої ФАПЧ, на ФАПЧ на синхронізованому генераторі та ФАПЧ-1

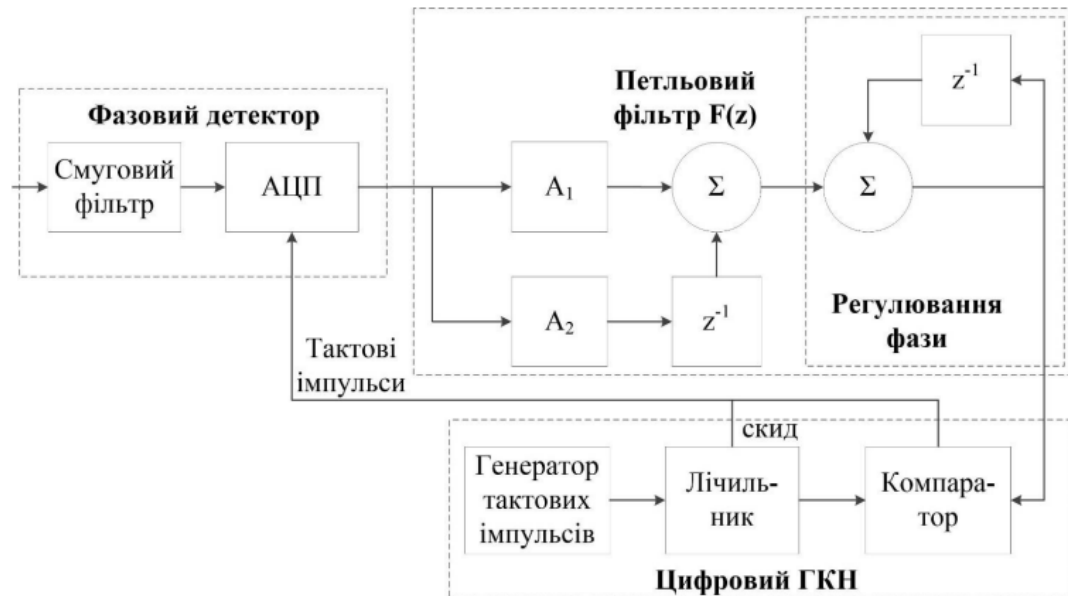


Рисунок А.2 – Схема найпростішого пристрою цифрового ФАПЧ з нерівномірною частотою дискретизації



Рисунок А.3 – Алгоритм роботи ПЗ

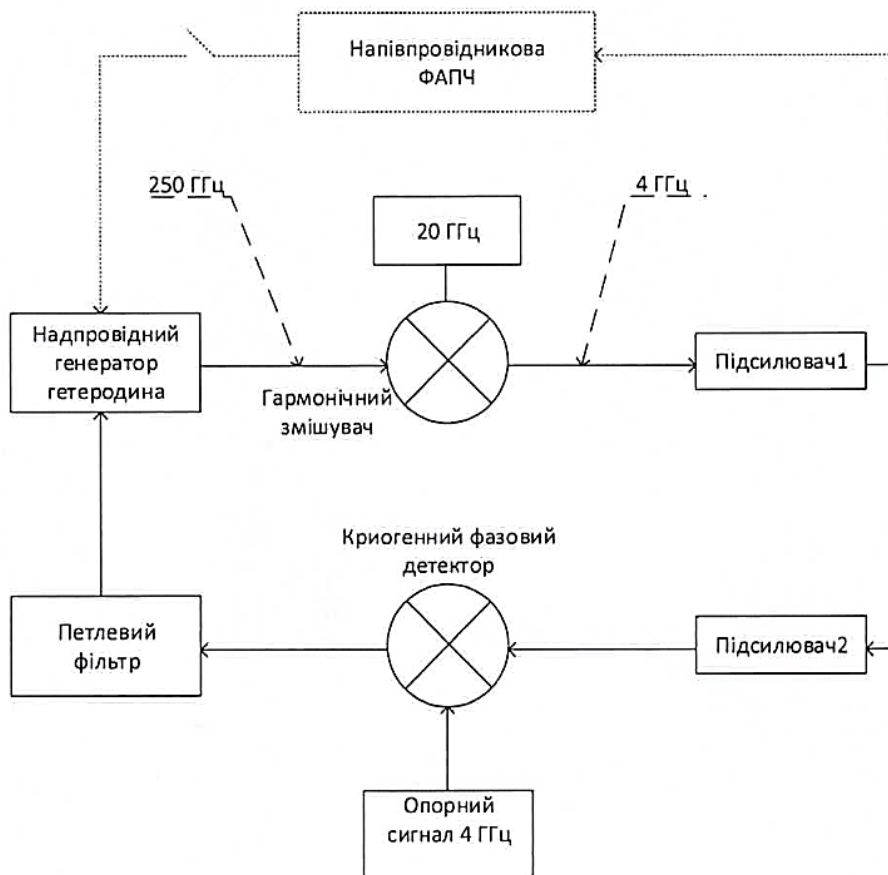


Рисунок А.4 – Блок схема криогенної системи з ФАПЧ

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Програмно-апаратна реалізація фазового автопідстроювання частоти для приймальних пристроїв супутникового зв'язку

Тип роботи: Бакалаврська дипломна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра Інфокомунікаційних систем і технологій, факультет Інформаційних електронних систем
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichesk

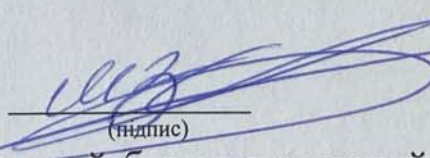
Оригінальність 96,4 % Схожість 3,6 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

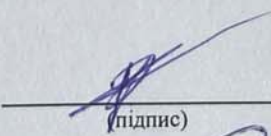
☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

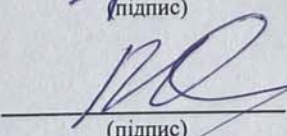
☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа відповідальна за перевірку  Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи  Горовенко К.Г.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  Кичак В.М.
(підпис) (прізвище, ініціали)