

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти
для мобільного радіопередавача»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації
та радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Довгун В.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. ІРТС

Осадчук В. С.

(прізвище та ініціали)

«20» 12 2022 р.

Опонент: к.т.н., доц., доц. каф. ІКСТ

Семенова О.О.

(прізвище та ініціали)

«21» 12 2022 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«22» 12 2022 р.

Вінниця ВНТУ - 2022 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет інформаційних електронних систем

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації

Спеціальність – 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2022 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Довгуну Вадиму Олеговичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача

керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Осадчук В.С.

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

затвержені наказом вищого навчального закладу від «14» 09.2022 р. №203.

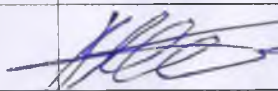
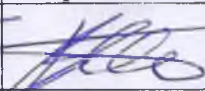
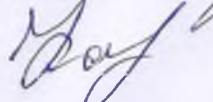
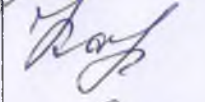

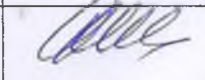
2. Строк подання студентом роботи 19.12.2022р.

3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот передавача 120...144 МГц; тип модуляції вихідного сигналу передавача – ЧМ; напруга живлення 21,6 В; струм споживання не більше 0,8 А; споживана потужність не більше 17,5 Вт; потужність сигналу в антені 10 Вт; варіант виконання – мобільний.

4. Зміст текстової частини: Аналіз системи ФАПЧ. Розроблення та дослідження системи ФАПЧ мобільного передавача. Розроблення та дослідження базових блоків мобільного передавача з системою ФАПЧ. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структурна схема простої ФАПЧ. Робота цифрової системи ФАПЧ в режимі бітового синхронізатора. Фільтр випадкових блукань зі змінним значенням скиду. Структурна схема ФАПЧ зі структурним перетворювачем. Загальна структурна схема синтезатора частоти. Структурна схема системи цифрової ФАПЧ з генератором плавного діапазону у ролі збуджувача. Структурна схема цифрового синтезатора частоти з системою ФАПЧ. Загальна структурна схема мобільного ЧМ передавача. Детальна структурна схема мобільного ЧМ передавача. Структурна схема цифрового синтезатора частоти. Схема електрична принципова збуджувача з системою індикації частоти. Вікно програмного пакету Proteus 7.8 з ввімкненою симуляцією роботи схеми ФАПЧ. Результати дослідження моделі системи ФАПЧ.

6. Консультанти розділів роботи

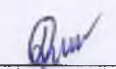
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук В. С.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ к.е.н., Кавецький В.В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	професор кафедри БЖДПБ, доцент, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 17.09.2022 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

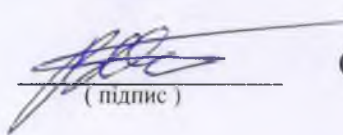
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2022-07.09.2022	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2022-13.09.2022	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	14.09.2022-27.09.2022	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	28.09.2022-10.10.2022	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	11.10.2022-04.11.2022	
6.	Розробка графічної частини МКР.	05.11.2022-13.11.2022	
7.	Економічна частина.	14.11.2022-20.11.2022	
8.	Охорона праці (ОП).	21.11.2022-25.11.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	26.11.2022-01.12.2022	
10.	Нормоконтроль.	02.12.2022-09.12.2022	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	10.12.2022-20.12.2022	
12.	Захист МКР ЕК.	21.12.2022-23.12.2022	

Студент


(підпис)

Довгун В. О.

Керівник роботи


(підпис)

Осадчук В. С.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.374.415

Довгун В.О. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка, освітня програма - радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2022. 169 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 34 назв; рис.: 46; табл. 19.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено дослідження системи ФАПЧ, яка використовується для синхронізації роботи системи. Здійснено дослідження системи ФАПЧ аналогового типу та цифрового, проводиться порівняння різновидів реалізації фазової підстройки частоти роботи генератора та знаходиться оптимальний варіант реалізації системи автопідстройки частоти.

Проведений огляд областей використання системи ФАПЧ. Проведено дослідження моделі передавача та вказані шляхи вдосконалення. Досліджено шляхи вдосконалення системи, та обґрунтовано використання мікропроцесорної техніки для забезпечення роботи цифрової ФАПЧ. Проведений розрахунок принципової схеми передавача, та досліджено вимоги до мобільного передавача, а також шляхи забезпечення більш тривалої роботи мобільного передавача.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі проведено розрахунки економічної частини та розділу охорони праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: цифровий пристрій, радіоавтоматика, фазове автоматичне підстроювання частоти, радіопередавач.

ABSTRACT

Dovgun V.O. A system of digital phase automatic frequency adjustment for a mobile radio transmitter. Master's qualification work in specialty 172 - telecommunications and radio engineering, educational program - radio engineering. Vinnytsia: VNTU, 2022. 169 p.

In Ukrainian language. Refs.: 34 titles; Figs.: 46. Tables: 19.

In the master's qualification work, a study of the PLL system, which is used to synchronize the system's operation, was carried out. A study of the analogue and digital PLL system was carried out, a comparison of the types of implementation of the phase adjustment of the frequency of the generator was made and the optimal variant of the implementation of the automatic frequency adjustment system was found.

An overview of the areas of use of the PLL system was conducted. Research of the transmitter model was carried out and ways of improvement were indicated. Ways to improve the system were studied, and the use of microprocessor technology to ensure the operation of the digital PLL was substantiated. The calculation of the basic scheme of the transmitter was carried out, and the requirements for the mobile transmitter were investigated, as well as ways to ensure longer operation of the mobile transmitter.

Also in the master's qualification work, calculations were made of the economic part and the section of labor protection and safety in emergency situations.

Keywords: digital device, radio automation, phase automatic frequency adjustment, radio transmitter.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 АНАЛІЗ СИСТЕМИ ФАПЧ	11
1.1 Узагальнена структурна схема системи ФАПЧ.....	11
1.2 Елементи системи ФАПЧ.....	14
1.3 Частотні властивості системи ФАПЧ	24
1.4 Робота цифрової системи ФАПЧ в режимі бітового синхронізатора	27
1.5 Послідовні петльові фільтри.....	29
1.6 Фільтр випадкових блукань зі змінним значенням скиду	30
1.7 Застосування системи ФАПЧ	34
2 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ФАПЧ МОБІЛЬНОГО ПЕРЕДАВАЧА	42
2.1 Аналіз цифрової ФАПЧ в збуджувачі з ГПД.....	42
2.2 Аналіз цифрової ФАПЧ в збуджувачі з СЧ.....	50
2.3 Розробка структури мобільного передавача з цифровим ФАПЧ.....	60
3 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ БАЗОВИХ БЛОКІВ МОБІЛЬНОГО ПЕРЕДАВАЧА З СИСТЕМОЮ ФАПЧ	64
3.1 Дослідження вихідної коливальної системи	64
3.2 Дослідження підсилювача потужності	64
3.3 Дослідження помножувача частоти	72
3.4 Дослідження каскаду попереднього підсилення	76
3.5 Дослідження збуджувача.....	84
3.6 Комп'ютерне моделювання роботи передавача з цифровим ФАПЧ.....	95
3.7 Результати дослідження моделі системи ФАПЧ	100
3.8 Аналіз роботи системи та методи вдосконалення системи цифрового ФАПЧ	103
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	105
4.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки	105

	6
4.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки	110
4.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи.....	113
4.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором	127
4.5 Висновки до розділу	132
5 ОХОРОНА ПРАЦІ	134
5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	135
5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	137
5.3 Пожежна безпека.....	144
ВИСНОВКИ	147
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	149
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративна частина	153
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи	167

ВСТУП

Актуальність теми.

Система автоматичного регулювання, яка підстроює частоту (фази коливань) опорного генератора таким чином, щоб вона була завжди рівна необхідній частоті (фазі) опорного сигналу [1].

Схема фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ (зарубіжна абревіатура Phase - Locked Loop, PLL). Вона представляє собою самостійний вузол, який входить у склад різноманітної апаратури зв'язку, систем супутникового мовлення та передачі інформації, а також у склад пристроїв, які являють собою стабільні джерела сигналів [2].

Перша система ФАПЧ була розроблена в 1930 году французским інженером Беллізом. Однак широкого використання вона отримала у 1960 році з появою перших інтегрованих ФАПЧ компонентів [3].

Існували традиційні передумови проти ФАПЧ, зв'язані частково з складністю реалізації її на дискретних компонентах, а частково з сумнівами відносно надійності її роботи. З часом, коли стали з'являтися реалізуючі на одному кристалі практично всі необхідні (за виключенням зовнішніх елементів) вузли ФАПЧ, ця система, при правильному і коректному проектуванні, стала достатньо надійним і заслуговуючим уваги вузлом [4].

Систему часто доводиться використовувати в системах передачі даних по ефіру (радіо) для синхронізації приймальної апаратури, що передає. При цьому встає вибір на чому і як зробити надійну і просту цифрову ФАПЧ схему.

Часто система ФАПЧ використовується для:

- а) для уникнення тремтіння фази (phase jitter) у системах передачі дискретної інформації, яка виникає по краях цифрового сигналу;
- б) для підвищення чутливості приймача та виділення тактової частоти сигналу, що приймається;
- в) для синхронізації приймальної та передавальної апаратури.

Аналіз останніх досліджень.

У системах тактової мережевої синхронізації як відомі генератори, як правило, використовуються фазові автопідстроювання частоти. ФАПЧ є системою автоматичного управління (стежачою системою) [5].

Використовуючи методи теорії автоматичного управління, можна досліджувати стійкість ФАПЧ, а також її статичні і динамічні характеристики.

Залежно від режиму роботи ФАПЧ і реалізації її окремих елементів, зокрема фазового дискримінатора, вона може бути представлена у вигляді безперервної або імпульсної системи автоматичного управління (САУ) [6].

Перехід на систему цифрового ФАПЧ дозволило покращити основні параметри. При цьому почали застосовувати інтегральні великі цифрові мікросхеми та мікрозбірки, що дозволило зменшити габарити пристрою, та збільшити його надійність, стійкість пристрою, в якому використовується система цифрової ФАПЧ. З подальшим розвитком техніки, для системи ФАПЧ вже використовують програмовані інтегральні схеми. Що дозволило розробити нові алгоритми роботи системи ФАПЧ, таким чином використовуючі різні методи роботи системи обрати найоптимальнішу.

При цьому часто систему ФАПЧ, разом із цифровим синтезатором частоти виконують на одній інтегральній схемі, що дозволяє збільшити ефективність системи в цілому, та дозволяє збільшити зручність роботи над настройкою системи.

Зручність і перевага цифрової ФАПЧ перед аналоговою ФАПЧ очевидні, так по параметрах, так і по відкладці на апаратурі, що розробляється. До того ж, достовірність сигналу, що приймається, і дальність прийому сигналу по ефіру (радіо) були вищі, ніж за відсутності цифрової ФАПЧ схеми (потужність апаратури, що передає, можна зменшити 1,5 - 2 рази, що є дуже актуальним для мобільних передавачів, живлення яких здійснюється від окремої батареї).

Найбільш загальною є система тактової мережевої синхронізації (ТСС). В цьому випадку система ТСС забезпечує когерентність коливань генерато-

рів тактової частоти (ГТЧ) на безлічі вузлів цифрової мережі зв'язку. Система ТСС є сукупністю провідних і ведених генераторів і каналів синхронізації, утворюючи мережу тактової синхронізації [28-30]. У окремому випадку, коли число вузлів мережі синхронізації рівне двом, мережа синхронізації вироджується в двополосну систему, використовувану в апаратурі ПД, що складається з передавача і приймача.

Плезіохорнна синхронізація є автономною системою синхронізації. В цьому випадку генераторне устаткування окремих вузлів комутації і ЦСП синхронізується автономно від первинних еталонних генераторів з відносною нестабільністю по частоті.

Як і будь-яка замкнута САУ, ФАПЧ при виконанні деяких умов може перейти в нестійкий стан, тобто збудитися. Тому дослідження стійкості відноситься до одного з першорядних питань аналізу ФАПЧ. При дослідженні необхідно виділити стійкі режими роботи, а також забезпечити такі режими роботи.

При цьому потрібно враховувати, щоб підняти якість і достовірність сигналу, що приймається, одним тільки ФАПЧ буде не достатнє, для цього потрібно продумати і використовувати додаткові схеми і методи передачі і прийому інформації. При цьому слід звернути увагу на експлуатаційні характеристики пристрою. При побудові переносного пристрою необхідно передбачити стабільність роботи пристрою при дії на нього механічних та кліматичних факторів, щоб зберегти якість сигналу, який випромінюється в ефір.

Таким чином, метою даної бакалаврської роботи є розробка мобільного передавача з системою цифрової ФАПЧ.

Існує три різновиди систем ТСС:

- від головного генератора або система вигляду "ведучий – відомий";
- система взаємної синхронізації генераторів;
- плезіохорнная система синхронізації.

Мета роботи

Метою роботи є розробка мобільного передавача з системою цифрової ФАПЧ.

Задачі дослідження

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз сучасного стану систем цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача;
- провести літературний огляд теоретичних основ побудови систем цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача;
- розробити систему цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача;
- здійснити дослідження системи цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на XI міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», 12-14 грудня 2022 року, м. Запоріжжя, Національний Університет «Запорізька Політехніка» [7].

Публікації результатів наукових досліджень. За темою досліджень автором опубліковано 1 статтю у збірнику тез доповідей XI міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», 12-14 грудня 2022 року, м. Запоріжжя, Національний Університет «Запорізька Політехніка» [7].

1 АНАЛІЗ СИСТЕМИ ФАПЧ

1.1 Узагальнена структурна схема системи ФАПЧ

Є два основні різновиди ФАПЧ:

– З генератором, керованою напругою (ГКН) в контурі управління В даному випадку ГКН виконує роль генератора тактової частоти (ГТЧ).

– З перетворювачем частоти (ПЧ) в контурі управління і винесеним за межі контура управління задаючим генератором.

Систему ФАПЧ з генератором, керованою напругою (ГКН, VCO) можна представити, як систему з від'ємним зворотнім зв'язком, яка має у своєму складі коефіцієнт підсилення в прямому напрямку $G(s)$ та коефіцієнт зворотного зв'язку $\beta(s)$, а також значення $e(s)$, яке характеризує різницевий сигнал між вхідним сигналом V_i та сигналом кола зворотного зв'язку V_0 .

Передаточна функція замкнутого контуру кола негативного зворотного зв'язку буде мати наступний вигляд

$$G_{CL} = \frac{G(s)}{1 + G(s) * \beta(s)}, \quad (1.1)$$

де G_{CL} – коефіцієнт передачі замкнутого контуру (от Gain Closed Loop).

$$S = j2\pi f, \quad (1.2)$$

де j - комплексне число, яке характеризує кутовий вектор, а ω - кутова частота.

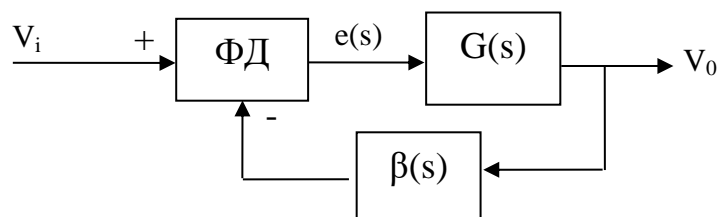


Рисунок 1.1 – Стандартна модель системи негативного зворотного зв'язку (НЗЗ)

Фазовий детектор (ФД) робить порівняння двох частотних сигналів і формує вихідний сигнал, пропорційний їх фазовій різниці. Цей різницевий сигнал є сигналом помилки, який характеризує стабільність системи, і в сталому режимі його значення прагне до нуля. Інакше кажучи, система стабільна, коли значення $\varepsilon(s)$ дорівнює нулю. Отже, ця система, а відповідно і система ФАПЧ, є автоматичною системою регулювання або стежачою системою, а мірою регулювання частоти є різниця фаз вхідного (опорного) сигналу і сигналу ланцюга зворотного зв'язку.

Далі можна зробити наступний висновок: в системі ФАПЧ здійснюється інтеграція; ми вимірюємо фазу (різниця фаз), а регулюємо частоту, але фаза є інтегралом від частоти.

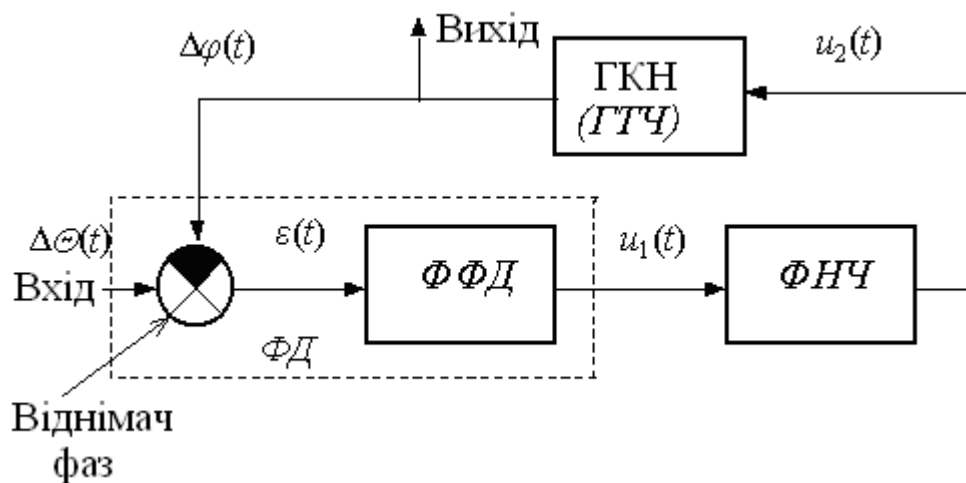


Рисунок 1.2 – Функціональна схема ФАПЧ з ГКН

У фазовому детекторі, як було сказано вище, відбувається порівняння двох частотних сигналів і формується вихідний сигнал, пропорційний їх фазовій різниці, або цифровий код, який характеризує величину цього сигналу для цифрових процесорів. Коли обидва сигнали рівні по фазі і частоті, сигнал помилки дорівнюватиме нулю, і контур "замикається".

ФАПЧ з ПЧ є цифровою ФАПЧ (ЦФАПЧ). У теорії ЦФАПЧ [14] перетворювач частоти (ПЧ) іменується підстроюваним генератором (ПГ).

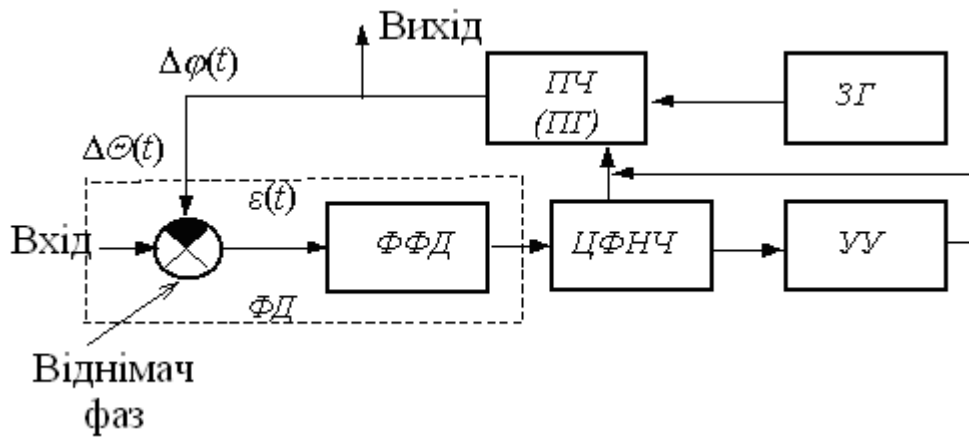


Рисунок 1.3 – Функціональна схема ФАПЧ з ЗГ поза контура керування

Як перетворювач частоти використовуються:

- пристрій додавання-віднімання (УДВ) у поєднанні з дільником частоти
- дільник із змінним коефіцієнтом ділення (ДПКД).

Розглянемо призначення окремих елементів і фізичні процеси, що відбуваються у ФАПЧ з ГКН в контурі управління.

Фазовий дискримінатор (ФД) складається з віднімача фаз і фільтру фазового дискримінатора (ФФД). На вхід ФАПЧ поступають синхроімпульси (СІ), наприклад у вигляді послідовності коротких імпульсів. На другий вхід віднімача з виходу контура управління подаються коливання від ГКН. Віднімач фаз порівнює фази СІ і ГКН, і на його виході утворюється послідовність коротких імпульсів, висота (амплітуда) яких пропорційна різниці фаз СІ і коливанням ГКН. ФФД пропускає лише низькочастотну складову послідовності коротких імпульсів ΔU .

Як ФНЧ використовується пропорційно – інтегруючий фільтр першого або другого порядку. Він служить для підвищення перешкодозахисної ФАПЧ (фільтрує високочастотні перешкоди), а також забезпечує необхідну якість роботи ФАПЧ (динаміку роботи). ГКН є об'єктом управління, він повинен відповідати сукупності вимог:

- бажано, щоб характеристика керування $\Delta\omega = f(\Delta u_2)$ була лінійною;
- малою відносна нестабільності частоти ($\Delta f/f$).

Приведені вимоги є суперечні, так як при покращенні керованості збільшується відносна нестабільність ГКН. Середня відносна нестабільність керованих по частоті генераторів

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-3} \dots 10^{-4}. \quad (1.3)$$

1.2 Елементи системи ФАПЧ

Як вже сказано, основними (обов'язковими) елементами системи ФАПЧ є ФД і ГКН, які в даних системах можуть бути аналоговими або імпульсними. Крім того, у складі даних систем ФАПЧ можуть бути: аналогові фільтри, або цифрові фільтри, які можуть виконуватись на базі мікропроцесорної техніки або з використанням цифрових мікросхем; дільники частоти з імпульсним або аналоговим виходами, змішувачі; аналогово-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі і ін.

Далі приведені детекторні характеристики найбільш часто використовуваних фазових детекторів (ФД).

– синусоїдальна характеристика фазового детектування перемножувальних і комутуючих аналогових амплитудно-фазових детекторів (АФД) (рисунок 1.4);

– пилкоподібна характеристика спускового цифрового фазового детектора (рисунок 1.5);

– трикутна характеристика перемножуючого цифрового фазового детектора (рисунок 1.6) (показаний також її варіант на рисунку 1.7);

– пилкоподібна характеристика фазового детектора двохполярного спускового цифрового частотно-фазового детектора (ЧФД) (рисунок 1.8).

У імпульсних (цифрових) ФД, на відміну від аналогових, вимірюється фазовий інтервал $D_j(Dt_i)$, пропорційний тимчасовому інтервалу

$$Dt_i = t_{0i} - t_i, \quad (1.4)$$

де t_{0i} і t_i — різні моменти часу, в яких фази сигналу

$$j_1(t_i) = \omega_0 t_i + d j(t_i) \quad (1.5)$$

Зазвичай беруться крапки з нульовими миттєвими значеннями синусоїди (рисунок 1.4), що забезпечують формування вхідних і, відповідно, вихідних імпульсів ФД, показаних на рисунку 1.5, рисунку 1.63, рисунку 1.7. Проте слід враховувати, що в поточному масштабі часу послідовність інтервальних відліків еквівалентна послідовності миттєвих відліків в дискретних точках, синхронно з тактами синхро-генератора цифрових схем.

$$t_j = t_i + \Delta t_{i/2} \quad (1.6)$$

Замість точок t_i , яким вони відповідають. В результаті, фаза вимірюватиметься з тимчасовою погрішністю $\Delta t_{i/2}$:

$$Dj(t_i) = dj(t_i + \Delta t_{i/2}) \quad (1.7)$$

Вказана погрішність $\Delta t_{i/2}$ не постійна і залежить, від $dj(t_i)$, що є причиною “паразитної” кутової модуляції вимірюваної фази.

В результаті, при

$$dj(t) = \Phi \sin(Wt), \quad (1.8)$$

де $\Phi = \Delta\omega D/W$ і $\Delta\omega D$ — індекс модуляції і девіація частоти сигналу, що детектується. Вимірювані значення різниці фаз, будуть рівні

$$D_j(t_j) = F \sin(Wt_i + B \sin(Wt_i)), \quad (1.9)$$

де

$$B = (F/2)(\omega / \omega_0) = \Delta\omega D / 2\omega_0. \quad (1.10)$$

“Паразитна” модуляція здійснюється з частотою W , що приводить до тимчасової деформації функції вимірюваної фази $D_j(t_j)$ в межах періоду її зміни, рівного $2\pi/W$.

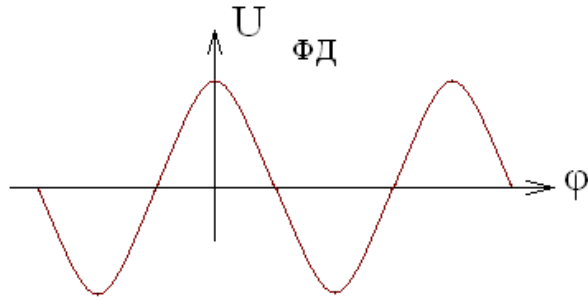


Рисунок 1.4 – Характеристика помножувального ФД

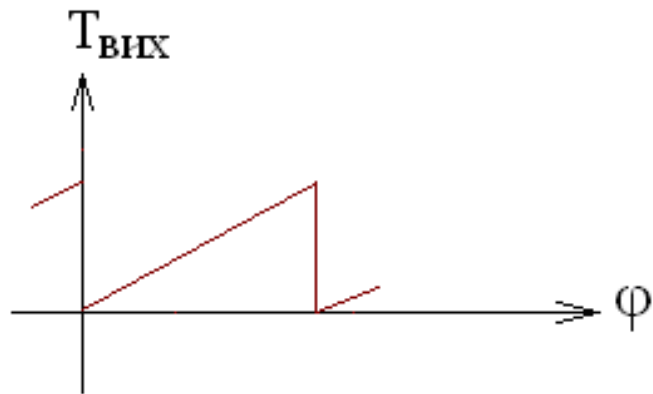


Рисунок 1.5 – Характеристика спускового цифрового фазового детектора

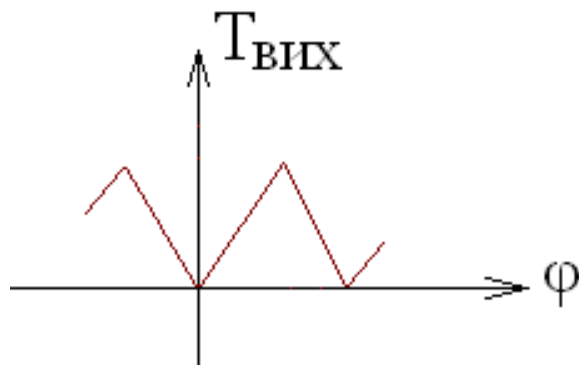


Рисунок 1.6 – Трикутна характеристика перемножуючого цифрового фазового детектора

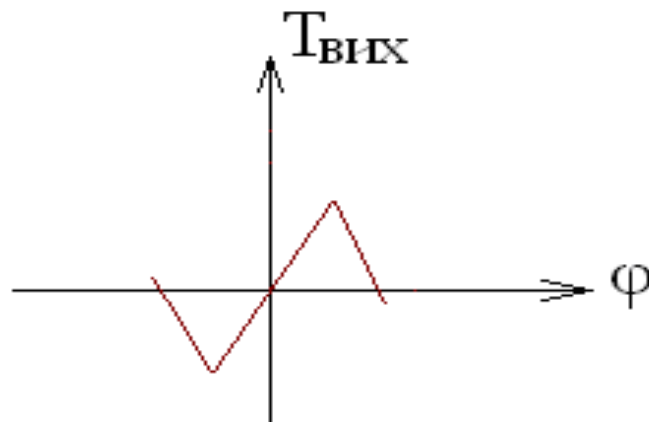


Рисунок 1.7 – Трикутна характеристика перемножуючого цифрового фазового детектора (Варіант 2)

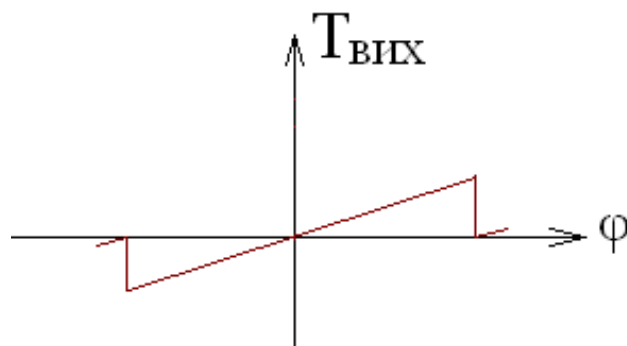


Рисунок 1.8 – Пилкоподібна характеристика фазового детектора двохполярного спускового цифрового частотно-фазового детектора

Залежність $U_{\text{АФД}}$ від U є недоліком детектора, якщо він використовується як фазовий (комутуючий АФД може бути використаний також як синхронний амплітудний детектор). На рисунках 1.5, 1.6, 1.7 та 1.8 величина $T_{\text{вх}}$ показує тривалість вихідного імпульсу фазового детектора.

В якості перемножувача цифрового ФД з характеристикою, яка представлена на рисунку 1.6 (інверсною по відношенню до характеристики на рисунку 1.4 використовують зазвичай мікросхему “Виключне АБО”, проте вона володіє нестабільними вихідними рівнями “0” і “1”, у зв'язку з чим для безпосереднього вимірювання різниці фаз вона малопридатна. Тому використовують аналоговий мультиплексор з двохранрядним адресним входом як входи ФД. Такий мультиплексор можна представити таким, що складається з фазодетектуючої мікросхеми що “Виключне АБО” і керованого нею вихі-

дногo комутатора. Виикористання комутатора і комutowаної точної напруги забезпечує отримання точних характеристик ФД. Крім того, залежно від вибору рівнів комutowаної напруги, можлива зміна величини коефіцієнта перетворення (детектування), а також зсув характеристики по вертикалі і її інверсія. На рисунку 1.8 показана зміщена характеристика, обумовлена комutowаною напругою $-E$ і E . Крім того, характеристика на рисунку 1.8 показана у функції від Dj при $j_0 = \pi/2$)

$$U_{\text{ФД}} = K_{\text{ФД}} Dj, \quad (1.11)$$

Імпульсні ФД знаходять широке застосування в системах ФАПЧ. Відзначимо наступні особливості в роботі ФД: у імпульсних ФД комутуються постійні рівні “сторонніх” джерел, тоді як в комutowаних аналогових АФД комутується напруга, що детектується. І, крім того, в імпульсних ФД комутатор управляється імпульсами з виходу перемножувача, тоді як в аналогових АФД комутатор керує опорною напругою.

Характеристика спускового цифрового ФД, наприклад, типу RS-тригера (Рисунок 1.5) відрізняється від розглянутих характеристик в два рази великим фазовим діапазоном — від 0 до 2π і нахилом робочої ділянки характеристики тільки одного знаку — позитивного або негативного (позитивний нахил характеристики, показаний на рисунку 1.5, може бути змінений на негативний “переполлюсовкой” входів або виходів тригера). Для підвищення точності характеристики, подібно до того, що “Виключає АБО”, на виході тригера може бути включений комутатор з комutowаною точною напругою. Істотним є те, що даний ФД є спусковим і спрацьовує “по фронту”, тоді як перемножуючі ФД працюють “по тривалості”. З цієї причини спусковою (тригер) ФД володіє меншою перешкодостійкістю, і, крім того, його застосування приводить до перехідних процесів на початку демодулюємих посилок.

Фазова характеристика ЧФД є сукупністю двох характеристик спускового цифрового ФД, складених із зворотними знаками (рисунок 1.8). У сучас-

них ЧФД, широко вживаних в синтезаторах частот, прийняті заходи, що забезпечують якісне “зшивання” двох характеристик, при якому шум детектування практично відсутній (так звані малошумлячі ЧФД). Фазовий діапазон ЧФД — від -2π до 2π . Полярність вихідних імпульсів ЧФД визначається знаком, а тривалість, як і в звичайному спусковому ФД, — величиною вимірюваної різниці фаз (фазовим інтервалом). Зазвичай ЧФД мають струмовий вихід (при великому вихідному опорі), що виявляється зручним при побудові систем з пасивними пропорціонально-інтегруючими ланцюгами як фільтр. У сталому режимі, при використанні системи ФАПЧ з астатизмом по фазі, тривалість імпульсів на виході ЧФД рівна нулю (імпульси відсутні).

Цей режим є основним при використанні ЧФД в синтезаторах частот. При частотному розділенні ЧФД працює як частотний детектор з двохополярною релейною характеристикою детектування, залежного від знаку розстройки.

Характеристики ФД всіх типів є періодичними, що обумовлене періодичністю зміни фазового кута. Позитивний або негативний нахили характеристик аналогових або що перемножує імпульсних ФД визначають знак плюс або мінус передавальної функції ФД, який автоматично вибирається системою ФАПЧ при її включенні. При цьому в системі забезпечується негативний зворотний зв'язок з урахуванням знаків (плюс або мінус) коефіцієнтів передачі інших елементів. На відміну від синусоїдальної або трикутної характеристик ФД, пилкоподібні характеристики спускового ФД і ЧФД вимагає попереднього вибору знаку нахилу, який, як сказано вище, може бути змінний “переполіусовкою”.

Зазвичай під ФД, як і під детектором будь-якого вигляду, розуміється елемент, що складається з двох частин, — що детектує і фільтрує. При побудові системи ФАПЧ як ФД використовується його перша, така, що детектує, частина, а вживаний фільтр розглядається як елемент системи. Вихідний сигнал ФД містить корисну складову, пропорційну або майже пропорційну (залежно від типу ФД) різниці фаз, що детектується, а також високочастотні

складові, що виявляються у вигляді пульсацій і підлягають зазвичай фільтрації. Спектр пульсацій визначається частоти (для перемножуючих ФД і комутуючого ФД з подвоєнням), що несе з подвоєнням, або без подвоєння частоти (для комутуючого ФД без подвоєння і спускових ФД). На рисунку 1.2.6 представлені графіки, які пояснюють роботу фазового детектора.

Обидва сигнали подаються на підсилювачі-обмежувачі (ПО), в наслідок чого утворюються прямокутні імпульси з тривалістю, яка пропорційна періоду синусоїди. Потім дані сигнали подаються на RS-тригер, з виходу якого знімаються імпульси, тривалість яких пропорційна до фазового зсуву сигналів. Функціональна схема такого фазового детектора представлена на рисунку 1.10.

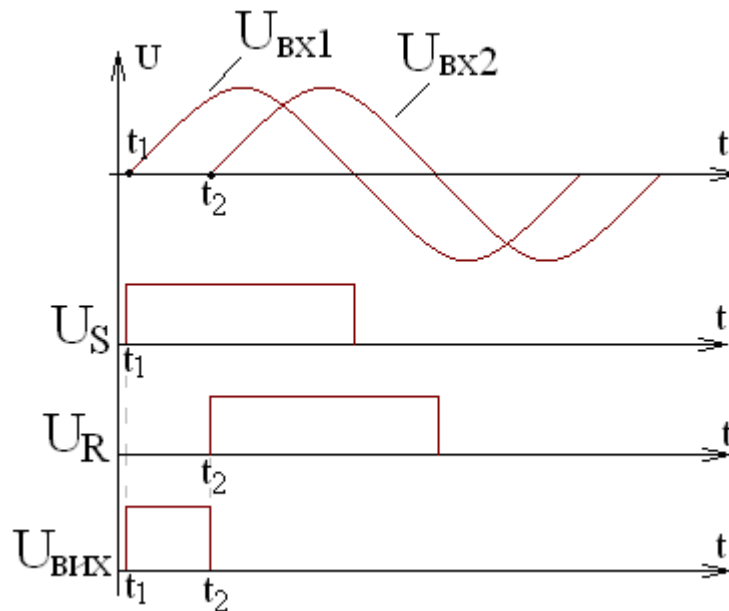


Рисунок 1.9 – До пояснення роботи ФД

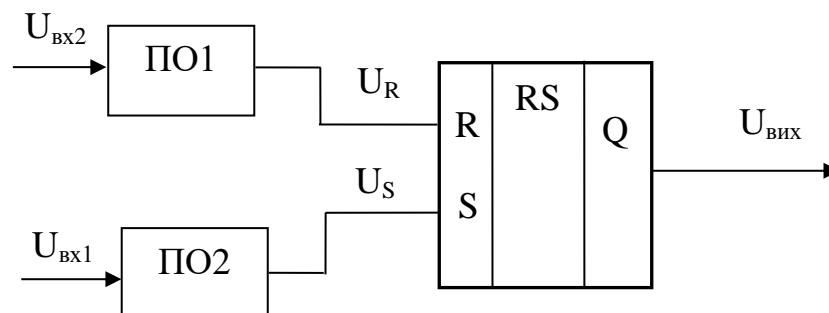


Рисунок 1.10– Функціональна схема ФД

Тут на вхід 1 і вхід 2 подаються коливання, різницю фаз яких треба визначити, відповідно вони мають амплітуду $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$. З виходу схеми знімаємо імпульси пропорційні різниці фаз, з напругою $U_{\text{вих}}$.

Для дискретних керованих генераторів (КГ) (з прямокутною вихідною напругою) наявність високочастотної складової в сигналі, що управляє, поступає з виходу ФД, неістотно (показано нижче). У аналогових КГ (з синусоїдальною вихідною напругою) її наявність може привести до “паразитної” частотної модуляції в межах періоду вихідної напруги. Істотним є вплив високочастотної складової на вихідний сигнал КГ при використанні системи ФАПЧ для множення частоти, коли частота вихідного сигналу КГ вище за частоту пульсацій на вході. Проте, в синтезаторах з множенням частоти зазвичай використовується ЧФД з нульовою вихідною напругою (струмом) і, відповідно, без пульсацій в сталому режимі, властивому синтезаторам.

Слід також відмітити, що вхідні сигнали аналогового та перемножуючого цифрового фазового детектора повинні бути синусоїдальні чи прямокутні з скважністю, кратною 2. Для спускових ФД дотримання шпаруватості не потрібне, але слід враховувати, що детектуватися буде різниця фаз між фронтами імпульсів, що проводять запуск і скидання тригера.

Як цифровий КГ (з частотою до одиниць МГц) може застосовуватися широкосмуговий перетворювач “напруга-частота” з безперервною інтеграцією і урівноваженням заряду, відомий також як ЧІМ модулятор. Частота такого КГ (її миттєві дискретні значення) пропорційна перетворюваній аналоговій напрузі (його миттєвим значенням в тих же тимчасових точках відліку) [8]. Прикладом даного КГ можуть бути перетворювачі AD650 і AD654 фірми Analog Devices. Існує різновид КГ з синхронізацією частоти вихідного сигналу тактовими імпульсами (AD652, AD7741/2). Такий КГ аналогічний сигма-дельта модулятору [9] і призначений для використання в системах з цифровим перетворенням.

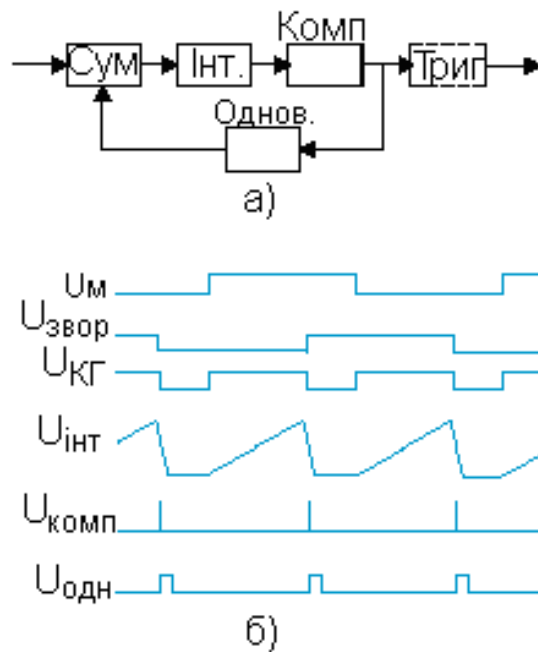


Рисунок 1.11 – Структурна схема цифрового КГ

На рисунку 1.11(а) приведена структурна схема цифрового КГ (без синхронізації), а на рисунку 1.11(б) — епюри напруги на його елементах. Там же показані напруги на елементах безфільтрової системи ФАПЧ з тим, що розглядається імпульсним КГ і що перемножує імпульсним ФД.

На рисунку. 1.11(а,б): $U_{вх}$ — напруга на вході ФД, що управляє; $U_{обр}$ — напруга зворотного зв'язку на іншому вході ФД, що є вихідною напругою КГ (УУГ); $U_{вх\ КГ}$ — напруга на вході КГ, що є вихідною напругою ФД (УФД); $U_{інт}$, $U_{комп}$ і $U_{одн}$ — напруги інтегратора, компаратора і одновібратора у складі КГ. Епюри напруги наочно ілюструють процес роботи КГ і системи ФАПЧ в цілому. Видно, зокрема, що в інтеграторі “фільтрується” $U_{вх\ КГ}$: результат інтеграції, що завершується спрацьовуванням компаратора, визначається інтегрованою площею напруги $U_{вх\ КГ}$ і не залежить від його форми. Дільники частоти, що включаються в петлі зворотного зв'язку між КГ і ФД, забезпечують множення частоти системою ФАПЧ на виході КГ. Як дільники можуть використовуватися звичайні лічильники або спеціально створені дільники для синтезаторів частот (у поєднанні з лічильниками, що включаються на вході системи ФАПЧ). У синтезаторах частот забезпечується дробове множення час-

тоти з високим дозволом, що реалізується шляхом програмної перебудови. До спеціальних дільників частоти, вживаних в синтезаторах, відносяться дільники типу “INTEGER-N” і “FRACTIONAL-N” (з цілими і дробовими коефіцієнтами ділення відповідно) [4,10,26]. Перші з них широко застосовуються в синтезаторах частот, другі є новими, такими, що забезпечують вищі параметри синтезаторів. Як дільники частоти можуть використовуватися також згадувані вище цифрові (DDS) синтезатори з аналоговим виходом.

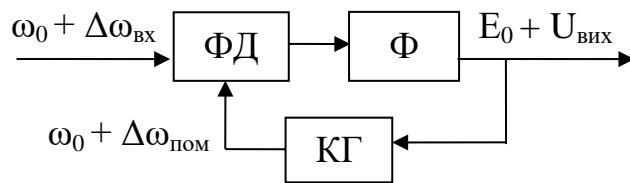


Рисунок 1.12 – Структурна схема простої ФАПЧ (Варіант 1)

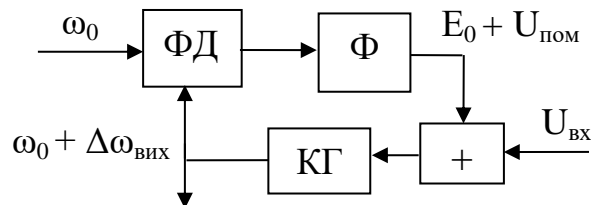


Рисунок 1.13 – Структурна схема простої ФАПЧ (Варіант 2)

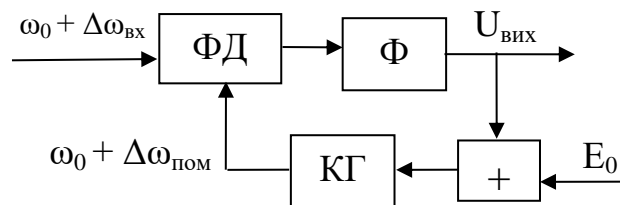


Рисунок 1.14 – Структурна схема простої ФАПЧ (Варіант 3)

Зазвичай пристрої, що використовують систему ФАПЧ, випускаються у вигляді мікросхем в одному кристалі. Зовнішніми бувають фільтри, розглянуті нижче, а також частотозадаючі ланцюги керованих генераторів, що містять індуктивні елементи, конденсатори і варикапи (варактори).

1.3 Частотні властивості системи ФАПЧ

Передавальна функція (8) є функцією 1-го порядку. Застосування фільтру в ланцюзі ФАПЧ змінює динамічні властивості системи. Поліном системи (многочлен в знаменнику передавальних функцій) визначає порядок, вид апроксимації і частотний діапазон фільтрації, а член або многочлен в чисельнику визначає вид фільтрації (нижніх, верхніх частот або смугової фільтрації) і коефіцієнт передачі. У системах ФАПЧ 2-го порядку зазвичай використовується один з фільтрів 1-го порядку [22-25]. Ланцюги відрізняються тим, що джерелом її вхідного сигналу є джерело струму $I_{вх}$ з нескінченно великим опором. У системі ФАПЧ ланцюг реалізується, наприклад, за допомогою операційного підсилювача як ланцюг паралельного негативного зворотного зв'язку. Передавальна функція ланцюга з підсилювачем рівна

$$K_{\Phi}(p) = -(K_{\Phi} + 1/pt_{\Phi}) = -K_{\Phi}k_{\Phi}(p), \quad (1.12)$$

де

$$K_{\Phi} = R/r, \quad (1.13)$$

$$t_{\Phi} = rC, \quad (1.14)$$

r — струмозадаючий опір ланцюга, включений на вході підсилювача, а $k_{\Phi}(p)$. Знак мінус, визначений інвертуючим включенням підсилювача, повинен враховуватися у фазуванні ФД, якщо ФД — з пилкоподібною характеристикою.

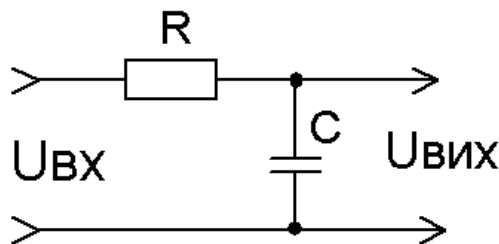


Рисунок 1.15 – Практичне виконання ФНЧ системи ФАПЧ (Варіант 1)

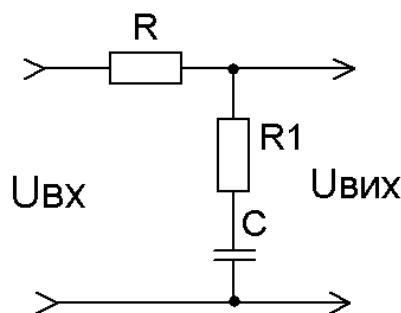


Рисунок 1.16 – Практичне виконання ФНЧ системи ФАПЧ (Варіант 2)

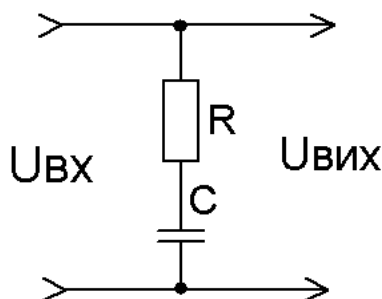


Рисунок 1.17 – Практичне виконання ФНЧ системи ФАПЧ (Варіант 3)

Передавальна функція, визначувана $K_{\Phi} + 1/pt_{\Phi}$, складається з двох функцій — пропорційною K_{Φ} і інтегруючою $1/pt_{\Phi}$. K_{Φ} впливає на добротність і, відповідно, на стійкість системи, а член $1/pt_{\Phi}$ визначає інтегруючу властивість, що забезпечує астатизм системи ФАПЧ по відношенню до фази. Останнім часом замість операційного підсилювача, що забезпечує струмове “живлення”, застосовується струмовий формувач, використовуваний разом з розглянутим вище ЧФД. Вказаний формувач забезпечує підключення “ниж-

нім” висновком до “землі”. Відзначимо, що, разом з простим RC-ланцюгом на рисунку бг, використовуються ланцюги складної конфігурації і, відповідно, вищих порядків [4,10,20].

Крім основних виходів фільтрів $U_{\text{вих}}$, що підключаються в системі ФАПЧ до входу КГ, на рисунку б(б-д) показані додаткові виходи $U_{\text{вих}^*}$, які, разом з основними, можуть бути використані для знімання вихідного сигналу системи ФАПЧ [11]. Використання додаткових виходів еквівалентне підключенню зовнішніх фільтрів на виході системи, які не задіяні в замкнутій петлі зворотного зв'язку. Поліном передавальних функцій системи ФАПЧ 2-го порядку, як і поліноміальних фільтрів того ж порядку, визначається узагальненим виразом

$$1 + p/\omega_0 Q + p^2/\omega_0^2, \quad (1.15)$$

де ω_0 — власна частота системи, відома в теорії фільтрів як частота полюсів, а Q — добротність, що визначає вид апроксимації частотних характеристик (по Баттерворту, Чебишеву і т.д.) [7]. Передавальній функції системи при її використанні як частотний демодулятор: $K_{\text{чд}}^{\wedge}(p)$ — з виходом після ФД (до фільтру), $K_{\text{чд}}(p)$ — після фільтру і $K_{\text{чд}}^*(p)$ — при зніманні сигналу з додаткового виведення фільтру.

Оператор p в передавальних функціях системи ФАПЧ визначається виразом jW , де W — частота зміни частоти на вході і, відповідно, вихідної напруги (при частотній модуляції — це частота модуляції).

Аналізуючи дані, приведені в таблиці, можна зробити наступні висновки. Функція $K_{Dj}(p)$ системи ФАПЧ 1-го порядку є функцією ФНЧ, функція СФ (смуговій фільтрації) з резонансною частотою ω_0 . Функція СФ системи з ПІ визначає астатизм системи по відношенню до фази: коефіцієнт передачі на нульовій частоті рівний нулю.

Передавальна функція $K_{Dj}(p)$ системи з ІФ і ПІФ є сумарною функцією ФНЧ і СФ, яку можна розглядати як функцію ФНЧ, змінену в області частоти

зрізу. Нагадаємо, що фільтрація 2-го порядку є фільтрацією нижніх частот, якщо в чисельнику функції — член нульового порядку (t_0), і смуговій фільтрації, — якщо першого порядку ($pt_0t_{\phi 1}$).

Функції $K_{\text{чд}}(p)$ і $K_{\text{чд}}^*(p)$ для системи з ПФ ідентичні функціям для системи з ПП, але вони досягаються при вказаних вище за різних $K_{Dj}(p)$. Застосування додаткових виходів, $K_{\text{чд}}^*(p)$, що характеризуються, забезпечує, на відміну від $K_{\text{чд}}(p)$, отримання передавальних функцій типа ФНЧ (мал. 6б,г) і ПФ (мал. 6в,д), причому $K_{\text{чд}}^*(p)$ типа ФНЧ аналогічна $K_{\text{чд}}(p)$ системи з ІФ. Особливістю застосування ПФ, в порівнянні з ІФ, є те, що необхідна добротність може бути задана зміною співвідношення $R2/R$ ($t_{\phi 1}/t_0$) без зміни t_0 і t_{ϕ} і, відповідно, без зміни ω_0 .

1.4 Робота цифрової системи ФАПЧ в режимі бітового синхронізатора

До складу даної цифрової системи ФАПЧ входять: фазовий компаратор з двійковим виходом, послідовний петлевий фільтр, пристрій управління фазою, опорний генератор і дільник. На рисунку 1.18 представлена структурна схема цифрової системи ФАПЧ, а на рисунках 1.19 і 1.20 - часові діаграми в її характерних крапках - на виході фазового детектора і на виході фільтру. Передбачається, що на вхід системи подається сигнал прямокутної форми (Рисунок 1.18) з середнім значенням частоти, рівним $1/T_r$, в якому фаза міняється по випадковому закону з відомим розподілом. Фазовий компаратор визначає відставання або випередження вихідного сигналу щодо вхідного. Двійкові сигнали випередження-відставання поступають на послідовний петлевий фільтр [16,19]. Призначення петлевого фільтру - перетворити вихідні сигнали фазового компаратора в сигнали "позитивне (або негативний) зрушення", які є точнішими і достовірнішими, чим сигнали "випередження" і "відставання". Петлевий фільтр формує сигнали "позитивне (або негативний) зрушення", здійснюючи статистичну обробку сигналів "випередження" і "відставання". У пристрої управління фазою у разі появи сигналу "позитивне

зрушення" до послідовності імпульсів, що виробляються опорним генератором, додається один імпульс, у разі ж виникнення сигналу "негативне зрушення", з послідовності віднімається один імпульс. Далі перетворена послідовність імпульсів ділиться на ціле число L так, що вихідний сигнал дільника підстроений по фазі з кроком підстроювання T_c з або $2/L$ радий. Таким чином, цифрова система ФАПЧ забезпечує рівність фаз вихідного і вхідного сигналів.

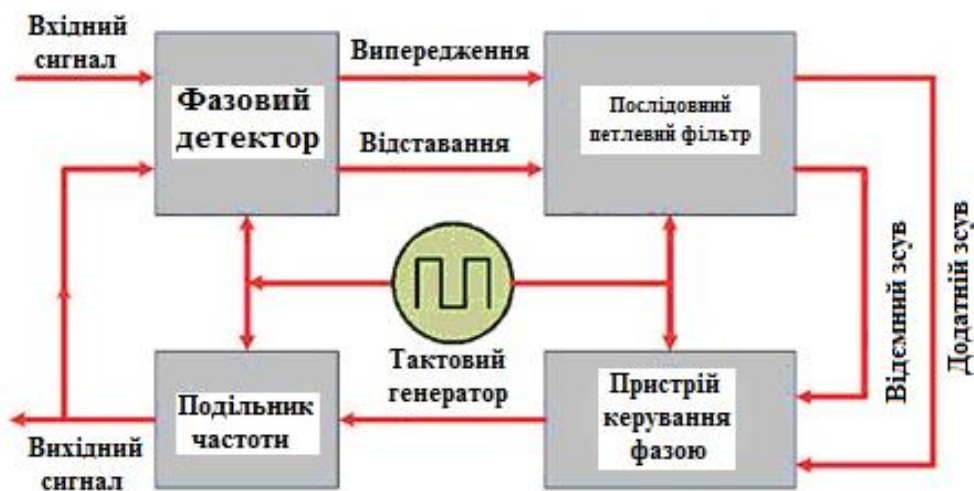


Рисунок 1.18 – Блок-схема цифрової системи ФАПЧ



Рисунок 1.19 – Сигнали на виході фазового компаратора

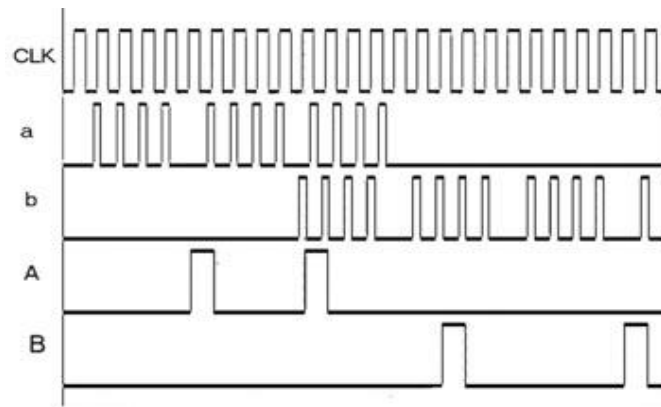


Рисунок 1.20 – Сигнали на виходах (a, b) та виході (A, B) послідовного петлевого фільтра

1.5 Послідовні петльові фільтри

Фільтр випадкових блукань (ФВБ), який добре відомий, є послідовним фільтром, що складається з реверсивного лічильника з довжиною $2N+1$ [13,14]. Значення лічильника збільшується або зменшується тільки одним з вхідних сигналів "a" або "b", відповідно (рисунок 1.19). Імпульси на виходах "A" або "B" виникають тільки тоді, коли значення лічильника досягне $+N$ або $-N$, відповідно. В цьому випадку лічильник скидається в 0, і цикл повторюється. Таким чином, для формування одного вихідного імпульсу потрібний як мінімум N вхідних. Максимальний час формування вихідного імпульсу буде досягнутий при вірогідності появи вхідних сигналів "a" і "b", рівних 0,5. Надалі називатимемо розглянутий фільтр "ФВБ із значенням скидання 0".

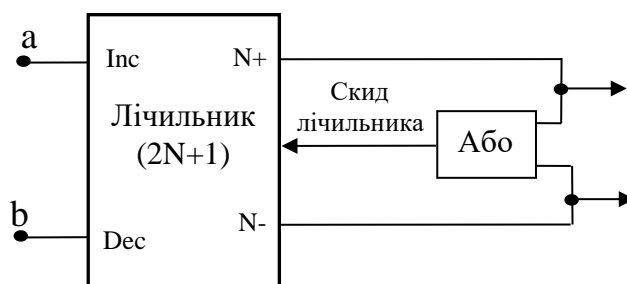


Рисунок 1.21 – Фільтр випадкових блукань зі значенням скиду "0"

1.6 Фільтр випадкових блукань зі змінним значенням скиду

Після встановлення рівності фаз вихідного і вхідного сигналів цифрова система ФАПЧ, в якій відсутнє накопичення (або пам'ять) сигналів, що управляють, більше не забезпечує управління, тобто у разі зрушення частоти вхідного сигналу щодо власної частоти петлю ФАПЧ фаза вихідного сигналу не може мати того ж математичне очікування, що і фаза вхідного сигналу. Значення фази вихідного сигналу в цьому випадку буде зміщено щодо математичного очікування фази вхідного сигналу. Величина цього зсуву залежатиме від взаємного зрушення частот і тремтіння фази вхідного сигналу. Явище такого ж роду спостерігається і в аналогових системах ФАПЧ, що мають достатньо низькі рівні посилення в петлі зворотного зв'язку. У разі ж збільшення рівня посилення в петлі зворотного зв'язку, розширюється смуга захоплення, проте погіршується придушення тремтіння фази вхідного сигналу, що приводить до збільшення тремтіння фази вихідного сигналу. Цифрові системи ФАПЧ мають те ж співвідношення між їх смугою захоплення і можливістю придушення тремтіння фази. Даний новий тип послідовних фільтрів дозволяє поліпшити ці характеристики цифрових систем ФАПЧ. Такий послідовний фільтр представлений на рисунку 11 і складається з двох ФВБ і вузла скидання. М-ФВБ довжини $2M+1$ є ФВБ із значенням скидання 0, описаним вище, тоді як N-ФВБ довжини $2N+1$ має декілька значень скидання, залежних від стану регістра вузла скидання. Сигнали "випередження" і "відставання" підраховуються в обох ФВБ незалежно один від одного.

Фільтр працює таким чином. Вміст вузла скидання збільшується або зменшується на одиницю одним з сигналів "збільшити" або "зменшити", відповідно, що поступають з М-ФВБ. N-ФВБ встановлюється при скиданні у відповідний стан, залежно від вмісту регістра вузла скидання, значення якого змінюється імпульсом на позитивному або негативному виході N-ФВБ.

Якщо М-ФВБ і N-ФВБ формують вихідні сигнали одночасно, то спочатку скидається N-ФВБ, а потім міняється вміст регістра вузла скидання.

Співвідношення між станами, в які встановлюється при скиданні N-ФВБ, і вмістом регістра вузла скидання показані на рисунку 1.22.

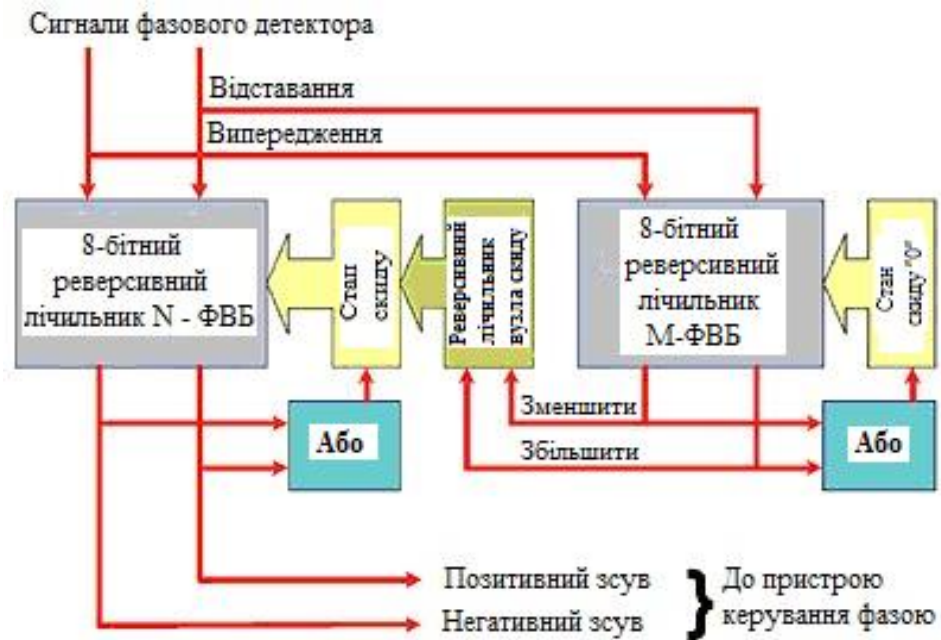


Рисунок 1.22 – Блок-схема фільтру зі змінним значенням скиду

Співвідношення між станами, в які встановлюється при скиданні N-ФВБ, і вмістом регістра вузла скидання

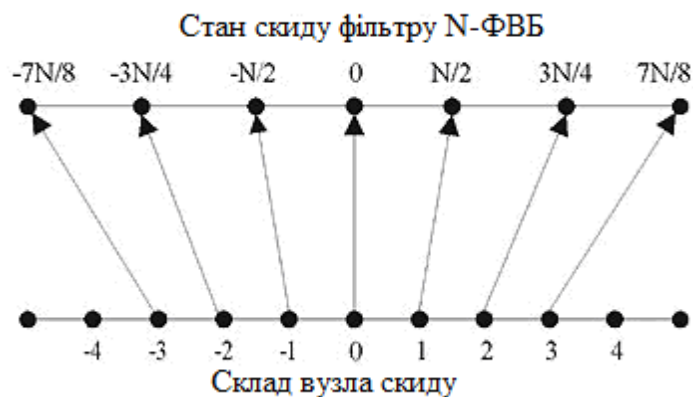


Рисунок 1.23 – Співвідношення між станами ФВБ

M-ФВБ є "ФВБ із значенням скидання 0", тому вміст регістра вузла скидання міняється до тих пір, поки вихідна фаза не опиниться в центральній частині функції щільності розподілу вхідної фази. Інакше кажучи, стан, в який

встановлюється N-ФВБ, при скиданні міняється до тих пір, поки функція розподілу щільності вірогідності фазового компаратора не стане симетричною. В цьому випадку сигнали на виходах M-ФВБ не з'являтимуться.

Ширина смуги утримання для системи ФАПЧ з ФВБ зі значенням скиду, який дорівнює 0 розраховується за наступним виразом

$$B_0 = \frac{2N}{T_c(N^2L^2 - 1)}, \quad (1.16)$$

а для системи з ФВБ зі змінним значенням скиду

$$B_0 = \frac{2}{T_c(L^2 - 1)}, \quad (1.17)$$

тобто в цьому випадку ширина смуги утримання не залежить від параметрів фільтра [5].

Іншою корисною характеристикою системи ФАПЧ є ширина смуги захоплення. У разі, коли петля ФАПЧ не синхронізована, різниця фаз вхідного і вихідного сигналів безперервно міняється. Найбільш невідповідний момент для захоплення прийнятий за початковий стан. Таким чином, якщо довжина N-ФСБ дуже велика порівняно з L, то сигнал на виході N-ФСБ за певних умов не буде сформований.

Якщо потрібна кількість необхідних для захоплення імпульсів не поступить на вхід N-ФСБ за час, поки фази вхідного і вихідного сигналів не розходяться на 180, вміст N-ФСБ прийматиме два значення $\pm(N - 1)$ без зміни значення скидання, і тоді система ФАПЧ не зможе синхронізуватися. Значення ширини смуги захоплення задається наступним співвідношенням [5]

$$B_c = \begin{cases} f_0 \frac{2}{L}, & N \leq \frac{L+1}{4} \\ f_0 \frac{4N+L-1}{(4N-2)(L+1)}, & \frac{L+1}{4} < N < \frac{L+3}{4} \\ f_0 \frac{1}{2N-1}, & \frac{L+3}{4} \leq N \end{cases} \quad (1.18)$$

Слід відмітити, що при аналізі часу захвату у відсутності шуму, за початкове було обране нульове значення. В даний час в системах зв'язку присутній цілий ряд спотворень, пов'язаних з тремтінням фази, наприклад, нестабільність в системах виділення синхроімпульсів, випадкові фазові флуктуації, викликані багатократною ретрансляцією радіосигналу і т.п. У будь-якому випадку, тремтіння фази носить в основному характер повільних змін. Цифрова система ФАПЧ є для фазових тремтінь низькочастотним фільтром, тому придушення високочастотних складових фазових тремтінь порівняльне просто.

Проте довжину фільтру ФАПЧ або коефіцієнт ділення вихідної частоти необхідно робити порівняно великими для придушення тремтінь, що сильно корелюються на тривалому інтервалі часу. Такі прийоми можуть бути використані лише в збиток ширині смуги утримання і часу захоплення. Ширина смуги приведеної в роботі системи цифрової системи ФАПЧ практично не залежить від довжини фільтру.

Більш того, досягнутий порівняно малий час захоплення і хороші характеристики придушення тремтінь фази при відхиленнях частоти. Досягнуті характеристики безумовно дозволяють застосовувати подібні вузли в системах зв'язку і управління.

Користуючись мікропроцесорною технікою, на сьогоднішній день є можливість побудови усіх елементів структури системи ФАПЧ на базі одного мікроконтролера, що суттєво зменшує вартість кінцевого пристрою, та спрощує його схему.

1.7 Застосування системи ФАПЧ

Система ФАПЧ (система фазового автопідстроювання частоти) [1-4], як випливає з її назви, є системою автоматичного регулювання (слідкуючою системою), частота настройки якої визначається частотою сигналу, що управляє, а сигналом розузгодження є різниця фаз сигналу, що управляє, і сигналу зворотного зв'язку. У зв'язку з тим, що настройка здійснюється по різниці фаз, система є астатичною по відношенню до частоти: у сталому режимі частота настройки точно рівна частоті сигналу, що керує. За певних умов система ФАПЧ може бути астатичною і по фазі. Разом з основною властивістю автопідстроювання, система ФАПЧ володіє властивістю фільтрації і поводить себе, незалежно від функціонального призначення, як стежачий поліноміальний фільтр. Система ФАПЧ є системою з багатофункціональними можливостями і використовується для частотної модуляції і демодуляції, частотної фільтрації (зокрема, фільтрації модулюючої функції частоти), множення і перетворення частоти, виділення опорного коливання для когерентного детектування і ін. Система ФАПЧ може бути аналоговою, імпульсною, цифровою або комбінованою (аналого-імпульсною, цифровий-цифровою і так далі). У імпульсній системі параметри сигналу характеризуються дискретними значеннями, які можуть бути миттєвими або інтервальними. Імпульсним сигналом з миттєвими відліками (наприклад типу “меандр”) сигнал керованого генератора, що характеризується миттєвими значеннями частоти в точках зміни рівнів.

Імпульсним з інтервальними відліками є, наприклад, сигнал цифрового фазового детектора (ФД), тривалість імпульсів якого визначається вимірюваним фазовим інтервалом. Інтервальний цифровий сигнал може бути причиною тимчасових і інших видів спотворень. У цифровій системі ФАПЧ використовується, відповідно, цифровий сигнал, що є дискретним потоком даних, визначуваних значеннями квантованих відліків аналогового сигналу і вира-

зимих цифровим кодом. Квантовані відліки цифрового сигналу також можуть бути як миттєвими, так і інтервальними.

Системи ФАПЧ знаходять широке використання в мікроелектронних компонентах, які виробляються відомими виробниками. Застосування системи ФАПЧ пов'язане з тим, який з її елементів є входним, а який вихідним. Одним із основних застосувань системи ФАПЧ є частотний демодулятор. При використанні системи ФАПЧ як частотний демодулятор ЧМ-сигнал подається на вхід ФД (Рисунок 1.24-1.26), а демодульований — знімається, наприклад, з виходу фільтру. Для фільтрації демодульованого сигналу з необхідними параметрами зазвичай використовується додатковий зовнішній фільтр. При цьому систему ФАПЧ слід розглядати як перший ступінь фільтрації і відповідним чином враховувати при розрахунку загальної передавальної функції фільтру (з потрібними порядком, апроксимацією і частотою зрізу). Частотний модулятор. При використанні системи ФАПЧ як частотний модулятор модулюючий сигнал $U_{вх}(t)$ подається на вхід КГ, а модульований — знімається з виходу КГ. При цьому власне модулятором є КГ, а система ФАПЧ задає несучу частоту, яка визначається як опорна (що управляє) частотою на вході ФД. Крім того, в системі забезпечується фільтрація модульованого сигналу, яка визначається вибраними параметрами передавальної функції. У загальному вигляді, передавальна функція системи ФАПЧ в режимі ЧМ визначається наступним виразом.

$$K_{ЧМ}(p) = D\omega_{вих}/U_{вх} = [pK_0/k_\phi(p)/[1 + pt_0/k_\phi(p)]] \quad (1.19)$$

де

$$K_0 = t_0K_{УГ}. \quad (1.20)$$

При використанні ПФ

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = (pK_0 + p^2K_0t_\phi)/(1 + pt_0 + p^2t_0t_\phi); \quad (1.21)$$

$$K_{\text{ЧМ}}^*(p) = pK_0/(1 + pt_0 + p^2t_0t_\phi), \quad (1.22)$$

Відповідно для знімання сигналу ЧМ з основного і додаткового виходів ПФ. Функція (9) є сумарною функцією ПФ і ФВЧ, а функція (10) являє собою функцію ПФ.

На рисунку 1.25 показана схема системи ФАПЧ з частотною фільтрацією напруги $U_{\text{вх}}$, а на рисунку. 1.26 — з частотною фільтрацією модулюючої зміни частоти $D\omega_{\text{вх}}$ у складі ЧМ-сигналу. Обидва фільтри мають одну і ту ж передавальну функцію

$$K_\phi(p) = 1/[1 + pt_0/k_\phi(p)] \quad (1.22)$$

що є функцією ФНЧ при використанні ІФ і сумарною функцією ФНЧ і ПФ — при використанні ПФ і П. Крім того, перший з фільтрів (рисунок 1.24) може бути використаний із зніманням сигналу з додаткових виходів ПФ і П, для яких відповідно реалізуються функції ФНЧ і ПФ. Вище показана залежність постійної різниці фаз на вході ФД від режиму роботи системи ФАПЧ (рисунок. 1.24, рисунок 1.25). Відповідно до цього, при зніманні сигналу з виходу КГ, як показано на рисунку 1.25, можливе отримання фазового зрушення вихідного сигналу, наприклад, $j_0 = p/2$ або $-p/2$ (фазове зрушення квадратури). Кут $j_0 = p/2$ забезпечується при виборі характеристики ФД на рисунку 14г, а $j_0 = -p/2$ — при “переполюсовке”, наприклад, джерел Е і -Е. Можливі і інші значення кутів.

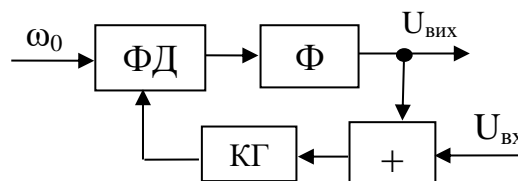


Рисунок 1.24 - Структурна система ФАПЧ з частотною фільтрацією напруги (Варіант 1)

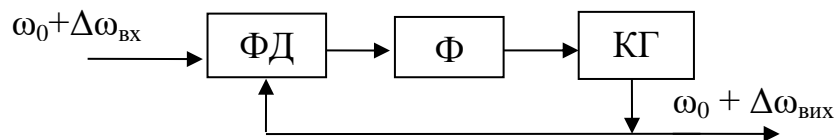


Рисунок 1.25 - Структурна система ФАПЧ з частотною фільтрацією напруги
(Варіант 2)

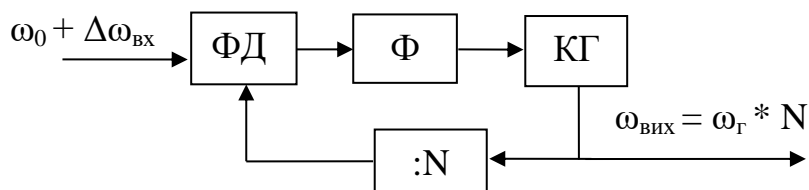


Рисунок 1.26 - Структурна система ФАПЧ з частотною фільтрацією напруги (Варіант 3)

Множення частоти системою цифрової ФАПЧ забезпечується при включенні дільника частоти “:N” в ланцюг зворотного зв'язку, як показано на рисунку 1.26. Частота на виході КГ, помножувача, що є виходом, рівна

$$\omega_{\text{вих}} = \omega_0 N, \quad (1.23)$$

де N — коефіцієнт ділення дільника.

У синтезаторах частот, на вході системи ФАПЧ додатково включають дільника частоти “:R” (на рисунку 1.24 не показаний). В результаті

$$\omega_0 = \omega_{\text{вх}}/R, \quad (1.24)$$

$$\omega_{\text{вих}} = \omega_{\text{вх}}N/R, \quad (1.25)$$

де R — коефіцієнт ділення дільника “R”.

Сумісне застосування дільників "R" і "N" (з програмованими коефіцієнтами ділення) забезпечує синтез частот в широкому діапазоні і з високим дозволом [4,10]. Істотним для помножувачів частоти є те, що пульсації на вході КГ можуть мати частоту ω_0 або $2\omega_0$ (залежно від типу ФД), яка значно менше частоти КГ, рівною $\omega_0 N$. В результаті, це може привести до паразитної кутової модуляції сигналу КГ, що виявляється у вигляді так званого фазового шуму. Для помножувачів частоти, для яких характерний режим без модуляції, можливе застосування низькочастотних фільтрів, що пригнічують вказані пульсації. Проте для синтезаторів частот, використовуваних в приймальних каналах радіозв'язку, що передають, де потрібне достатньо швидке перемикавання частоти, істотною є їх швидкодія. Тому інший шлях, що широко реалізується в даний час, — це застосування ЧФД (рисунок 1.26) з нульовим сигналом на його виході (при використанні системи ФАПЧ в астатичному режимі) і щодо високочастотного фільтру. Введення дільника частоти в ланцюг зворотного зв'язку підвищує інерційність системи ФАПЧ: $t_0 = N/K_{\text{ФД}} * K_{\text{Ф}} * K_{\text{УГ}}$. Інерційність може бути понижена введенням додаткового підсилення, яке компенсуватиме вплив N, але є інший шлях. У синтезаторах частот використовуються, як вказано вище, дільники частоти типу "INTEGER-N" або "FRACTIONAL-N". Для останнього, на відміну від першого, характерні дробові числа коефіцієнта N. Тому значення N для "FRACTIONAL-N" можуть бути меншими (наприклад, $N = 10,25$ замість 1025 для "INTEGER-N") при відповідно більшій (у ті ж 100 разів) величині ω_0 . При меншій величині N буде менший вплив на t_0 , а при відповідно більшій величині ω_0 полегшуються умови фільтрації сигналу ФД, що поступає на вхід КГ.

Множення частоти може бути також реалізоване в системі ФАПЧ з DDS-синтезатором як подільника частоти, але на нижчих частотах.

Якщо для синтезатора ADF4113 (з "INTEGER-N") частоти, що синтезуються, - до 3,7 ГГц, то для помножувача частоти з DDS-синтезатором AD9852 – до 300 МГц. Множення частоти іноді суміщають з частотною модуляцією (маніпуляцією), як, наприклад, в мікросхемі приймача-передавач AD6411.

Відзначимо, що при множенні частоти ЧМ сигналу умножається не тільки частота несучого коливання, але і девіація частоти. Перетворення частоти з фазовим автопідстроюванням. На рисунку 1.27 показана схема системи ФАПЧ з вбудованим перетворювачем частоти, що містить змішувач “X” і смуговий фільтр ПФ, налаштований на різницю частот $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$ (мікросхема D6411). Вхідний величиною є $\omega_1 + D\omega_{\text{вх}}$ з несучою ω_1 , а вихідна — напруга $U_{\text{вих}}$. Даний пристрій є частотним демодулятором, в якому демодуляції передуює перетворення частоти. Особливістю пристрою, на відміну від звичайного включення перетворювача і демодулятора (без зворотного зв'язку), є те, що в ньому здійснюється автопідстроювання системи на різницеву частоту ω_0 . Вона як величина, що управляє, задається на вході ФД.

Даний пристрій може бути використаний не тільки для демодуляції, але і для перетворення частоти, без знімання сигналу демодуляції.

В цьому випадку перетвореною несе є ω_2 , а сигнал знімається з виходу КГ, як показано на рисунку 1.28.

Передавальна функція демодулятора на рисунку 1.7.1(а) визначається

$$K_{\text{чд}}(p) = K_0 / [1 + pt_0/k_{\text{ф}}(p)k_{\text{пф}}(p)], \quad (1.26)$$

де $k_{\text{ф}}(p)$ та $k_{\text{пф}}(p)$ — змінні множники передатних функції Ф та ПФ, а $K_0 = 1/K_{\text{уг}}$.

Вираз для передавальної функції перетворювача — те ж, що і для демодулятора, але з $K_0 = 1$.

Модуляція квадратури з фазовим автопідстроюванням. На рисунку 1.29 показана схема модулятора квадратури на базі системи ФАПЧ, використовуюваного в системах радіозв'язку GSM і DCS (мікросхема AD6523). У петлі системи ФАПЧ показаний модулятор квадратури “Мод.”, на вході якого — перетворювач частоти “X”. Передавальна функція модулятора на рисунку 1.28

$$K_{\text{мод}}(p) = Dw_{\text{вих}}/u_{\text{вх}} = K_{\text{мод}}/[1 + pt_0/k_{\text{ф}}(p)], \quad (1.27)$$

де $K_{\text{мод}} = Dw_{\text{мод}}/u_{\text{вх}}$ — коефіцієнт передачі модулятора “Мод.”.

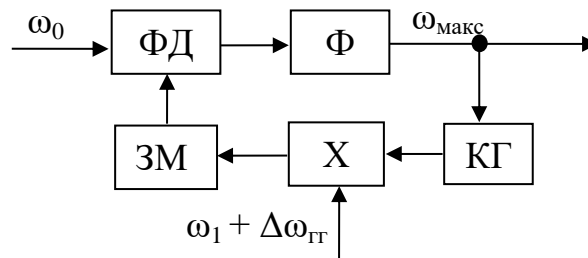


Рисунок 1.27 – Структурна схема ФАПЧ зі структурним перетворювачем (Варіант 1)

Відзначимо наступний цікавий факт. У системах на рисунках 1.27, 1.28 та 1.29 застосовані змішувачі і модулятор, що є перемножувачі сигналів і, відповідно, що є нелінійними елементами (як, втім, і фазовий детектор). Але для частот і фаз цих же сигналів вони є суматорами або вичитателями. В результаті, для зміни частоти змішувач і модулятор є лінійними елементами. Застосування системи ФАПЧ не обмежується приведеними прикладами. Будь-яка система, робота якої ґрунтується на фазовому автопідстроюванні частоти, є, відповідно, системою ФАПЧ в тій або іншій її різновиди. Перераховані вище компоненти фірм-виробників є характерними прикладами застосування системи ФАПЧ. Компоненти, що використовують систему ФАПЧ, відрізняються різноманітністю і високими технічними характеристиками.

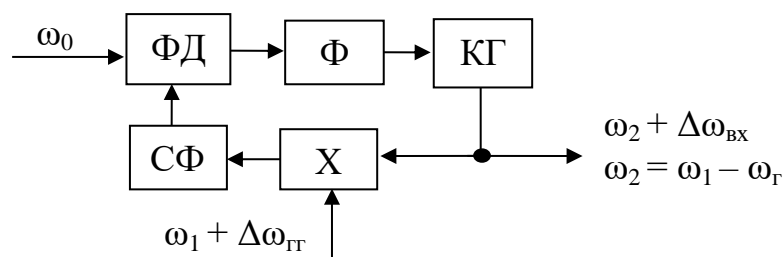


Рисунок 1.28 – Структурна схема ФАПЧ зі структурним перетворювачем (Варіант 2)

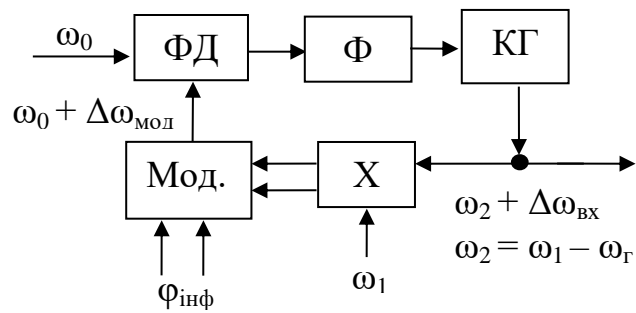


Рисунок 1.29 – Структурна схема ФАПЧ зі структурним перетворювачем
(Варіант 3)

Такі системи використовують також у мобільному зв'язку. Система цифрового ФАПЧ використовується у всіх стандартах мобільного зв'язку, безпроводного цифрового зв'язку. Вона дозволяє спрощувати аналогову частину схеми, а всю цифрову обробку здійснювати за допомогою одного цифрового процесора. Ця особливість дає можливість будувати високотехнологічні, засоби передачі інформації, які споживають дуже малу потужність і дозволяють здійснювати зв'язок на значні відстані.

2 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ФАПЧ МОБІЛЬНОГО ПЕРЕДАВАЧА

2.1 Аналіз цифрової ФАПЧ в збуджувачі з ГПД

Високу стабільність несучої (центральної) частоти передавача підтримується спеціальними методами. Серед них використання кварцевого автогенератора, використання системи ФАПЧ.

Кварцеві автогенератори формують сітку частот, вони забезпечують формування високостабільних коливань, в вузькій смузі частот або на декількох частотах. Тому для забезпечення широкого діапазону використовують синтезатори частот. Вони існують двох основних типів: аналогові і цифрові. Більш стабільні і частіше вживані є цифрові синтезатори частот. Які використовують деяку кількість кварцевих генераторів для формування сітки частот, а частотна модуляція виконується в модулі ЧМ.

В сучасних багатоканальних передавачах (воно ж відноситься і до приймачів) вимога високостабільної центральної (носійної) частоти та її швидкої перестройки є важкосумісними завданнями.

Тому при розробці синтезаторів частоти переходять до дискретного перекриття діапазону, при якому допускається генерування сигналів на будь-якій з багатьох частот, які слідують одна за іншою з фіксованим інтервалом, який називається шагом дискретної сітки. Структурна схема синтезатора частот представлена на рисунку 2.1.

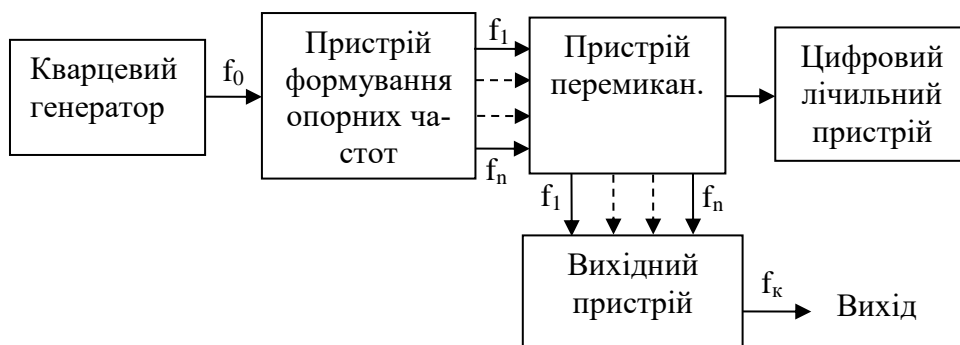


Рисунок 2.1 – Загальна структурна схема синтезатора частоти

Кварцеві синтезатори частот – багаточастотні генератори гармонічних коливань з дискретною перестройкою частоти. Синтезатори забезпечують синусоїдальну форму коливань, високу спектральну "чистоту", більшу точність встановлення частоти і можливість програмної перестройки частоти. Вони дозволяють отримувати напругу фіксованої частоти з дискретністю до сотих долей герц. По точності установки і стабільності частоти синтезатори випереджують звичайні генератори з плавною перестройкою частоти. Загальна структура схема синтезатора частоти має у своєму складі кварцевий генератор частоти f_0 , пристрій формування опорних частот, пристрій перемикавання, яке підключає сигнал потрібної частоти, і може керуватись програмним шляхом і вихідні пристрої.

Для забезпечення підстройки передавача з ГПД є необхідним, щоб частота роботи ГПД змінювалась під дією напруги настройки, тобто такий генератор має містити варикапну матрицю, яка дає можливість електронної настройки на частоту.

На рисунку 2.2 представлена структурна схема системи цифрової ФАПЧ з ГПД у ролі збуджувача.

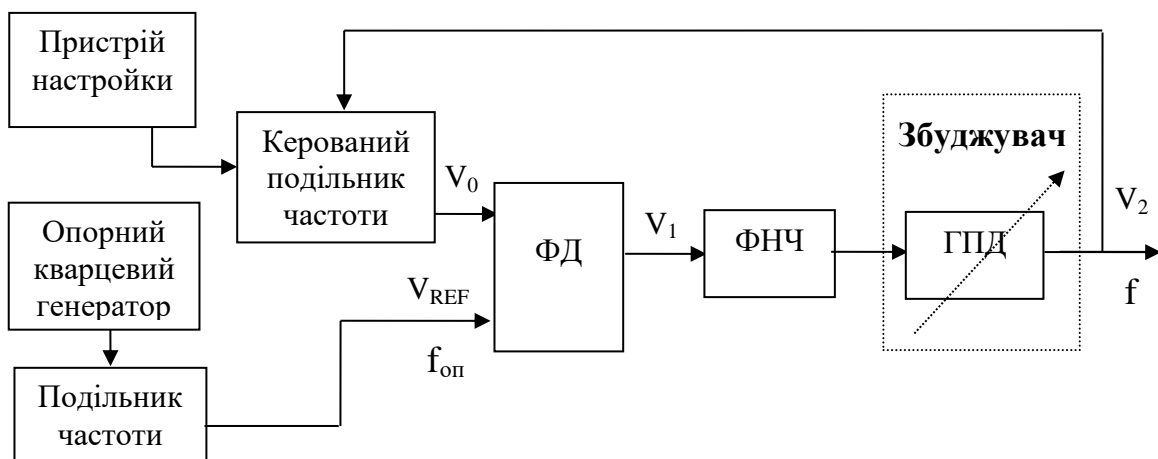


Рисунок 2.2 – Структурна схема системи цифрової ФАПЧ з ГПД у ролі збуджувача

У цій схемі на фазовий детектор подається два коливання: перше зі стабільною частотою $f_{оп}$ – від опорного автогенератора; друге через керований подільник з частотою f/N , це коливання приблизно рівне частоті $f_{оп}$. Коефіцієнт ділення частоти визначається коефіцієнтом N – від керованого генератора. Напряга з виходу фазового детектора через фільтр нижніх частот (ФНЧ) діє на керований генератор і підстроює його до забезпечення рівності частот f/N та $f_{оп}$. Змінюючи за допомогою пристрою настройки коефіцієнт ділення N , можна отримати необхідну сітку частот з кроком, рівним $f_{оп}$. Поскільки вихідна частота синтезатора зв'язана з частотою опорного генератора за наступним виразом

$$f = N * f_{оп}, \quad (2.1)$$

тоді відносні нестабільності цих частот рівні. Такий варіант формування та підстройки необхідної частоти має серйозні недоліки. Перший з них пов'язаний з кінцевою шириною смуги синхронізації керованого генератора, яка залежить від керованих елементів генератора і коефіцієнтів передачі ФД і ФНЧ. Другий недолік обумовлений вузькими можливостями керованого подільника частоти, побудованого, як правило, на основі лічильника імпульсів.

Вихідна частота ГКН - це сума або різниця його власної частоти і різниці між зовнішньою опорною частотою і власною частотою ГКН. Вихідна частота ГКН f_0 визначається вираженням

$$f_0 = f_n \pm \Delta f, \quad (2.2)$$

де f_0 - вихідна частота ГКН, Гц;

f_n — власна частота ГКН, Гц;

$$\Delta f = f_n - f_i, \quad (2.3)$$

f_i — зовнішня опорна частота, Гц.

Коли зовнішній опорний сигнал $V_i \sin(2\pi f_i t + \theta_i)$ поступає на фазовий компаратор (фазовий детектор), він об'єднується з вихідним сигналом ГКН $V_0 \sin(2\pi f_0 t + \theta_0)$. Спочатку частоти цих двох сигналів не рівні ($f_0 \neq f_i$). Оскільки фазовий компаратор - пристрій нелінійний, то зовнішній сигнал і сигнал з виходу ГУН при порівнянні створюють комбінаційні частоти (тобто сумарні і різні частоти). Тому на виході фазового компаратора є присутніми в першу чергу: зовнішня опорна частота f_i , частота з виходу ГУН f_0 , їх сума ($f_0 + f_i$) і різниця ($f_0 - f_i$).

Фільтр нижніх частот придушує вхідні частоти f_i і f_0 , а також їх сумарну частоту $f_0 + f_i$. Таким чином, на виході ФНЧ є присутній єдиний сигнал, це відносно низька різницева частота $f_d = f_0 - f_i$, яку називають частотою биття. Сигнал биття посилюється, а потім поступає на вхід ГКН, змінюючи вихідну частоту ГКН пропорційно величині і полярності своєї напруги.

Вихідна частота f_0 при нульовому зміщенні - це власна частота ГКН f_n , визначувана зовнішнім RC -колом, а зміни вихідної частоти, викликані змінами вхідної напруги, називаються девіацією частоти Δf . У цьому випадку є вірним наступний вираз.

$$f_0 = f_n + \Delta f, \quad (2.4)$$

де f_0 – вихідна частота ГКН.

Для симетричної девіації Δf власна частота ГКН має бути розташована в центрі лінійної частини передавальної характеристики. Передавальна функція ГКН визначається наступним виразом.

$$K_0 = \frac{\Delta f}{\Delta V} \quad (2.5)$$

де K_0 - передавальна функція, Гц/В;

ΔV - зміна вхідної напруги, що управляє, В;

Δf - зміна вихідної частоти, Гц.

Фазовий компаратор, іноді званий фазовим детектором, є нелінійним пристроєм з двома вхідними сигналами: зовнішньою опорною частотою f_i і вихідним сигналом ГКН f_0 . Вихідний сигнал фазового детектора є множення двох сигналів з частотами f_i і f_0 , і тому містить частоти їх сум і різниць ($f_i \pm f_0$).

Область захоплення визначається як діапазон частот, зосереджений навколо власної частоти ГУН f_n , в якому система ФАПЧ в змозі зробити захоплення частоти і увійти до синхронізму із зовнішнім вхідним сигналом. Залежно від конструкції системи ФАПЧ, ширини смуги пропускання фільтру нижніх частот і посилення петлі зворотного зв'язку, область захоплення знаходиться як правило, в діапазоні між $0.5f_n$ і $1.7f_n$. Іноді область захоплення називають областю входження в синхронізацію.

Смуга захоплення частоти - смуги частот захоплення ліворуч або праворуч від опорної частоти, які, як правило, симетричні (область захоплення в 2 рази ширше за смугу захоплення частоти). Найнижча частота, на якій система ФАПЧ може зробити захоплення, називається нижньою межею захоплення f_{cl} , а сама висока частота - верхньою межею захоплення f_{cu} .

Область утримання визначається як діапазон частот, зосереджений навколо власної частоти ГУН, в якому система ФАПЧ може підтримувати режим синхронізму із зовнішнім опорним сигналом. При цьому передбачається, що система ФАПЧ спочатку захопила і утримує частоту вхідного.

Область утримання також відома як область стеження. Область утримання - це діапазон частот, в якому після того, як сталося захоплення частоти, система ФАПЧ точно відстежуватиме частоту зовнішнього опорного сигналу. Смуга утримання (синхронізації) - діапазон частот в області утримання ліворуч або праворуч від опорної частоти (область утримання в 2 рази ширше за смугу утримання).

Області захоплення і утримання прямо пропорційні коефіцієнту підсилення по постійному струму петлі зворотного зв'язку системи ФАПЧ. Область захвату ніколи не буває більше і майже завжди менше, ніж область утримання.

На виході ГКН отримують частоту, а на його вхід поступає напруга зміщення або сигнал, що управляє, який може бути постійною або змінною напругою. Коли до входу ГКН прикладена постійна або така, що повільно змінюється напруга, його вихідна частота пропорційно змінюється.

Крок сітки частот dF на виході синтезатора можна розрахувати за наступним виразом.

$$dF = f_0 * n, \quad (2.6)$$

Після вибору діапазону ГУН залишається лише розробити фільтр нижніх частот, який є дуже критичною частиною системи.

Вираз для загального коефіцієнта передачі контура, але раніше згадаємо, що ГКН - це інтегратор, має наступний вигляд.

$$\varphi_{\text{вих}} = \int V_2 * K_{\text{ГКН}} dt \quad (2.7)$$

ФД (чи детектор помилки) порівнює фази сигналу опорного генератора V_{REF} і вихідного сигналу ГКН V_0 і виробляє напругу V_1 величина якого залежить від різниці фаз цих сигналів. Якщо ця різниця рівна φ радіан, то вихідна напруга ФД визначатиметься наступним виразом.

$$V_1 = K_\varphi \left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right), \quad (2.8)$$

де K_φ - коефіцієнт передачі "фаза - напруга ФД" розмірністю В/рад.

Вихідна напруга ФД пропускається через ФНЧ для придушення високо-частотних складових і їх гармонік, які є присутніми в опорному сигналі і на виході ГКН. Напруга з виходу ФНЧ посилюється і використовується як що управляє для ГКН (V_C). Його величина складає наступну величину.

$$V_C = K_\varphi A * \left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right), \quad (2.9)$$

де A - коефіцієнт підсилення підсилювача. Така напруга, що управляє, забезпечує зміну частоти ГКН по відношенню до частоти його власних коливань f_0 до наступного рівня.

$$f = f_0 + K_V * V_C, \quad (2.10)$$

де K_V - коефіцієнт передачі "напруга > частота ГКН" розмірністю Гц/В. Коли здійснено захоплення опорного сигналу f_{OP} схемою ФАПЧ, справедлива наступна рівність.

$$f = f_{REF} = f_0 + K_V * V_C, \quad (2.11)$$

Отже

$$V_C = \frac{f_{REF} - f_0}{K_V} = K_\varphi A \left(\varphi - \frac{\pi}{2} \right), \quad (2.12)$$

Отримаємо

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \frac{f_{REF} - f_0}{K_V K_\varphi A}, \quad (2.13)$$

Таким чином, якщо схема ФАПЧ захопила опорний сигнал, то зрушення по фазі між цим сигналом і вихідним сигналом ГКН встановлюється рівним φ , і дві частоти f_{REF} і f_0 будуть точно синхронізовані.

Максимальна напруга на виході ФД має місце при $\varphi = \pi$ і $\varphi=0$ і визначається наступним виразом.

$$V_{l(max)} = \pm K_{\varphi} \frac{\pi}{2}. \quad (2.14)$$

Відповідно максимально можлива керуюча напруга рівне наступному виразу.

$$V_{C(Max)} = \pm K_V * K_{\varphi} * \frac{\pi}{2}. \quad (2.15)$$

В цьому випадку діапазон частот, який може забезпечити на виході ГКН буде визначатись наступним чином.

$$(f - f_0)_{MAX} = K_V V_{C(Max)} = \pm K_V K_{\varphi} \frac{\pi}{2} A. \quad (2.16)$$

Відповідно, максимальний частотний діапазон сигналів опорного генератора, при яких схема ФАПЧ буде знаходитись в режимі захвату, згідно наступного виразу.

$$f_{REF} = f_0 \pm K_V K_{\varphi} \frac{\pi}{2} A = f \pm \Delta f_L. \quad (2.17)$$

Величина $2\Delta f_L$ називається смугою захвату ФАПЧ і визначається згідно наступного виразу.

$$2\Delta f_L = K_V K_\varphi A \pi. \quad (2.18)$$

2.2 Аналіз цифрової ФАПЧ в збуджувачі з СЧ

Прогрес в області мікропроцесорної техніки обумовив появу вимірювальних генераторів з новими принципами формування сигналів. Перевагою цифрових методів синтезу є малий час встановлення частоти коливань при перестройці, що є важливим для функціонування швидкодіючих автоматизованих систем, а також відсутність розриву фази при зміні частоти. В синтезаторах частоти часто є необхідним використання дробного значення коефіцієнта ділення частоти. Метод дробного перетворення частоти часто використовується в найновіших розробках цифрових синтезаторів, які реалізуються по базовій схемі.

В синтезаторі частоти коефіцієнт ділення програмно-керованого подільника частоти (ПКПЧ) змінюється в часі, створюючи послідовність часових циклів визначеної тривалості. Отриманий цикл ділиться ще на декілька підциклів, впродовж кожного з яких коефіцієнт ділення залишається постійним. Зміну коефіцієнта ділення виконують в момент переходу від одного підциклу до іншого так щоб середній за цикл коефіцієнт ділення був рівний заданому. В схемі цифрового синтезатора частоти використовують цифровий фазовий детектор (ЦФД), ЦАП і мікропроцесор (МП). Структурна схема цифрового синтезатора частоти з системою ФАПЧ представлена на рисунку 2.3. На ній також передбачений фільтр (Ф). Також в системі існує цифровий фільтр (ЦФ), який покращує роботу системи. Він може виконуватись на базі МП

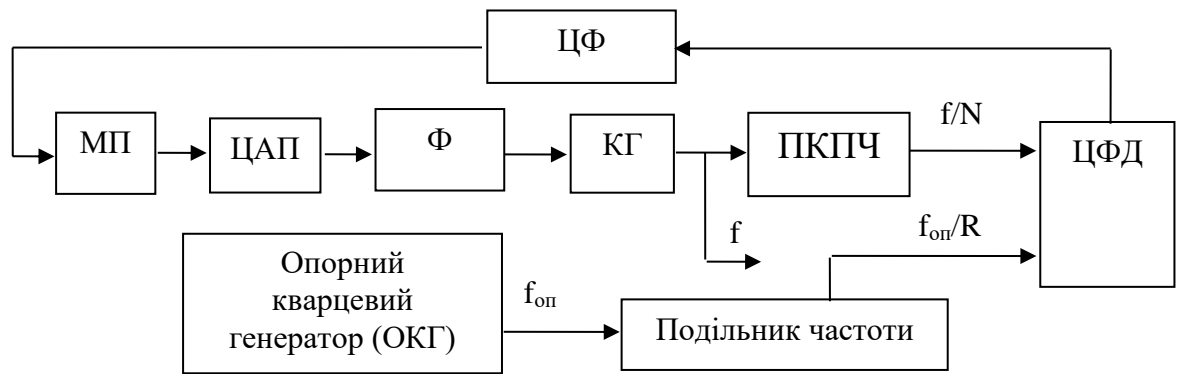


Рисунок 2.3 – Структурна схема цифрового синтезатора частоти з системою ФАПЧ

Підстройку вихідної частоти здійснюють в кінці кожного циклу. Для цього використовують керований генератор, напруга частоти підстройки подається з цифро-аналогового перетворювача.

Сигнал керування (помилки розузгодження) виробляється цифровим фазовим детектором і його рівень відповідає значенню середній за час циклу різниці фаз коливань, отриманих від опорного кварцевого генератора і керованого генератора. Потім сигнал керування з фазового детектора подається на мікропроцесор, який через ЦАП по заданому коду необхідної частоти здійснює програмне керування системою ПКПЧ.

В цілому, сучасні синтезатори будують на одній великій інтегральній схемі, в яку об'єднують практично всі елементи схеми. Також в ці мікросхеми додають система ФАПЧ, яка працює з синтезатором частоти. Сигнал помилки переводиться в цифровий код, обробляється та подається на МП для керування передавачем. Тобто синтезатор частоти і система ФАПЧ ніби доповнюють одна одну. Система ФАПЧ стає складовою синтезатора частоти, допомагає забезпечувати синтезатору частоти стабільність частоти коливань. На структурній схемі, яка представлена на рисунку 2.3 система ФАПЧ виконана на базі МП, який є одночасно і складовою ланкою синтезатора частоти.

Частота опорного генератора $f_{оп}$ ділиться на ціле число R за допомогою вхідного дільника. На його виході виробляється сигнал з частотою f_{REF}/R .

Частота ГКН також ділиться на ціле число N за допомогою дільника в петлі ФАПЧ, набуваючи значень f_0/N . Коли схема ФАПЧ працює в режимі захоплення опорного сигналу, має місце рівність:

$$\frac{f_{REF}}{R} = \frac{f_0}{N} . \quad (2.19)$$

Звідки

$$f_0 = \frac{N}{R} f_{REF} . \quad (2.20)$$

Принциповим в роботі цієї схеми є вибір коефіцієнта ділення частоти. Позначивши частоти у на виході ДПКД через f_p частоту опорного генератора запишемо як

$$f_{зГ} = k \times f_p . \quad (2.21)$$

Змінний коефіцієнт ділення частоти $k_>$ представлений у наступному вигляді.

$$k_> = k + m \times \Delta k , \quad (2.22)$$

де k - опорний коефіцієнт ділення частоти ДПКД,

Δk – крок зміни коефіцієнта ділення частоти,

m – кількість кроків, $m = 0, 1, 2, \dots$

На ФАПЧ діє вхідний сигнал $\Delta\theta[nT]$. Вихідною змінною ФАПЧ є сигнал з виходу ПГ, $\Delta\phi[nT]$.

Можна показати, що при великих значеннях опорного коефіцієнта ділення k і малому кроці зміни коефіцієнта ділення частоти $k\Delta$ характеристика управління ПГ (ДПКД) близька до лінійної. В цьому випадку для моделю-

вання може бути використана модель, ФАПЧ, що описує, з безпосередньою дією на ЗГ. Модель, що розробляється далі, буде справедлива для двох різновидів ФАПЧ.

На ФАПЧ впливає вхідний сигнал $\Delta\theta[nT]$. Вихідний змінної ФАПЧ являється сигнал з виходу ПГ, $\Delta\phi[nT]$.

На практиці в системах синхронізації найбільшого поширення набули ФАПЧ з винесеним ЗГ. Відмітною особливістю цього різновиду ФАПЧ є можливість роботи в режимі утримання синхронізму (holdover mode), який настає при втраті вхідного синхросигналу, що управляє. Моделі першого і другого виду складаються з рівняння замикання

$$\varepsilon[nT] = \Delta\theta[nT] - \Delta\phi[nT]. \quad (2.23)$$

Функцію миттєвої кутової частоти можна представити у вигляді

$$\dot{\phi}(t) = \omega_0 + L(0) + L_S(t) + \xi(t), \quad (2.24)$$

де ω_0 - номінальне значення частоти генератора;

$L(0)$ - випадкова величина з нульовим середнім значенням, що виражає початкову помилку по частоті;

$L_S(t)$ - сукупність незалежних від часу випадкових величин, що моделюють довготривалу нестабільність частоти;

$\xi(t)$ - стаціонарний випадковий процес з нульовим середнім, що описує короткочасні нестабільності генератора.

При роботі в нормальних умовах впливом температурних і інших дестабілізуючих чинників, таких як зміна зовнішнього тиску, вологості, можна нехтувати. Процес $L(0)$, що описує погрішність початкової установки частоти, моделюється як випадковий процес з нульовим середнім і середньквдратиче-

ским відхиленням, рівним точності початкової установки частоти. Процес $L_S(t)$ описує довготривалу нестабільність частоти, яка характеризується частотно-тимчасовою характеристикою (ЧВХ) кварцевого резонатора. Модель довготривалої нестабільності частоти записується у наступному вигляді

$$L_S(t) = K_{дв} * \omega_0 * t, \quad (2.25)$$

де $K_{дв}$ - довготривала відносна нестабільність частоти за сутки,
 t - час, в сутках.

Дискрет підстройки фази рівний наступному виразу.

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{n}. \quad (2.26)$$

Частота опорного сигналу (ОС) та сигналу задаючого генератора визначається одним з наступних відношень.

$$f_{oc} = (m \pm 1) f_{зг} / m, \quad (2.27)$$

або

$$f_{oc} = m f_{зг} / (m \pm 1), \quad (2.28)$$

де $m \gg 1$, число, яке визначає величину дискрета підстройки.

Нехай співвідношення частот $f_{зг}$ і f_{oc} визначається наступним виразом.

$$f_{зг} = \frac{m}{m+1} f_{oc}, \quad (2.29)$$

або

$$t_{3\Gamma} = \frac{m+1}{m} t_{oc}, \quad (2.30)$$

де період сигналу ЗГ (ГКН) визначається за наступним виразом

$$t_{3z} = 1 / f_{3z} \quad (2.31)$$

Період зворотнього зв'язку визначається за наступним виразом.

$$t_{oc} = 1 / f_{oc} \quad (2.32)$$

Період регулювання формується шляхом ділення імпульсною послдовательностизадаючого генератора на $2m$. При цьому період синхросигналу за відсутності корекції рівний $2mt_{3\Gamma}$, а період регулювання кола зворотного зв'язку mt_{3z} .

$$T_p = mt_{3z} = (m+1) * t_{3z}, \quad (2.33)$$

Таким чином, період синхросигналу дорівнює цілому числу (m) періодів сигналу ЗГ і цілому числу ($m+1$) періодів зворотного зв'язку (33).

Тому за відсутності імпульсів корекції на вході підсилювача періодичне фазування синхросигналом не приведе до розриву фази опорного сигналу. Додавання з допомогою імпульсу корекції в послідовність, що формується приведе до зменшення періоду регулювання на величину t_{3z} .

$$T_p = (m-1)t_{3z} = mt_{oc} - \frac{1}{m}t_{oc}. \quad (2.34)$$

Зменшення T_p в одиницях періоду буде мати наступну величину.

$$\frac{m+1}{m}t_{oc} = t_{oc} + \frac{1}{m}t_{oc}. \quad (2.35)$$

Оскільки фаза ЗЗ жорстко "прив'язана" до фронту синхросигналу, та зміна періоду дотримання останнього на величину приведе до зрушення на випередження тимчасового положення фронту синхросигналу відносно нульової фази ЗЗ, через періодичність ЗЗ на наступну величину.

$$\Delta t = \frac{1}{m}t_{oc}, \quad (2.36)$$

Що відповідає зсуву по фазі опорного сигналу на дискрет, рівний наступному значенню.

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{m}. \quad (2.37)$$

Віднімання імпульсу з послідовності ЗГ приведе до збільшення періоду регулювання на t_{3z} .

$$T_p = (m+2)t_{3z} = (m+2)t_{oc} + \frac{1}{m}t_{oc}. \quad (2.38)$$

Це приведе до зсуву на відставання часового положення фронту синхросигналу відносно нульової фази сигналу ЗЗ на наступну величину.

$$\Delta t = -\frac{1}{m}t_{oc}, \quad (2.39)$$

що відповідає зсуву по фазі опорного сигналу на дискрет рівний

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi}{m} . \quad (2.40)$$

Як фазовані ГКН можуть бути використані генератори ударного збудження, по черзі комутовані синхросигналом, генератори прямокутних імпульсів, у тому числі генератори релаксаційного типу. Необхідність фазування зовнішнім сигналом, забезпечення малої тривалості перехідних процесів, простоти реалізації передбачають використання ГКН з невисокими вимогами до їх стабільності.

Визначимо вимоги до стабільності ГКН.

На часовому інтервалі, рівному T_p ГКН працює в режимі вільних коливань. При цьому "набіг" фази ЗЗ відносно ЗГ визначається $\varphi_0(t)$, обумовлений взаємною нестабільністю частот $f_{зг}$ та $f_{ос}$ зростає по лінійному закону.

Періодична функція $\varphi_0(t)$ може бути знайдена наступним чином

$$\varphi_0(t) = 2\pi\delta / t_{ос}, \quad (2.41)$$

де δ - взаємна нестабільність частот $f_{зг}$ та $f_{ос}$. При високій стабільності задавального генератора величина δ визначає відносну нестабільність ГКН.

Вираз 2.41 є дійсним при забезпеченні наступної умови

$$0 < t < T_c .$$

Максимальний набіг фази на інтервалі періоду регулювання складе наступну величину

$$\varphi_m = 2\pi\delta(m+1) \quad (2.42)$$

Середнє значення процесу $\varphi_0(t)$ і дисперсію $\sigma_{\varphi_0}^2$ знайдемо усереднення $\varphi_0(t)$ по часу.

$$\tilde{\varphi}_0(t) = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} \varphi_0(t) dt = \frac{2\pi\delta}{T_C t_{oc}} \int_0^{T_C} t dt = (m+1)\pi\delta, \quad (2.43)$$

$$\sigma_{\varphi_0}^2 = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} [\varphi_0(t) - \tilde{\varphi}_0(t)]^2 dt = \frac{[\pi\delta(m+1)]^2}{3}. \quad (2.44)$$

Середньоквадратичне відхилення “набігу” фази

$$\sigma_{\varphi_0} = \sqrt{\sigma_{\varphi_0}^2} = \frac{\pi\delta(m+1)}{\sqrt{3}}. \quad (2.45)$$

Максимальне відхилення відносно середнього значення рівне

$$\Delta\varphi_M = \varphi_M - \tilde{\varphi}_0(t). \quad (2.46)$$

Таким чином, максимальне відхилення “набігу” фази відносно середнього значення рівне

$$\Delta\phi_M = \pi\delta(m+1). \quad (2.47)$$

Інтенсивність флуктуацій фази відносно середнього значення у відсутність шумів на вході визначає помилку синхронізації в системі, побудованій на основі аналізованого цифрового керованого генератора, оскільки в стаціонарному режимі система відстежує середнє значення. Відомо, що максимальна помилка синхронізації системи, обумовлена дискретністю корекції фази

у відсутність шумів на вході дорівнює величині дискрета підстроювання фази ($2^{\pi/m}$).

Прийнявши величину ($2^{\pi/m}$) за максимально допустиме відхилення відносно середнього значення отримаємо наступний вираз.

$$\Delta\phi = (m + 1). \quad (2.48)$$

Зазначений вище вираз є дійсний при виконанні наступної умови.

$$\pi * \delta \leq 2\pi / m. \quad (2.49)$$

Визначимо допустиму нестабільність частоти ГКН.

$$\delta \leq 2/m * (m + 1),$$

де δ – відносна нестабільність частоти ГКН.

Виконання цієї умови дозволить при розрахунку динамічної помилки стеження враховувати нестабільність задаючого генератора. Розрахункові величини відносної нестабільності представлені в таблиці 2.1. Виконання цієї умови дозволить у формулі для розрахунку динамічної помилки стеження враховувати нестабільність задаючого генератора. Результати розрахунку показують, що прийнятна точність може бути досягнута при відносній нестабільності $10^{-3}..10^{-4}$, що може бути забезпечене при використанні LC-генераторів.

Таблиця 2.1 – Залежність допустимих значень відносної нестабільності синхронизованих генераторів, від величини дискрету підстройки.

№ п/п	$\Delta\varphi$	δ
1	$2\pi/256$	$3*10^{-5}$
2	$2\pi/100$	$2*10^{-4}$
3	$2\pi/64$	$4,8*10^{-4}$
4	$2\pi/32$	$1,9*10^{-3}$

Якщо частота еталонного сигналу менше граничної частоти перемикання елементної бази, цифровий керований генератор може бути виконаний за комбінованою схемою з використанням дільника. При цьому збільшенням дискрету підстроювання знижуються вимоги до стабільності ГОС. Для збереження заданої величини дискрету підстроювання пропорційно збільшується частота ЗГ і ГОС і виробляється подальше ділення опорного сигналу до частоти еталонного. Таким чином, використання методу часової трансформації дозволяє значно (в десятки раз) розширити частотний діапазон роботи ФАПЧ.

2.3 Розробка структури мобільного передавача з цифровим ФАПЧ

Згідно завдання бакалаврської роботи даний передавач має працювати з сигналами з ЧМ модуляцією. Робота з сигналами ЧМ, в порівнянні з АМ дозволяє використовувати значно менше енергії, що є актуальним для мобільних передавачів, де важливою характеристикою є час роботи від батареї живлення.

В найпростішому випадку, в одно та двоканальних передавачах частотну модуляцію здійснюють шляхом дії сигналу, що передається на сигнал з високою частотою коливань, який генерується ЧМ генератором. Така дія

здійснюється в блоці ЧМ модулятора (ЧМ на рисунку 2.4). При цьому не змінна центральна частота коливань генерується збуджувачем. Загальна структурна схема ЧМ передавача представлена на рисунку 2.4.

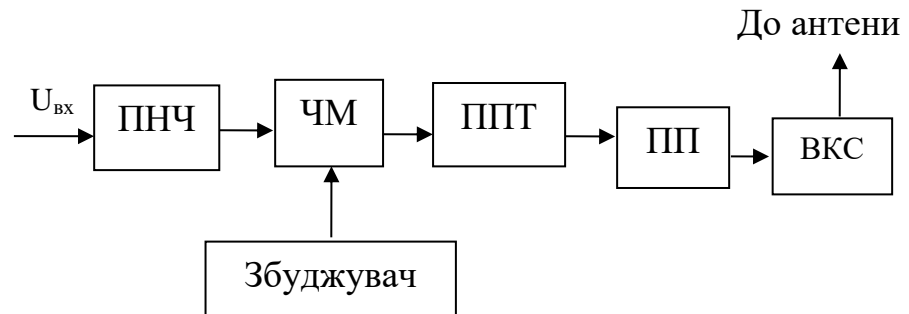


Рисунок 2.4 – Загальна структурна схема ЧМ передавача

Частота модульованих коливань поступає на підсилювально-помножувальне коло, яке забезпечує необхідне помноження частоти, а також його підсилення.

Для уникнення випромінювання на інших частотах та забезпечення стабільності частоти випромінювання передавача амплітудно-частотна характеристика тракту попереднього підсилення повинна мати специфічну форму. Тобто цей тракт має складатись з вибірних підсилювачів, які мають містити у своєму складі вибірні системи. Це є необхідним, так як ЧМ модулятор, являє собою змішувач, на виході якого має стояти фільтр для виділення необхідної складової. Вихідний сигнал змішувача, тобто ЧМ модулятора, виконаного за такою схемою буде містити багато гармонічних складових, які, у разі недостатньої фільтрації може створювати заваду для інших передавачів, працюючих на схожих частотах. Тому в останньому підсилювальному каскаді, який є підсилювачем потужності (ПП) має також знаходитись вибірна система. Або за її відсутності, або недостатньої фільтрації використовують вихідну коливальну систему (ВКС), задачею якої є узгодження вихідного опору підсилювача потужності та додаткова фільтрація вихідного сигналу передавального пристрою.

Підсилювач низької частоти (ПНЧ) здійснює попереднє підсилення низькочастотного сигналу, інформаційного сигналу. У випадку необхідності передачі цифрового інформаційного сигналу, тобто коду ПНЧ залишають, а цифровий код переводять у дві різні частоти, які характеризують різні логічні рівні. Сигнал з виходу збуджувача підсилюється каскадом попереднього підсилення (КПП).

Керуючись висновками двох попередніх пунктів, будуємо передавач з використанням синтезатора частоти у збуджувачі. Цей вибір зумовлений тим, що цифрові синтезатори частоти забезпечують кращі характеристики передавача при забезпеченні найменшого енергоспоживання системи.

На рисунку 2.5 представлена детальна структурна схема ЧМ передавача з використанням цифрового синтезатора частоти та системи ФАПЧ. До неї доданий індикатор частоти, а також батарея живлення системи.

Спроектована структурна схема дозволяє будувати принципову схему високоякісного передавача, який буде споживати малу потужність, що забезпечить тривалу роботу від батареї, а також малу принципову схему з малою кількістю коливальних контурів що дозволить покращити стійкість пристрою до механічних впливів, а також зменшить габарити пристрою.

У даному передавачі напруга настройки, яку забезпечує синтезатор частоти з системою ФАПЧ подається на більшість каскадів передавача, що забезпечує його точну настройку і таким чином дозволяє більш ефективно використовувати споживану, від батареї живлення потужність, що в результаті зменшує величину розсіюваної і споживаної потужності передавача в цілому, і таким чином збільшує тривалість роботи передавача від батареї живлення. Тому система ФАПЧ є необхідністю у передавачах такого типу.

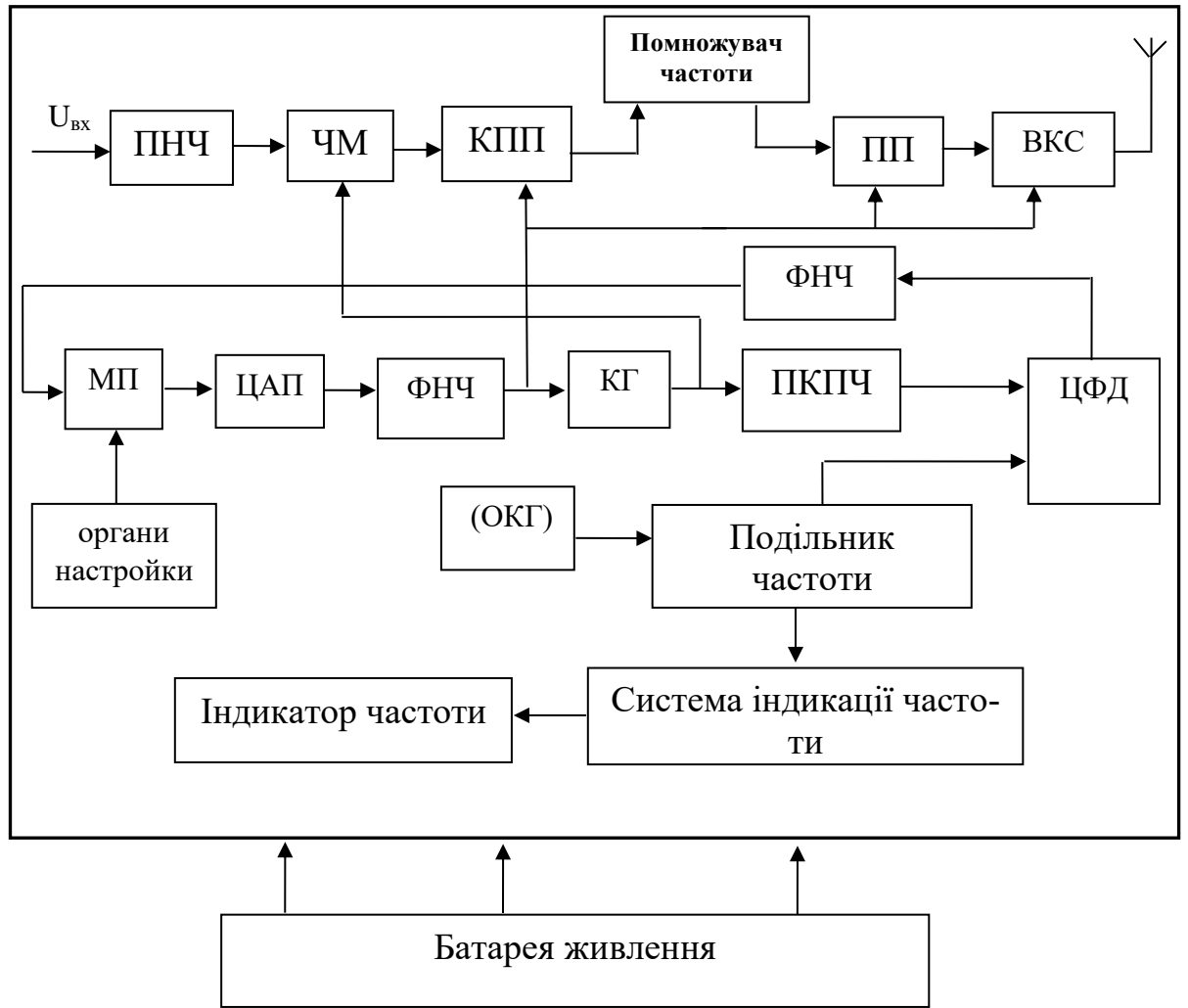


Рисунок 2.5 – Детальна структурна схема ЧМ передавача

Використання саме цифрової ФАПЧ, в порівнянні з аналоговою, додатково збільшує тривалість роботи передавача від батареї живлення.

3 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ БАЗОВИХ БЛОКІВ МОБІЛЬНОГО ПЕРЕДАВАЧА З СИСТЕМОЮ ФАПЧ

3.1 Дослідження вихідної коливальної системи

Існує декілька варіантів побудови вихідної коливальної системи та побудови вихідного каскаду передавача. Серед них основними є проста та складна схема виходу, а також П-подібний фільтр.

Проста схема виходу характеризується простотою схеми, так як складається з одного коливального контура. Тому дана схема проста з точки зору налаштування коливального контура, проста в побудові і ремонті. Але одним з її недоліком є вихід з лади вихідного каскаду передавача у разі обриву антенного кола, адже у разі обриву антени в емітерному колі транзисторів вихідного каскаду розсіюється велика потужність, що може призвести до виходу з ладу активного елемента вихідного каскаду передавача.

Складна схема виходу не має такого недоліка, але характеризується більшою кількістю елементів. Складна схема виходу характеризується кращою вибірністю, більшим коефіцієнтом корисної дії, що є дуже важливим, адже від цього залежить ККД всього передавача. Так як даний блок безпосередньо з'єднаний з вихідним каскадом передавача, тобто з підсилювачем потужності, і безпосередньо впливає на режим роботи передавача то попередній розрахунок даної схеми приведений у наступному пункті.

3.2 Дослідження підсилювача потужності

У даному передавачі використовуємо двотактну схему кінцевого каскаду підсилювача потужності високої частоти (Рисунок 3.1). При цьому ведемо розрахунок проводиться для одного плеча каскаду, так як інше плече каскаду знаходиться в аналогічному режимі роботи. Також, в іншому плечі каскаду

використовується транзистор такого ж типу, що приводить до аналогічності розрахунку. Тому немає сенсу розраховувати і інше плече.

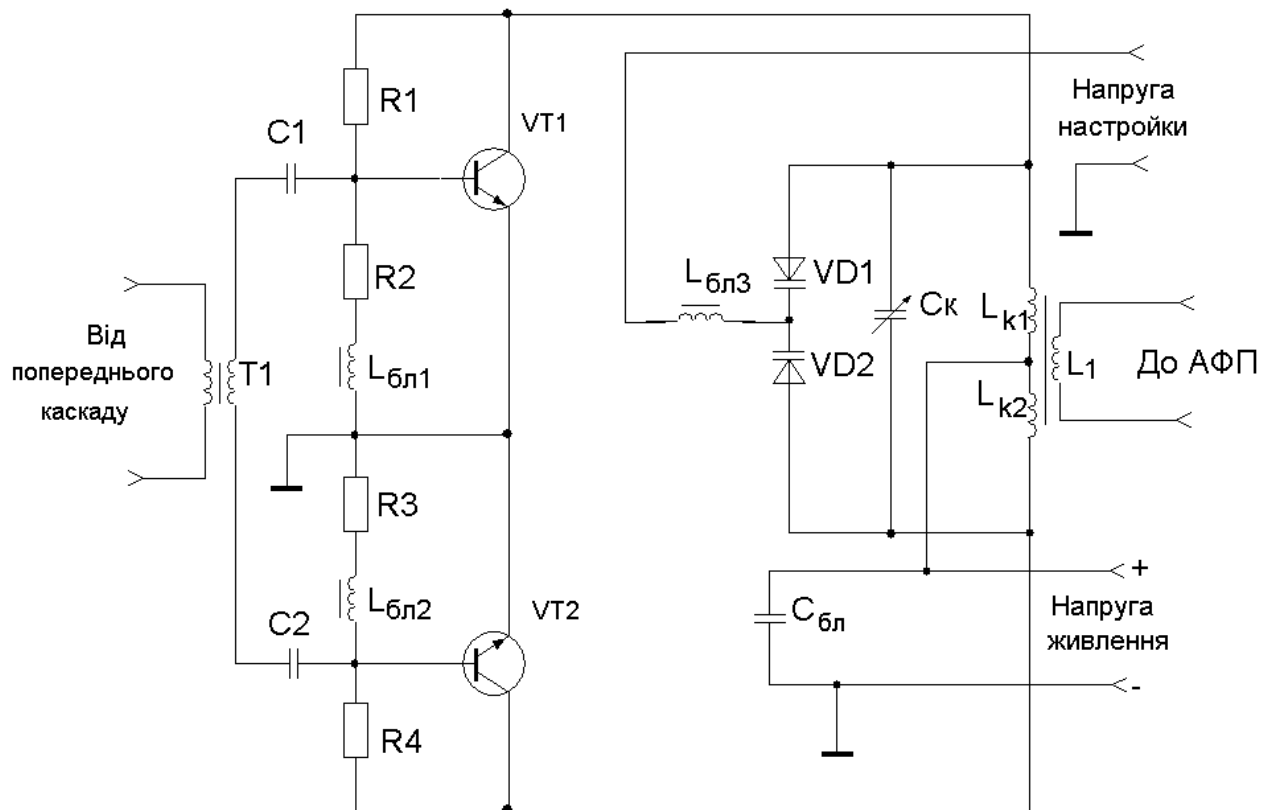


Рисунок 3.1 – Електрична схема вихідного каскаду передавача

Особливістю розрахунку при цьому є те, що загальний коефіцієнт підсилення каскаду є сума коефіцієнтів підсилення окремих плеч. Обираємо слабоперенапружений режим роботи каскаду. Передбачаємо даний каскад працює в режимі класу В, тобто кожне плече підсилює одну напівхвилю вхідного сигналу.

Таким чином даний каскад, в ідеальному випадку вносить додаткових складових у спектр сигналу, у реальному їх величина не значна, також каскад забезпечує фільтрацію вищих гармонічних складових за допомогою резонансної коливальної системи, яка є навантаженням каскаду. Даний режим роботи каскаду дозволяє отримати досить високий, в порівнянні з іншими режимами коефіцієнт підсилення при високому ККД.

Для визначення необхідної потужності передавача скористуємось наступним виразом

$$P_{A(ЧМ)} = k * P_{вих}, \quad (3.1)$$

де k – коефіцієнт запасу, обираємо його на рівні 1,15;

$P_{вих}$ – необхідна вихідна потужність передавача (потужність в антені).

$$P_{A(ЧМ)} = 1,15 * 10 = 11,5 \text{ (Вт)}.$$

Визначаємо потужність, яку необхідно отримати з ПП. При цьому враховуємо ККД вихідного трансформатора.

$$P_{ЧМ} \geq P_{A(ЧМ)} / \eta_{ф.с.}, \quad (3.2)$$

де $\eta_{ф.с.}$ – ККД фільтруючої (коливальної, узгоджувальної) системи передавача, визначаємо на рівні 90%;

$$P_{ЧМ} \geq \frac{11,5}{0,9} \geq 12,6 \text{ (Вт)}.$$

Отже, так як каскад є двотактним, то з кожного транзистора знімається потужність 6,4 Вт.

Тепер необхідно обрати такий транзистор, який би міг забезпечити таку потужність.

Так, як кут відсічки роботи даного каскаду складає 90° , то ККД підсилювального каскаду визначається близьким до 67%.

Звідси визначаємо, потужність, яка буде розсіюватись на колекторах вихідних транзисторів. Для цього скористуємось наступним виразом

$$P_{роз} = P_{чМ} * \frac{1-\eta}{\eta}, \quad (3.3)$$

де η – коефіцієнт корисної дії підсилювального каскаду, вище визначений на рівні 75%.

$$P_{роз.} = 12,6 * \frac{1-0,75}{0,75} = 4,1 \text{ (Вт)}$$

Така потужність розсіюється на всіх транзисторах. Так як у каскаді два транзистора, то на кожному розсіюється по 2,05 Вт.

Визначаємо, яка максимальна напруга, може виникнути на колекторному переході транзистора. Для цього спочатку визначимо діюче значення напруги вихідного сигналу. Для цього скористаємось наступним виразом

$$U_{вих} = \frac{\sqrt{P_{чМ} * R_A}}{2}, \quad (3.4)$$

де R_A – опір антенного кола, за ТЗ він складає 50 Ом.

$$U_{вих} = \frac{\sqrt{12,8 * 50}}{2} = 12,65 \text{ (В)}.$$

Отже, величина діючої напруги на колекторі кожного транзистора двотактної схеми модуля буде складати 12,65 В. Визначаємо амплітудне значення напруги.

$$U_{A_вих} = U_{вих} * \sqrt{2} \quad (3.5)$$

$$U_{A_вих} = 12,65 * \sqrt{2} = 17,83 \text{ (В)}.$$

Визначаємо діюче значення струму на виході ПП.

$$I_{вих} = \frac{U_{вих}}{R_A}, \quad (3.6)$$

$$I_{вих} = \frac{12,65}{50} = 0,25 \text{ (A)}.$$

Визначаємо амплітудне значення струму на навантаженні.

$$I_{A_вих} = I_{вих} * \sqrt{2}, \quad (3.7)$$

$$I_{A_вих} = 0,25 * \sqrt{2} = 0,353 \text{ (A)}.$$

Визначаємо напругу живлення каскаду. Для цього скористаємось наступним виразом.

$$U_{жс} = \frac{U_{A_B_B}}{0,75..0,85} \quad (3.8)$$

$$U_{жс} = \frac{17,83}{0,85} = 21 \text{ (B)}.$$

Отже, обираємо напругу живлення на рівні 21 В.

Так як данні підсилювальні модулі працюють на навантаження у вигляді коливальних контурів, то у певний момент часу, у коливальному контурі може виникнути електрорушійна сила самоіндукції, що призведе до великої колекторної напруги на транзисторі. Тому необхідно обрати транзистор, який може витримати напругу, не менш як у двічі більшу за величину напруги, визначеної вище.

Користуючись довідником [3] обираємо транзистор типу 2SC2028. Він має наступні характеристики:

- Максимально допустимий струм колектора: 0,5 А;
- Максимально допустима напруга колектор – база: 50 В;

- Максимально допустима напруга колектор – емітер: 50 В;
- Максимально допустима потужність на колекторі 10 Вт.;
- Частота одиничного підсилення: 800 МГц;
- Коефіцієнт підсилення каскаду, ввімкненого за схемою «спільний емітер»: не менше 150 раз.
- Структура транзистора: Біполярний транзистор р-типу;
- Вихідна ємність колекторного переходу транзистора 4 пФ;
- Вихідна ємність емітерного переходу транзистора 15 пФ.

Визначаємо коефіцієнт підсилення транзистора, який працює на максимальній частоті передавача 144 МГц.

$$K' = \left(\frac{f_{од}}{f_{роб}} \right), \quad (3.9)$$

де $f_{од}$ – гранична частоти роботи транзистора, при якій статичний коефіцієнт підсилення транзистора дорівнює одиниці;

$f_{роб}$ – частота, на якій працює транзистор, для розрахунків приймаємо крайній випадок, максимальна частота.

$$K' = \left(\frac{800}{144} \right) = 5,55 \text{ (раз)}.$$

Так як у вихідному каскаді знаходиться два транзистори, то їх загальний коефіцієнт підсилення складе K_p^2 11,1 раз.

Таким чином використання декількох транзисторів у вихідному каскаді передавача, між якими розподіляється потужність дозволяє використовувати транзистори з гіршими параметрами, ніж у випадку використання одного транзистора у модулі, що дозволяє використовувати більш дешеві транзистори, забезпечити їхній нормальний режим роботи, ефективно відвести тепло з

їх кристалів. І це є безумовно позитивним фактором, що зумовив використання такої побудови схеми.

Визначаємо величину потужності, вхідного сигналу каскаду ПП.

$$P_{\text{вхПП}} = \frac{P_{\text{чМ}}}{0,5 * (K_p^2)},$$

$$P_{\text{вхПП}} = 12,6 / 61,6 = 0,22 \text{ (Вт)}.$$

Визначаємо номінали елементів коливального контура. Передбачається, що він буде перестроюватись за допомогою варикапу.

Обираємо варикап типу ВВ512. Він може мати ємність в межах: 10...18 пФ. Паралельно з ним встановлюємо підстроєчний конденсатор номіналом 2..8 пФ.

Враховуючи паразитні зв'язки мінімальна ємність контура C_k складе 15 пФ. При цьому частота настройки 144 МГц. Визначаємо номінал індуктивності.

$$L_k = 2,53 * 10^4 / (f_{\text{роб}}^2 * C_k), \quad (3.10)$$

$$L_k = 2,53 * 10^4 / ((144 * 10^6)^2 * 15 * 10^{-12}) = 0,083 \text{ (мкГн)}.$$

Визначаємо елементи, які забезпечують режим роботи каскаду, визначаємо номінал резисторів. Користуючись вхідною і вихідною характеристиками транзистора обираємо робочу точку на початку лінійної ділянки. При цьому напруга зміщення складає 0,5 В. Це стосується обох плеч каскаду. При напрузі зміщення $U_{\text{БЕ0}}$ на рівні 0,5 В, базовий струм транзистора в режимі спокою буде мати величину 5 мА

$$R_2 = R_3 = \frac{U_{BE0}}{I_{под}}, \quad (3.11)$$

де $I_{под}$ – струм подільника, зазвичай він є на порядок більший за струм бази транзистора в режимі спокою.

$$R_2 = R_3 = \frac{0,5}{50 * 10^{-3}} = 10 \text{ (Ом)}.$$

Тепер визначаємо спад напруги на резисторах R_1 та R_4 .

$$U_{R1} = U_{R2} = U_{жс} - U_{BE0}, \quad (3.12)$$

$$U_{R1} = U_{R2} = 21 - 0,5 = 20,5 \text{ (В)}.$$

$$R_1 = R_4 = \frac{U_{R1}}{I_{под}} = 410 \text{ (Ом)}.$$

Визначаємо номінал блокуючої ємності $C_{бл}$, по живленню каскаду та розв'язуючих індуктивностей L_1 та L_2 .

$$C = \frac{(20...40)}{2\pi f_p R_p}, \quad (3.13)$$

$$C = \frac{30}{2 * 3,14 * 144 * 10^6 * 100} = 3120 * 10^{-12} \text{ (Ф)},$$

$$X_{L_{бл}} = (10...25) * (R_1 + R_2), \quad (3.14)$$

$$L_{бл} = \frac{X_{L_{бл}}}{2\pi f_p}, \quad (3.15)$$

$$X_{L_{бл}} = 25 * (10 + 410) = 10500 \text{ (Ом)},$$

$$L_{\text{бл}} = \frac{10500}{2 * 3,14 * 144 * 10^6} = 18 * 10^{-6} \text{ (Гн)}.$$

3.3 Дослідження помножувача частоти

Помножувач-підсилювач частоти дозволяє виконувати підсилення сигналу на двох різних частотах, що унеможливорює вплив одного тракту підсилення на інший. Вхідні данні для перетворювача приводимо далі (рис. 3.2). Передбачаємо, що коефіцієнт помноження частоти складе 3 рази. Його вихідна потужність має складати 0,22 Вт. Максимальна вихідна частота 144 МГц. Мінімальна 120 МГц.

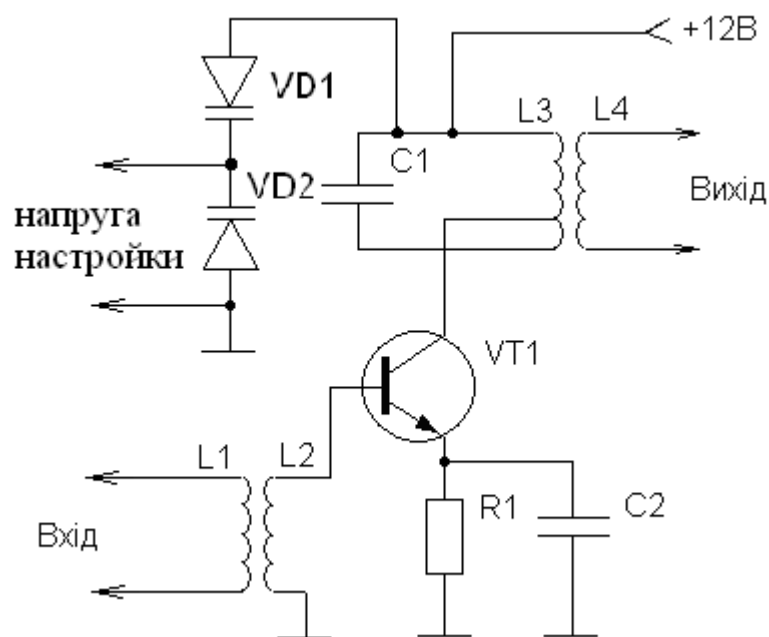


Рисунок 3.2 – Підсилювач помножувач

Передбачаємо, що транзистор підсилювача помножувача працює у режимі класу С з кутом відтину струму колектора $\theta = 60^{\circ}$. Коефіцієнти Берга при цьому складають $\alpha_0 = 0,391$; $\alpha_1 = 0,138$; Для зручності забезпечення

живлення обираємо напругу живлення, близьку до напруги живлення вихідного каскаду. Обираємо напругу живлення E_K на рівні 18 В.

Коефіцієнт використання колекторної напруги прийmemo $\zeta = 0,8$.

Визначаємо амплітуду контурної напруги.

$$U_K = \zeta E_K, \quad (3.16)$$

$$U_K = 0,8 * 18 = 14,4 \text{ (В)}.$$

Максимальна колекторна напруга:

$$E_{Kmax} = E_K + U_K, \quad (3.17)$$

$$E_{Kmax} = 14,4 + 18 = 32,4 \text{ (В)}.$$

Колекторний струм третьої гармоніки

$$I_{K3} = \frac{2P_{\text{exIII}}}{U_K}, \quad (3.18)$$

$$I_{K3} = \frac{2 * 0,22}{18} = 0,024 \text{ (А)}.$$

Амплітуда імпульсу колекторного струму:

$$I_{KM} = \frac{I_{K3}}{\alpha_3}, \quad (3.19)$$

$$I_{KM} = \frac{0,024}{0,138} = 0,145 \text{ (А)}.$$

Постійний споживаний струм

$$I_{KO} = \alpha_0 * I_{KM}, \quad (3.20)$$

$$I_{\kappa o} = 0,391 * 0,145 = 0,052 \text{ (A)}$$

Споживана потужність

$$P_0 = E_k * I_{\kappa o}, \quad (3.21)$$

$$P_0 = 14,4 * 0,052 = 0,75 \text{ (Вт)}.$$

Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = \frac{P_{\text{ВхIII}}}{P_0}, \quad (3.22)$$

$$\eta = \frac{0,22}{0,75} = 0,29.$$

Потужність розсіюється на колекторі

$$P_K = P_0 - P_{\text{ВхIII}}, \quad (3.23)$$

$$P_K = 0,75 - 0,22 = 0,53 \text{ (Вт)}.$$

Еквівалентний опір навантаження

$$R_E = \frac{U_K^2}{2 * P_{\text{ВхIII}}}, \quad (3.24)$$

$$R_E = \frac{324}{2 * 0,22} = 736,4 \text{ (Ом)}.$$

Параметри контуру навантаження

$$L_3 = \frac{R_E}{2\pi_p Q\rho}, \quad (3.25)$$

$$L_3 = \frac{736,4}{2 * 3,14 * 144 * 10^6 * 100 * 0,1} = 78,3 \text{ (нГн)}.$$

$$C_1 = \frac{Q * \rho}{2 * \pi * f_p * R_E}, \quad (3.26)$$

$$C_1 = \frac{100 * 0,1}{2 * 3,14 * 144 * 736,4} = 5,2 \text{ (пФ)}.$$

Напряга зміщення максимальна миттєва

$$E_{зм} = \frac{I_{км}}{S(1 - \cos\theta)} - E_{Б0}, \quad (3.27)$$

$$E_{зм} = \frac{145}{50 * (1 - \cos 60^\circ)} - 0,5 = 1,19 \text{ (В)}$$

Розраховуємо величину опору емітерного кола

$$R_1 = \frac{E_{зм}}{I_{ко}}, \quad (3.28)$$

$$R_1 = \frac{1,19}{0,145} = 8,2 \text{ (Ом)}.$$

R_1 то є С2-23-0,5-8,1Ом±10%

Ємність блокуючого конденсатора C_2 :

$$C_2 \geq \frac{100}{2\pi \cdot f_1 \cdot R_1}, \quad (3.29)$$

$$C_2 \geq \frac{100}{2 * 3,14 * 144 * 10^6 * 8,2} = 967 \text{ (пФ)}.$$

$C_2 : K10 - 17 - 50B - M1500 - 1000\text{пФ} \pm 10\%$

Вхідний струм

$$I_{ex} = \frac{I_{к3}}{h_{21E}} + 2\pi f C_K * U_K, \quad (3.30)$$

$$I_{ex} = \frac{0,024}{50} + 2 * 3,14 * 144 * 10^6 * 10 * 14,4 = 6,3 \text{ (мА)}.$$

В результаті розрахунків було визначено основні параметри вихідного каскаду передавача та визначена його ефективність.

3.4 Дослідження каскаду попереднього підсилення

В даному розділі необхідно розрахувати каскад попереднього підсилення. Його принципова схема представлена на рисунку 3.3.

Вхідні дані для розрахунку попереднього каскаду:

- задана вихідна коливальна потужність $P_2 = 0,03$ (Вт);

Так даний каскад працює з не високими потужностями, то для зменшення гармонічного складу вихідного сигналу передбачаємо величину кута відсічки на рівні 180°

Визначаємо необхідну вихідну напругу каскаду.

$$U_{вих_2} = \frac{U_{Вих_А}}{K_p * K_{P_помн} * 0,5}, \quad (3.31)$$

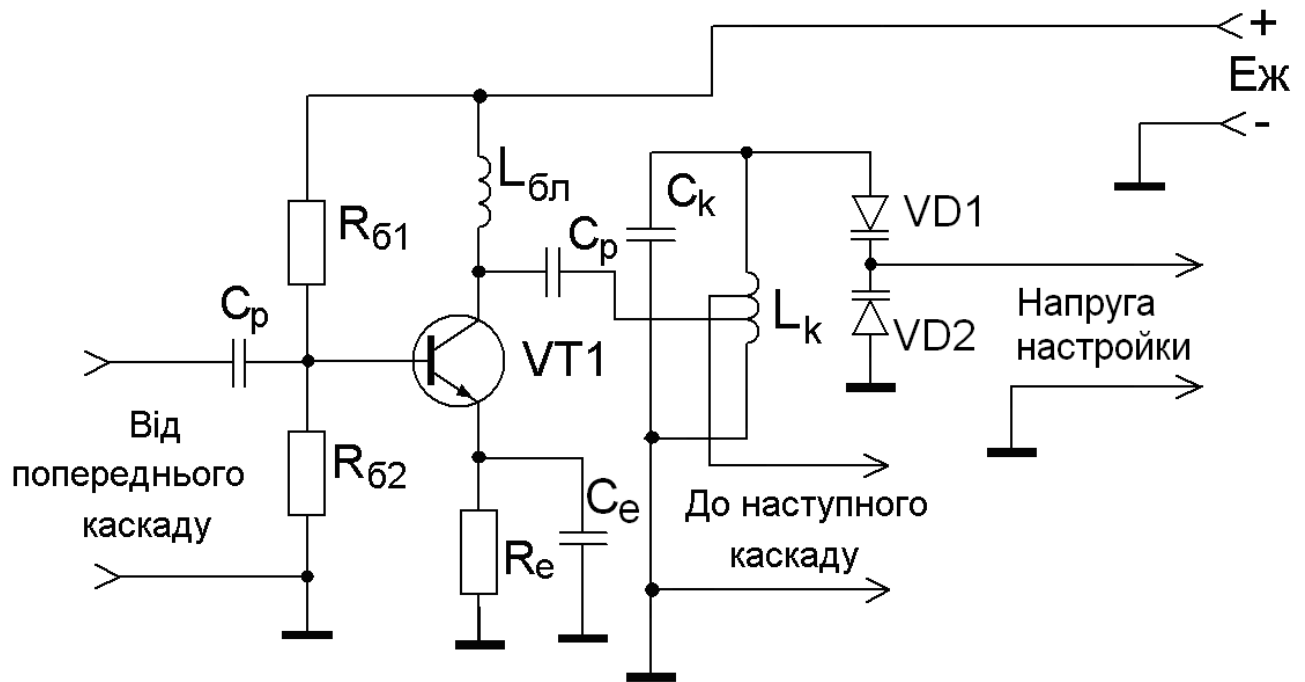


Рисунок 3.3 – Схема каскаду попереднього підсилення

$$U_{вих_2} = \frac{12,65}{11,1 * 2,8 * 0,5} = 0,82 \text{ (В);}$$

Визначаємо амплітудне значення

$$U'_{вих_2} = U_{вих_2} * \sqrt{2}, \quad (3.32)$$

$$U'_{вих_2} = 0,82 * \sqrt{2} = 1,142 \text{ (В).}$$

Визначаємо вихідний струм каскаду.

$$I_{вих_2} = \frac{I_{Вих_A}}{K_p * K_{P_помп} * 0,5} \quad (3.33)$$

$$I_{вих_2} = \frac{0,25}{11,1 * 2,8 * 0,5} = 0,016 \text{ (А),}$$

$$I'_{вих_2} = I_{вих_2} * \sqrt{2} \quad (3.34)$$

$$I'_{\text{вих}_2} = 0,016 * \sqrt{2} = 0,023 \text{ (A)}.$$

Вище було передбачено, що даний помножувач служить, для помноження робочої частоти пристрою у три рази. При цьому діапазон робочої частоти передавача лежить від 120 до 144 МГц, що вказує на те, що у даному каскаді є важливим вибір транзистора. Він має мати достатній коефіцієнт підсилення на високій частоті.

Визначаємо величину розсіювану потужність. При цьому, так як даний каскад працює з кутом відсічки на рівні 180° , то його ККД η_2 складає приблизно 25% [5].

$$P_{\text{роз}} = P_{\text{вих}_2} * \frac{1 - \eta_2}{\eta_2}, \quad (3.35)$$

Максимальна робоча частота складає 144 МГц.

$$P_{\text{роз}} = 0,03 * \frac{1 - 0,25}{0,25} = 0,09 \text{ (Вт)}.$$

Маючи основні вимоги до транзистора, в якості активного елемента для даного каскаду обираємо транзистор типу 2N1992. Його основні параметри приведені в таблиці 3.1.

Розрахуємо напругу живлення [6]

$$E_{\text{ж}} = (0,45 - 0,5) * U_{\text{КЕ}_{\text{max}}}, \quad (3.4.6)$$

$$E_{\text{ж}} = 0,45 * 40 = 18 \text{ (В)}.$$

Визначаємо коефіцієнт підсилення каскаду.

$$K_2 = \left(\frac{f_{од2}}{f_{роб}} \right), \quad (3.37)$$

$$K_2 = \left(\frac{900}{144} \right) = 6,25 \quad (\text{раз}).$$

Таблиця 3.1 – основні параметри транзистора 2N1992

Величина	Номінал
Гранична частота підсилення $f_{ад}$, МГц	900
Максимальна напруга колектор- емітер U_{KE_max} , В	40
Максимальна напруга база- колектор $U_{БК_max}$, В	40
Максимальний струм колектора I_K , мА	60
Максимальний струм бази I_A , А	20
Ємність емітера C_E , пФ	10
Ємність колектора C_K , пФ	3
Статичний коефіцієнт передачі в схемі СЕ h_{21e}	70
Максимальна потужність позсію- вання $P_{вих}$, Вт	0,25

Отже коефіцієнт підсилення даного каскаду за напругою, і за струмом буде складати 6,25 раз. Визначаємо коефіцієнт підсилення за потужністю.

Визначаємо амплітуду напруги на вході каскаду

$$U'_{\text{ex}2} = \frac{U_{\text{вх}2}}{K_2 * 0,7}, \quad (3.38)$$

$$U'_{\text{ex}2} = \frac{1,142}{6,25 * 0,7} = 0,26 \quad (\text{В}).$$

Діюче значення буде визначатись

$$U_{\text{вх}2} = \frac{U'_{\text{вх}2}}{\sqrt{2}} \quad (3.39)$$

$$U_{\text{вх}2} = \frac{0,26}{1,41} = 0,184 \quad (\text{В}).$$

Визначаємо величину вхідного струму.

$$I'_{\text{ex}2} = \frac{I_{\text{вх}2}}{K_2 * 0,7} \quad (3.40)$$

$$I'_{\text{ex}2} = \frac{0,023}{6,25 * 0,7} = 0,006 \quad (\text{А}).$$

Діюче значення буде визначатись

$$I_{\text{вх}2} = \frac{I'_{\text{вх}2}}{\sqrt{2}} \quad (3.41)$$

$$I_{\text{вх}2} = \frac{0,006}{1,41} = 0,0043 \quad (\text{В}).$$

Визначаємо вхідну потужність

$$P_{\text{вх}2} = \frac{P_{\text{вих}2}}{0,5 * (K_2)^2} \quad (3.42)$$

$$P_{\text{вх}2} = \frac{0,03}{0,5 * (6,5)^2} = 0,0015 \quad (\text{Вт}).$$

Визначаємо постійну складову струму колектору

$$I_{K0} = \alpha_0 * I_{\text{вих}2} \quad (3.43)$$

$$I_{K0} = 0,5 * 0,023 = 0,0115 \text{ (А)}.$$

Визначаємо загальну величину колекторного струму, включаючи постійну та змінну складову.

$$I_{k_заг} = I_{K0} + I_{\text{вих}2} \quad (3.44)$$

$$I_{k_заг} = 0,0115 + 0,023 = 0,0345 \text{ (А)}.$$

Визначимо потужність що підводиться.

$$P_0 = U_{\text{вих}2} * I_{k_заг} \quad (3.45)$$

$$P_0 = 1,142 * 0,0345 = 0,039 \text{ (Вт)}.$$

Передбачаємо, що в режимі спокою, спад напруги на резисторі R_k складає половину від напруги живлення. У цьому випадку опір резистора R_k можна визначити, за допомогою наступного виразу.

$$R_K = \frac{U_{жс}}{2 * I_{K0}} \quad (3.46)$$

$$R_K = \frac{18}{2 * 0,0115} = 782,6 \quad (\text{Ом})$$

З ряду стандартних номіналів резисторів обираємо номінал 810Ом. Знайдені величини є меншими за максимально допустимі, отже транзистор обраний вірно.

Далі визначаємо постійні складові базового та емітерного струмів.

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{h_{21E}}, \quad (3.47)$$

$$I_{B0} = \frac{0,0115}{70} = 0,164 * 10^{-3} \quad (\text{А}).$$

$$I_{E0} = I_{K0} + I_{B0}, \quad (3.48)$$

$$I_{E0} = 0,0115 + 0,164 * 10^{-3} = 11,664 * 10^{-3} \quad (\text{А}),$$

Визначаємо номінали резисторів R_e , R_{B1} , R_{B2} . Передбачаємо, що на R_e маємо спад напруги U_e на рівні 10 % від напруги джерела живлення, тобто це складає 1,8 В.

$$R_e = \frac{U_e}{I_{K0}}, \quad (3.49)$$

$$R_e = \frac{1,8}{0,0115} = 156,5 \quad (\text{Ом}).$$

Користуючись вхідною та вихідною характеристиками транзистора [6] обираємо напругу зміщення U_{BE0} , при якій маємо струм спокою бази, який зазначений вище, обираємо на лінійній ділянці, обираємо на рівні 0,7 В.

$$R_{B2} = \frac{U_{BE0}}{I_{\text{под}}}, \quad (3.50)$$

де $I_{\text{под}}$ – струм подільника, зазвичай він обирається з наступної умови.

$$I_{\text{под}} \geq (10 \dots 20) * I_{B0} \quad (3.51)$$

$$I_{\text{под}} = 15 * 0,164 * 10^{-3} = 2,46 * 10^{-3} \text{ (А)}.$$

$$R_{B2} = \frac{0,7}{2,46 * 10^{-3}} = 284,6 \text{ (Ом)}.$$

Визначаємо спад напруги на резисторі R_{B1} .

$$U_{RB1} = U_{\text{ж}} - U_{BE0}, \quad (3.52)$$

$$U_{RB1} = 18 - 0,7 = 17,3 \text{ (В)}.$$

$$R_{B1} = \frac{U_{RB1}}{I_{\text{под}}}, \quad (3.53)$$

$$R_{B1} = \frac{17,3}{2,46 * 10^{-3}} = 7 * 10^3 \text{ (Ом)}.$$

Розрахуємо елементи кола живлення: блокуючу ємність $C_{\text{бл}}$ та розв'язуючого дросселя $L_{\text{бл}}$

$$C = \frac{(20...40)}{2\pi f_p R_p}, \quad (3.54)$$

$$C = \frac{30}{2 * 3,14 * 144 * 10^6 * 1000} = 312 * 10^{-12} \text{ (Ф)},$$

$$X_{L_{\text{бл}}} = (10...25) * R_{\text{роз}}, \quad (3.55)$$

$$L_{\text{бл}} = \frac{X_{L_{\text{бл}}}}{2\pi f_p}, \quad (3.56)$$

$$X_{L_{\text{бл}}} = 25 * 1000 = 25000 \text{ (Ом)},$$

$$L_{\text{бл}} = \frac{25000}{2 * 3,14 * 144 * 10^6} = 27 * 10^{-6} \text{ (Гн)}.$$

3.5 Дослідження збуджувача

Як було обгрунтовано вище, найдоцільніше будувати збуджувач на основі синтезатора частоти, який є керованим. До складу синтезатора частоти також включаємо цифровий ФАПЧ.

Синтезатор частоти використовується для забезпечення високостабільних коливань із заданою частотою. Специфікою даної роботи є те, що відбувається проектування для мобільного передавача, що в свою чергу накладає вимоги на енергоспоживання. Для забезпечення більш енергоефективного передавача використовуємо велику інтегральну мікросхему. Обираємо мікросхему типу TS6061 виробництва Philips. Функціональна схема структури даної мікросхеми представлена на рисунку 3.4.

Як видно з структури мікросхеми, до її виводів 1 та 2 підключається кварцевий резонатор, який задає частоту роботи опорного генератора. Робота даного синтезатора частоти керується за допомогою мікроконтролера, який під'єднується до виводів 10,11 та 12. Тобто дана мікросхема є повністю керованою. В ній є багато програмованих блоків. Команди, за допомогою яких у цифровому вигляді керується данна мікросхема представлені в додатку. Про-

грамма, яка має бути записана в керуючому контролері також представимо в додатку.

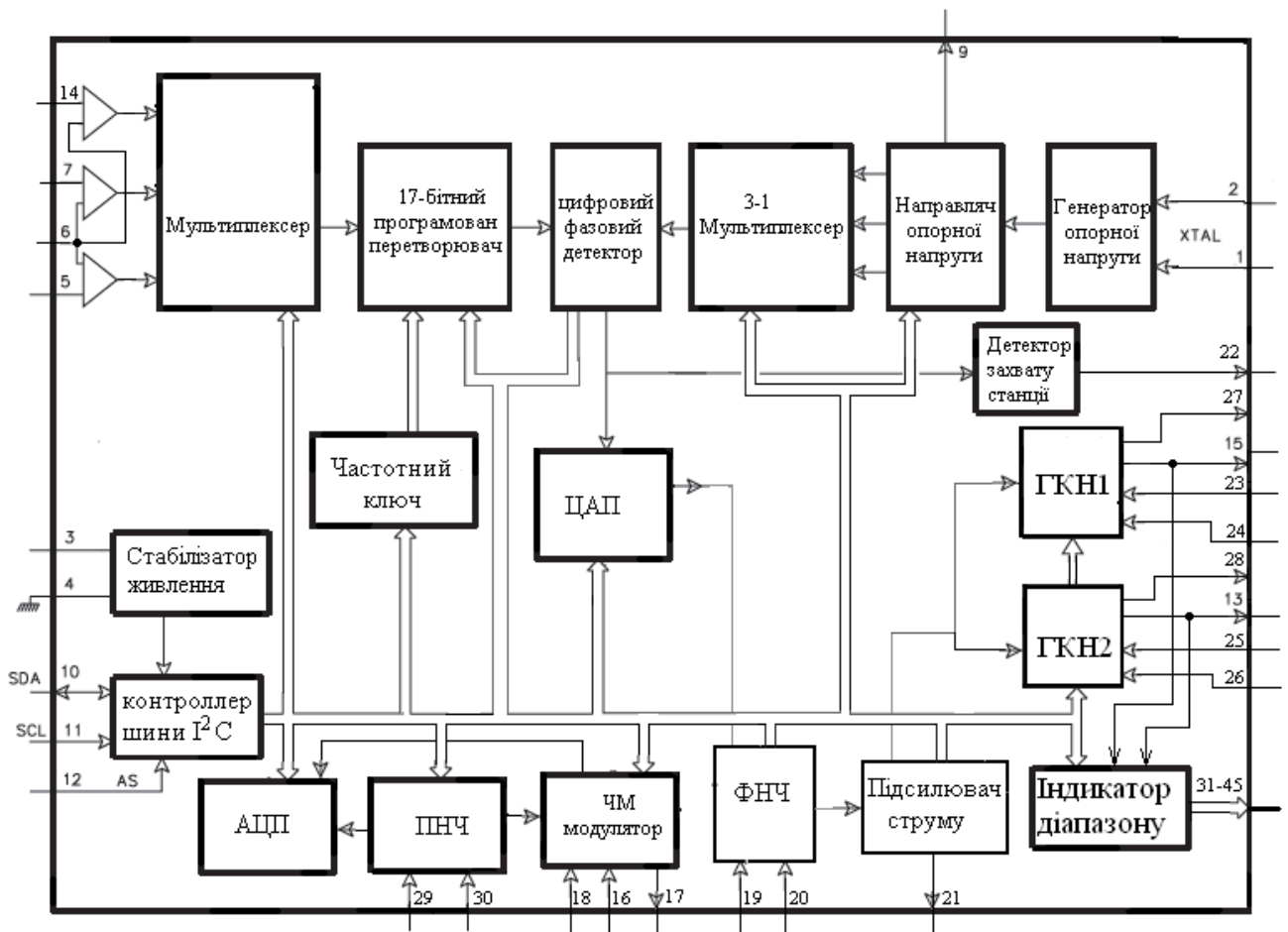


Рисунок 3.4 – Структурна схема мікросхеми синтезатора частоти TS6061

У складі даної мікросхеми є два генератори плавного діапазону, які працюють згідно заданого, за допомогою вхідного цифрового коду режиму. Тобто за допомогою шини даних можна зупиняти роботу одного чи іншого генератора.

До виводів 19 та 20 під'єднується вибірна система фільтра, або спеціальна RC ланка. Даний синтезатор містить також ЧМ модулятор. Тобто на даній мікросхемі можна будувати збуджувач та модулятор ЧМ коливання.

Для роботи даного синтезатора з ФАПЧ необхідно подати високочастотний сигнал з ГКН на виводи 14,7 або (та) 6. Далі цей сигнал підсилюється за допомогою операційних підсилювачів та подається у наступний блок, де він

перетворюється у послідовність імпульсів з тривалістю, яка дорівнює півперіоду синусоїдального коливання, яке подається на виводи 14,7 та 6. В цьому ж блоці відбувається поділення частоти коливання ВЧ сигналу з ГКН. Коефіцієнт ділення обирається таким чином, щоб частота ВЧ коливання, після подільника частоти була приблизно рівна частоті опорного коливання. Тому необхідно прослідкувати частоту настройки системи. Далі перетворене коливання подається на цифровий фазовий детектор, на виході якого утворюються послідовність імпульсів, тривалість яких пропорційна величині відхилення коливання від заданого. Ці імпульси передаються до керуючого контролера, який, керуючись записаною в нього програмою керує блоком ЦАП, на виході якого утворюється необхідна напруга підстройки системи.

На виводи 29 та 30 подається низькочастотна напруга, напруга інформаційного сигналу, якою, у ЧМ модуляторі модулюється ВЧ коливання по частоті. За допомогою цифрової шини, яка зв'язує всі великі блоки схеми програмним шляхом можливо керування величиною максимальної девіації частоти, коефіцієнтом модуляції. За допомогою цифрової шини керується коефіцієнт передачі ПНЧ, змінюється амплітуда коливань на виході ГКН.

Блок індикатору діапазону служить для індикації поточної частоти настройки системи. Інформація про частоту поступає з цього блоку по двом напрямкам. Один з них це на індикатор чи інший пристрій, другий шлях проходження сигналу - це внутрішня шина, за допомогою якої керуючий мікроконтроллер отримує інформацію про поточну частоту і приймає рішення про підстройку частоти. Тому даний блок є дуже важливим не тільки для індикації частоти, а й для забезпечення працездатності системи.

Для забезпечення достатньої підстройки, тобто для підстройки з достатнім відхиленням частоти, чи у разі необхідності змінити чутливості системи у схемі передбачений підсилювач постійного струму. Причому підсилювач постійного струму керується за допомогою цифрового коду, який надходить з керуючого контролера. Таким чином можна змінювати як частоту настрой-

ки так і чутливість системи ФАПЧ за допомогою цифрових методів, за допомогою керуючого мікроконтроллера.

На рисунку 3.5 представлена стандартна схема включення мікросхеми. Також на даному рисунку вказане підключення мікроконтроллера, а також схему індикації частоти роботи синтезатора, за допомогою світлодіодного індикатора, який керується за допомогою окремого мікроконтроллера та органи керування частотою настройки передавача.

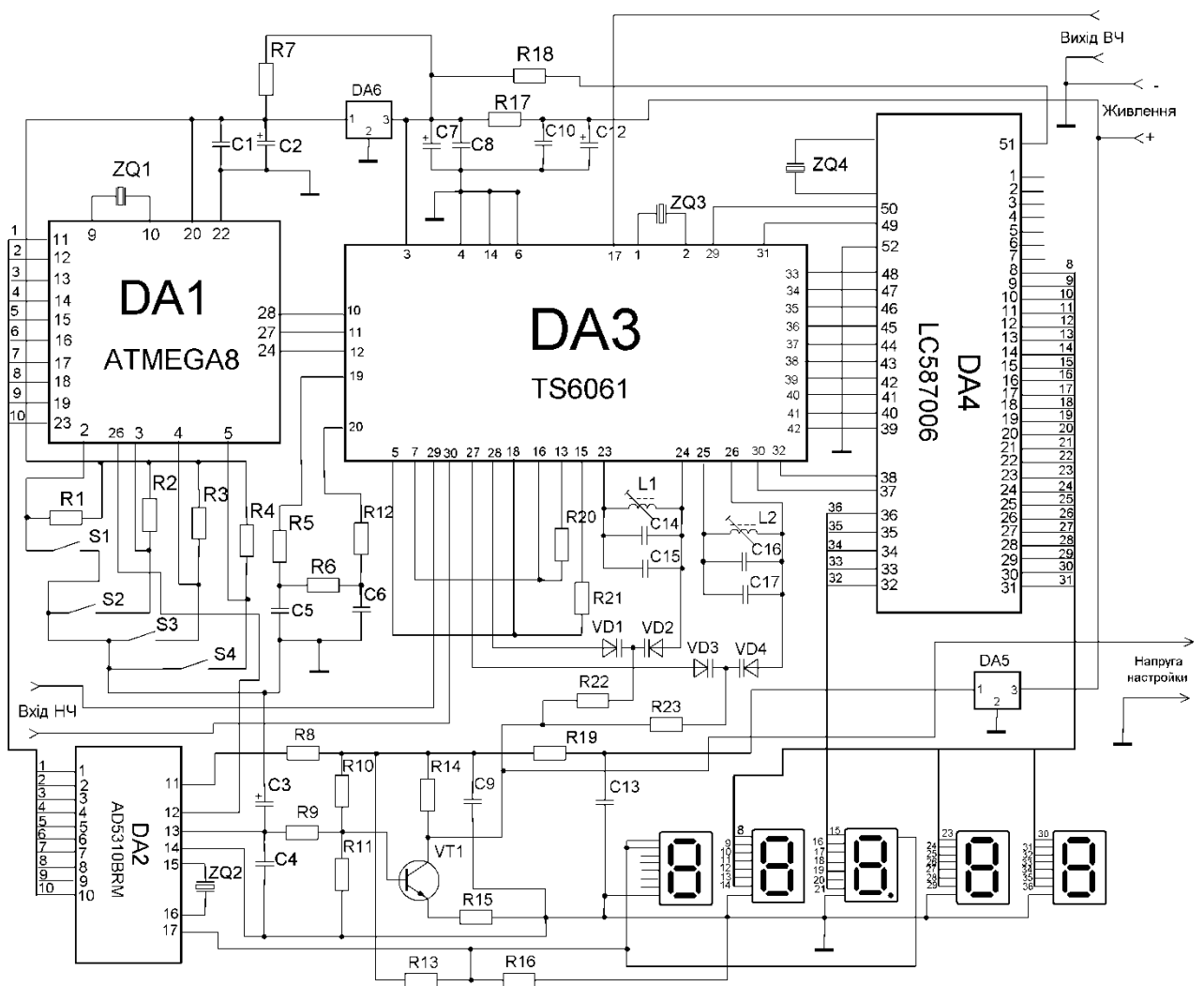


Рисунок 3.5 – Схема електрична принципова збудувача з системою індикації частоти

Мікросхема DA1 представляє собою мікроконтроллер, який керує цифровим синтезатором частоти на базі мікросхеми DA3. Мікроконтроллер ви-

конує попередньо записану у нього програму, текст якої представлений у додатках.

Мікросхема DA2 представляє собою ЦАП. Який дозволяє переводити згенерований мікроконтроллером код напруги настройки у напругу настройки передавача, яка далі подається на ППС і керує варикапними матрицями.

Мікросхема DA4 представляє собою дешифратор команд. Тобто на його вхід подається код частоти, а з його виходу знімаються окремо напруги на кожний сегмент семисегментного індикатора.

Дана схема працює відповідно до записаної програми у контроллері.

Згідно представленої у додатку програми кнопка S1 виконує функцію зменшення поточної робочої частоти. Кнопка S2 виконує функцію збільшення робочої частоти.

Згідно довідникової інформації на дану мікросхему синтезатор частоти настройка частоти проводиться дискретним шляхом, з точністю до 0,05 МГц. Кнопки S3 та S4 відповідно зменшують та збільшують чутливість системи ФАПЧ. Важливим аспектом використання системи ФАПЧ є те, що при проведенні перенастройки передавача, обов'язковим є вимкнення системи ФАПЧ.

У разі включеної системи ФАПЧ, передавач не можливо буде настроїти. Так як в даному передавачі настройки передавача здійснюється за допомогою цифро-аналогового метода, тобто за допомогою керуючого мікроконтроллера, тому вимкнення системи ФАПЧ під час настройки є дуже простою задачею. Вимкнення системи ФАПЧ також є можливим за допомогою зниження її чутливості до нульового рівня.

На базі транзистора VT1 виконується ППС, який забезпечує необхідну напругу настройки.

Представлена схема хоч і є досить великою, але і дозволяє отримати значну перевагу перед іншими схемами у швидкодії системи. Це зв'язано з тим, що всі необхідні функції системи забезпечуються окремими блоками,

які працюють незалежно один від одного. Функції дешифратора команд для семисегментного індикатора виконує окрема мікросхема DA4.

Функцію забезпечення перетворення напруги настройки в код здійснює ЦАП, мікросхема DA2. Функцію визначення поточної частоти коливань для визначення необхідної зміни виконується в одному блоці в структурі мікросхеми DA3. Фазовий детектор, подільник частоти, ЦАП і АЦП забезпечуються окремими блоками DA3. Мікроконтролер, який керує роботою системи є мікросхема DA1. Як видно окремі функції забезпечуються окремими блоками. Причому всі блоки працюють незалежно один від одного. При цьому не виникають затримки в очікуванні результатів роботи одного блока в іншому. Деякі блоки є аналогові, деякі цифрові. І таким чином, взаємодіючи забезпечується висока швидкодія схеми. Це є головною особливістю даної схеми, перед іншими.

Для збільшення швидкодії в мікросхемі синтезатора використовується аналогова частина, поряд з цифровою. Так як, через схемні особливості усі блоки ЦАП працюють швидше ніж АЦП, а перетворення сигналів керування з контролера в напругу керування безпосередньо ГКН відбувається у ЦАП, то це дозволяє отримати високу швидкодію.

Напруга з ЦАП подається на ФНЧ для фільтрації від змінної складової і підсилюється за допомогою керованого ППС. Потім поступає на елементи настройки ГКН. Таким чином у схемі задіяний швидкодіючий контроллер керування, швидкий ЦАП та аналогова частина. Для збільшення швидкодії можна використовувати більш швидкодіючий контроллер. Але для даної задачі достатньо використання контроллера Atmel ATmega 8. Передбачаємо, що він працює на частоті 16 МГц. Виходячи з цього, кварцовий резонатор ZQ1 має бути розрахований на частоту 16 МГц.

Ще однією перевагою такої схеми є поява додаткових можливостей зв'язаних з регулюванням. Представлена у додатку програма дозволяє отримати надійну підстройку частоти.

Якщо через проблеми з батареєю передавача у схемі почне значно понижуватись напруга живлення, то напруги настройки може не вистачити для підстройки схеми. У цьому випадку, згідно програми керуючого контролера буде змінюватись напруга настройки. Тобто автоматично підстроюватись контур напругою, яка є напругою настройки передавача, а не підстройки. Таким чином система буде настроюватись за другим контуром зв'язку. У цьому випадку напруга з контролера буде подаватись на ЦАП DA2, який через ППС буде змінювати настройку контура. Така ситуація можлива при змінні напруги живлення каскаду ППС на VT1 або зміні коефіцієнту підсилення самого транзистора VT1.

Таким чином підвищується стабільність роботи передавача при умовах нестабільності напруги живлення. Також для стабілізації настройки використовуються стабілізатори живлення на ІМС DA5 та DA6. Стабілізація живлення мікросхеми синтезатора частоти здійснюється за допомогою вбудованого в неї блоку стабілізатора напруги. При живленні від батареї стабілізація напруги є дуже важливим фактором.

Як передбачалося вище, у ролі ємності ми використовуємо варикап BB512, який має мінімальну частоту на рівні 10 пФ. Також, паралельно під'єднано два конденсатора, номіналом по 2 пФ.

Таким чином мінімальна ємність C_k дорівнює 14 пФ. При цьому частота настройки має бути максимальна. На вищому діапазоні це відповідає значенню частоти 140 МГц, на нижньому це 128 МГц. Визначаємо необхідну індуктивність контурів L_1 та L_2 .

$$L_k = 2,53 \cdot 10^4 / (f_{роб_i}^2 \cdot C_k), \quad (3.57)$$

$$L_1 = 2,53 \cdot 10^4 / ((140)^2 \cdot 10^{12} \cdot 14 \cdot 10^{-12}) = 0,092 \text{ (мкГн)},$$

$$L_2 = 2,53 \cdot 10^4 / ((128)^2 \cdot 10^{12} \cdot 14 \cdot 10^{-12}) = 0,11 \text{ (мкГн)}.$$

Розраховуємо елементи фільтра. Обираємо, номінал резистора фільтра R15 на рівні 500 Ом. Користуючись наступним виразом визначаємо номінал конденсаторів C7 та C12.

$$C_7 = C_{12} \geq \frac{20 \dots 30}{f_{p_min} * R_{15}}, \quad (3.58)$$

$$C_7 = C_{12} \geq \frac{30}{120 * 10^6 * 500} = 500 \text{ (мкФ)}.$$

Основні параметри мікросхеми синтезатора:

- Можливий діапазон робочих частот 30...200 МГц;
- Напруга живлення 8...14 В;
- Максимальний споживаний струм 20 мА;
- Робоча температура -55...125° С;
- Вхідний опір НЧ входу 500 кОм;
- Межі регулювання вихідної ВЧ напруги 0,01...1 В;
- Вхідна ємність по ЧМ модулятору, по ВЧ 1 пФ;
- Вхідна ємність по НЧ 5 пФ.

Визначаємо номінали елементів фільтра для живлення мікросхеми ЦАП. Стабільне живлення цієї мікросхеми є дуже важливою особливістю системи, так як від стабільності живлення ЦАП залежить стабільність його вихідної напруги.

Данна мікросхема, згідно довідниковим даним споживає струм $I_{\text{ЦАП}}$ величиною 80 мА. Загальна величина напруги живлення E_{DA5} , до резистора R8 складає, згідно проведених вище міркувань 12 В. Необхідна величина живлення мікросхеми U_{IMC} складає 9 В. Визначаємо необхідний номінал резистора R8. Спочатку визначаємо необхідний спад напруги U_{R8} на резисторі R8.

$$U_{\text{R8}} = E_{\text{DA5}} - U_{\text{IMC}}, \quad (3.59)$$

$$U_{\text{R8}} = 12 - 9 = 3 \text{ (В)}.$$

$$R_8 = \frac{U_{R8}}{I_{ЦАП}}, \quad (3.60)$$

$$R_8 = \frac{3}{0,08} = 37,5 \text{ (Ом)}.$$

$$C_9 \geq \frac{20 \dots 30}{f_{p_min} * R_8}, \quad (3.61)$$

$$C_9 \geq \frac{30}{120 * 10^6 * 37,5} = 0,6 \text{ (мкФ)}.$$

Обираємо С9 типу К50-35, номіналом 1 мкФ.

У ролі стабілізаторів, на базі мікросхем DA5 та DA6 обираємо мікросхему LM3805, яка забезпечує стабільну напругу величиною 12В. Максимально допустимий струм для цієї мікросхеми 1,5 А.

Обираємо транзистор VT1. Він має забезпечувати досить малу потужність, працювати з напругами не більше 12 В. Отже, обираємо транзистор типу 2SB589. Він має наступні параметри:

- максимально допустима напруга база-емітер 30 В;
- максимально допустима напруга емітер-колектор 40 В;
- статичний коефіцієнт передачі не менше 40 разів;
- гранична частота роботи 5 МГц.

Визначаємо номінали резисторів R10 та R11. Вони повинні забезпечувати режим роботи транзистора VT1. Користуючись рекомендаціями [28], ми маємо забезпечити початкове зміщення на рівні 0,3 В. Зазвичай, у малопотужних транзисторів, при малому, для кремнієвих транзисторів зміщеннях їх базовий струм не перевищує одиниць міліампер, транзистор "закритий" і не споживає струм. У цьому випадку обираємо струм подільника на резисторах R10 та R11 на порядок більший за струм бази, тобто обираємо 50 мА. При цьому струм подільника є струмом як R10 так і резистора R11. Спочатку визначаємо величину спаду напруги U_{R10} та U_{R11} на резисторах R10 та R11 відповідно.

$$U_{R10} = E_{Ж(VT)} - U_{BE0}, \quad (3.62)$$

де $E_{Ж(VT)}$ – напруга живлення транзисторного каскаду;

U_{BE0} – напруга зміщення каскаду, вище визначена на рівні 0,3 В, ця ж напруга є спадом напруги на резисторі R11.

$$U_{R10} = 12 - 0,3 = 11,7 \text{ (В)}.$$

$$R_{10} = \frac{U_{R10}}{I_{под}}, \quad (3.63)$$

$$R_{10} = \frac{11,7}{0,05} = 232 \text{ (Ом)},$$

Обираємо резистор R10 типу С23-1, номіналом 220 Ом. Визначаємо номінал резистор R11.

$$R_{11} = \frac{U_{BE0}}{I_{под}}, \quad (3.64)$$

$$R_{11} = \frac{0,3}{0,05} = 6 \text{ (Ом)}.$$

Отже, обираємо резистор R11 типу С23-1, номіналом 8,1 Ом.

Колекторний струм закритого транзистора визначається флуктуаціями в області колектора. Для малопотужного кремнієвого транзистора ця величина сягає одиниці і десятки міліампер. Користуючись довідником [20] з вхідною характеристикою транзистора визначаємо, що при напрузі зміщення 0,3 В, його базовий струм $I_{Б0}$ складає 0,5 мА. Для даного транзистора визначаємо величину колекторного струму.

$$I_{K(VT)} = I_{B0} * h_{21e}, \quad (3.65)$$

де h_{21e} – статичний коефіцієнт передачі транзистора.

$$I_{K(VT)} = 0,5 * 40 = 20(\text{мА}).$$

У випадку закритого транзистора, на його колекторному переході повинен бути великий спад напруги, близький до напруги живлення. Навантаженням даного каскаду є варикапна матриця. Мінімальна ємність варикапів варикапної матриці становить при максимальній напрузі U_B керування варикапів. Ця величина складає 9 В. Виходячи з цього, передбачаючи деякий запас. Передбачаємо, що у початковому стані, при призакритому транзисторі, спад напруги на ньому складає 10В.

$$U_{R13} = E_{Ж(VT)} - U_B, \quad (3.66)$$

де U_{R13} - спад напруги на резисторі R13.

$$U_{R13} = 12 - 10 = 2(\text{В}).$$

Визначаємо номінал резистора R13.

$$R_{13} = \frac{U_{R13}}{I_{K(VT)}}, \quad (3.67)$$

$$R_{13} = \frac{2}{0,02} = 100(\text{Ом}).$$

Розраховуємо елементи фільтру на елементах R5, R12, R6, C5, C6. Номінали резисторів обираються згідно рекомендованих у стандартній схемі ввімкнення мікросхеми [21].

Обираємо номінали резисторів R6, R5 та R12 величиною 100 Ом. Тепер, маючи номінали резисторів, відносно них, визначаємо необхідні номінали ємностей C5 та C6.

$$C_5 = C_6 \geq \frac{1}{2 * \pi * f * R_5}, \quad (3.68)$$

$$C_5 = C_6 \geq \frac{1}{2 * 3,14 * 120 * 10^6 * 100} = 132 \text{ (пФ)}.$$

Отже, з ряду стандартних номіналів конденсаторів, обираємо номінал конденсаторів C5 та C6 складає 160 пФ

Обираємо резистор R13 типу С23-1, номіналом 100 Ом, резистор R14 типу С23-1, номіналом 10 Ом.

Для комутації різних коливальних систем, тобто для переключення діапазону використовуються можливості мікросхеми синтезатора та мікроконтролера. Перемикання відбувається електроним шляхом, в автоматичному порядку. Таке перемикання є можливим завдяки апаратної можливості перемикання в синтезаторі частоти, та підтримка цієї функції з боку мікроконтролера.

Таким чином, у даному розділі був проведений розрахунок та кінцевий етап проектування передавача з системою ФАПЧ і з цифровими засобами настройки передавача, тобто з цифровою настройкою. Також обгрунтовано можливість підключення індикатора настройки.

3.6 Комп'ютерне моделювання роботи передавача з цифровим ФАПЧ

Для того щоб проаналізувати роботу передавача з цифровим ФАПЧ користуємось різними програмними засобами на ЕОМ. Першим з програмних пакетів, яким досліджуємо загальну працездатність передавача є Proteus. За допомогою даного програмного пакету є можливість побудувати математичну

модель системи та симулювати роботу схеми. Вікно даного програмного пакету, зі створеною моделлю передавача з цифровим ФАПЧ представлено далі, на рисунку 3.6. У даному пакеті є можливість застосування віртуального осцилографа, згідно екрану якого можна спостерігати наявність синусоїдальних коливань.

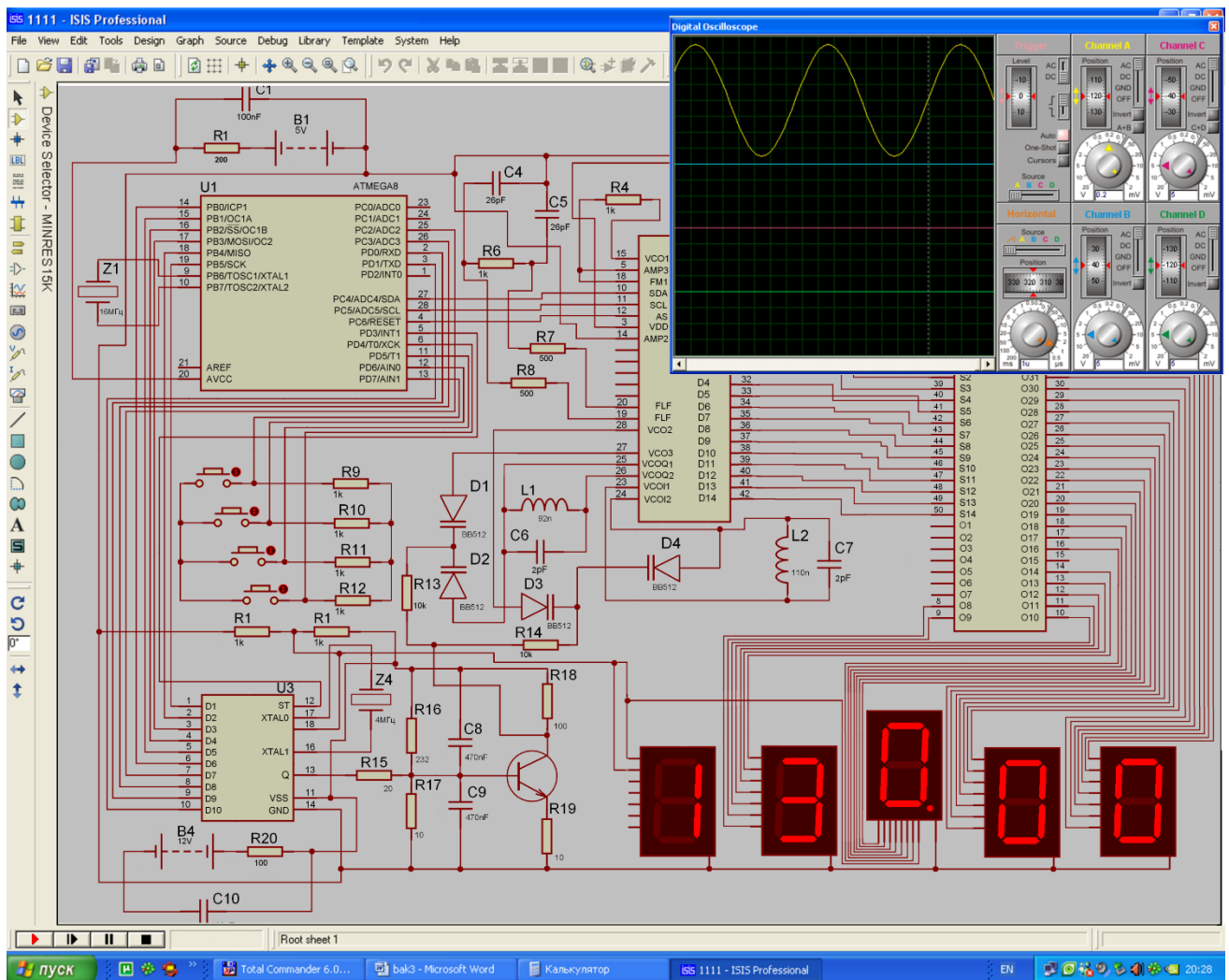


Рисунок 3.6 – Вікно програмного пакету Proteus 7.8 з ввімкненою симуляцією роботи схеми ФАПЧ

Тепер, користуючись кнопками керування пристроєм здійснюємо маніпуляцію робочою частотою. Натискаючи кнопки керування частотою ми змінюємо реальну частоту роботи, а також і змінюються покази світлодіодного індикатора. На рисунку 3.7 показано як зменшується робоча частота при-

строю при натисканні кнопки SB1. При натисканні кнопки SB2 відбувається збільшення робочої частоти, що і представлено на рисунку 3.8. Кнопки SB1, SB2, SB3 та SB4 є кнопки без фіксації. Тобто з кожним натисканням даних клавіш відбуваються відповідні зміни в схемі.

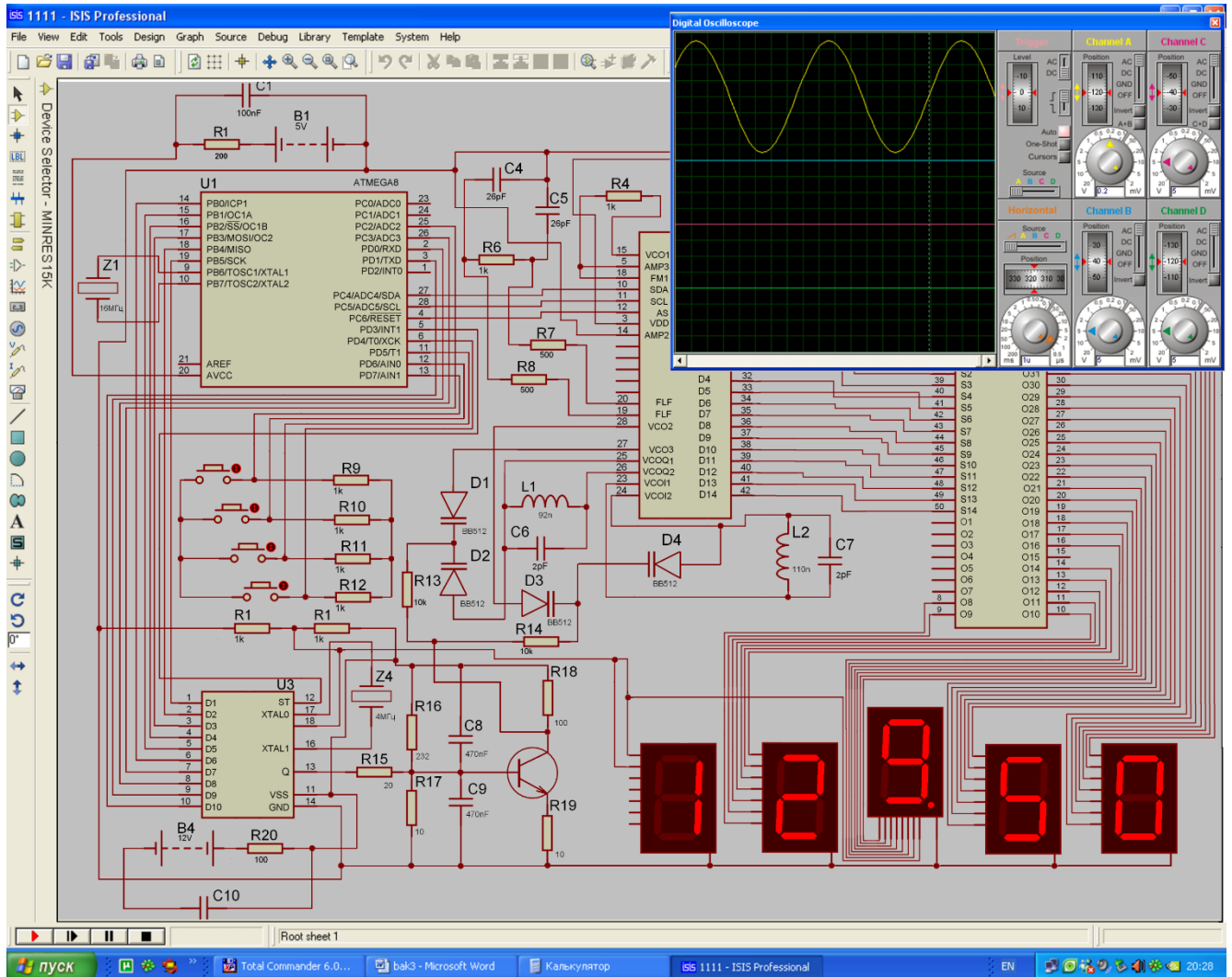


Рисунок 3.7 – Вікно програмного пакету Proteus 7.8 з результатом симуляції роботи схеми ФАПЧ та однократно натисненою клавішею SB1

Як видно з рисунку 3.7 при натисненні клавіші SB1 відбулося зменшення робочої частоти передавача. При цьому поточна робоча частота пристрою відображується на світлодіодному екрані у мегагерцах. Слід зазначити, що можливості вибраного синтезатора частоти передбачають можливість встановлення різної дискретності настройки частоти. У випадку забезпечення та-

кої точності встановлення частоти, яка визначена у даній бакалаврській роботі великої різниці від наявності чи відсутності останнього розряду немає, так як на ньому завжди буде відображатись нуль. Але у випадку зміни дискретності настройки даний знак буде мати дуже велику вагу. Тому таку систему доцільно використовувати, на випадок можливого виникнення необхідності перестройки передавача з дискретністю меншою за 500 кГц.

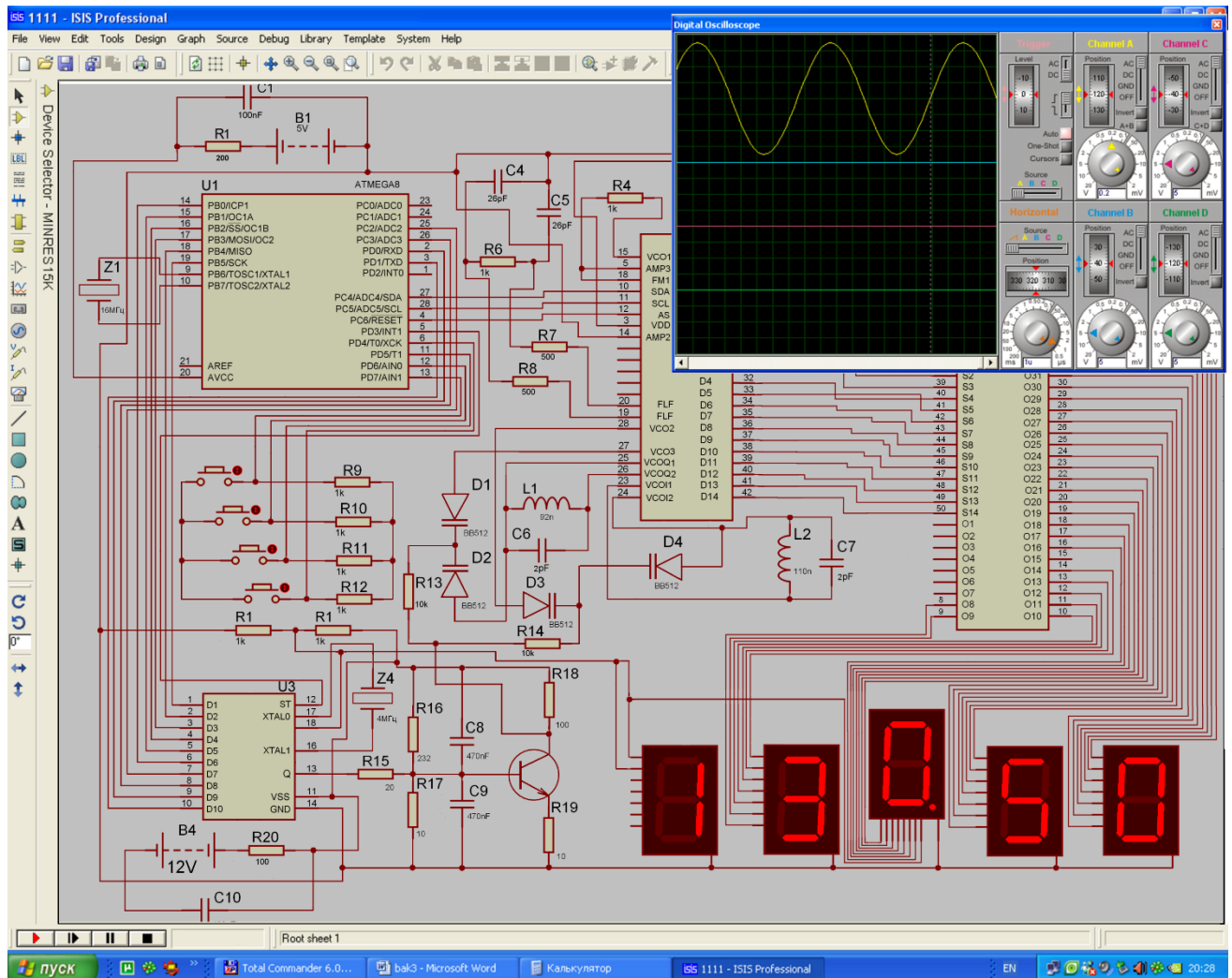


Рисунок 3.8 – Вікно програмного пакету Proteus 7.8 з результатом симуляції роботи схеми ФАПЧ при двократно натисненою, після випадку, представленого на рисунку 3.7 клавішею SB2

Для дослідження стабільності роботи системи, та працездатності системи цифрового ФАПЧ змінюємо величину живлячої напруги транзисторного кас-

каду, що приведе до зміни його коефіцієнту передачі, що в свою чергу вплине на величину керуючої напруги варикапної матриці, що вплине на робочу частоту системи. У цьому випадку система цифрової ФАПЧ має підтримати стабільність вихідної частоти системи. На рисунку 3.9 представлений результат симуляції роботи схеми при пониженій напрузі живлення. На рисунку 3.9 представлений результат симуляції роботи схеми. Виходячи з результатів симуляції роботи схеми переконуємось, що схема є працездатною. При цьому, робоча частота обирається з інтервалом 500 кілогерц. Реально, у синтезаторі частоти, ця частота змінюється з дискретністю в 250 кілогерц, але зважаючи на наявність, у схемі передавального пристрою блоку помножувача частоти, на виході якого маємо подвійну частоту, то дискретність налаштування складає 500 кілогерц.

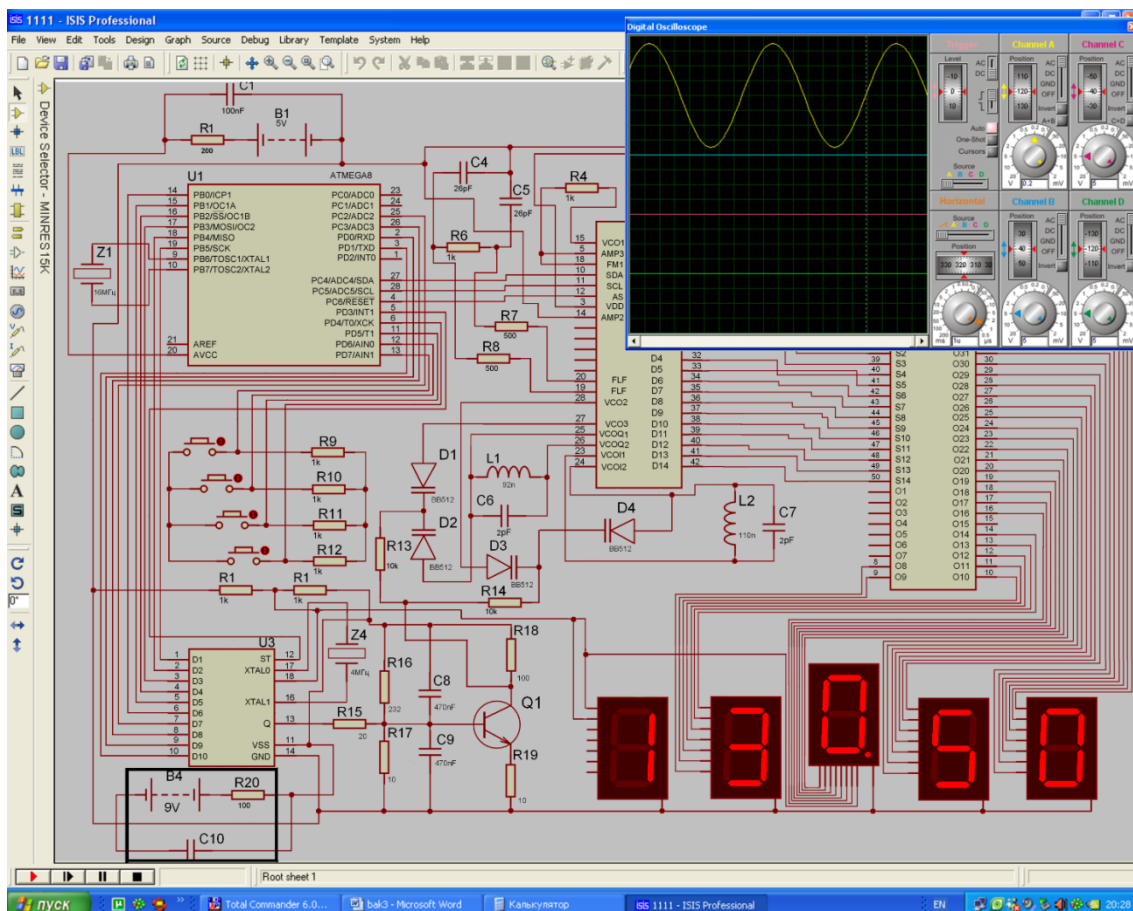


Рисунок 3.9 – Вікно програмного пакету Proteus 7.8 з результатом симуляції роботи схеми ФАПЧ у випадку зменшення напруги живлення з 12-ти до 9 В в порівнянні з випадком, представленим на рисунку 3.8

Як видно з рисунку 3.9, дискретність та точність настройки передавача є стабільними, навіть при зменшенні напруги живлення передавача, відносно номінальної на декілька вольт, що дозволяє збільшити надійність роботи передавача.

Як видно з поданих результатів, при зміні напруги живлення система забезпечує стабільність вихідної частоти.

3.7 Результати дослідження моделі системи ФАПЧ

Для отримання характеристик цифрових систем ФАПЧ існують моделі систем з двома типами фільтрів: "ФВБ із значенням скидання 0" і "ФВБ із змінним значенням скидання". На рисунку 3.10 представлений експериментальний графік, який відображає "поведінку" фільтра за наявності на вході системи постійного фазового розузгодження (наприклад, при розімкненому контурі регулювання).

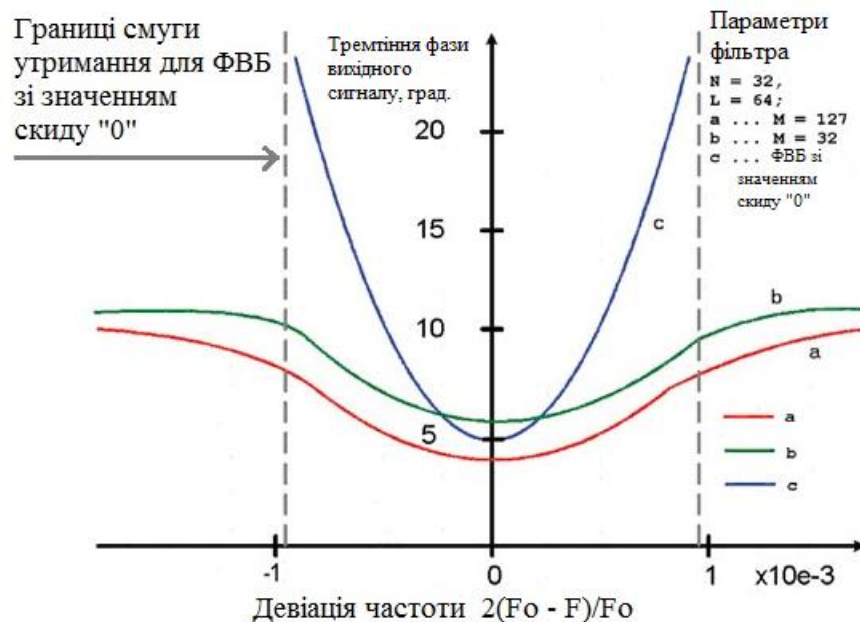


Рисунок 3.10 – Залежність середнього значення модуля тремтіння фази вихідного сигналу від девіації частоти

При дослідженні ефекту придушення тремтіння фази вхідного сигналу був проведений порівняльний аналіз цифрових систем ФАПЧ і отримані залежності середнього значення модуля тремтіння фази вихідного сигналу від девіації частоти (Рисунок 3.11) для ФВБ із значенням скидання 0 і для ФВБ із змінним значенням скидання при довжинах М-ФСБ 127 і 32 ($M = 127$; $N = 32$) і при довжині N-ФВБ, рівній 32 ($N = 32$). Відомо, що тремтіння фази вихідного сигналу зростає із зростанням довжини ФВБ із значенням скидання 0 [4].

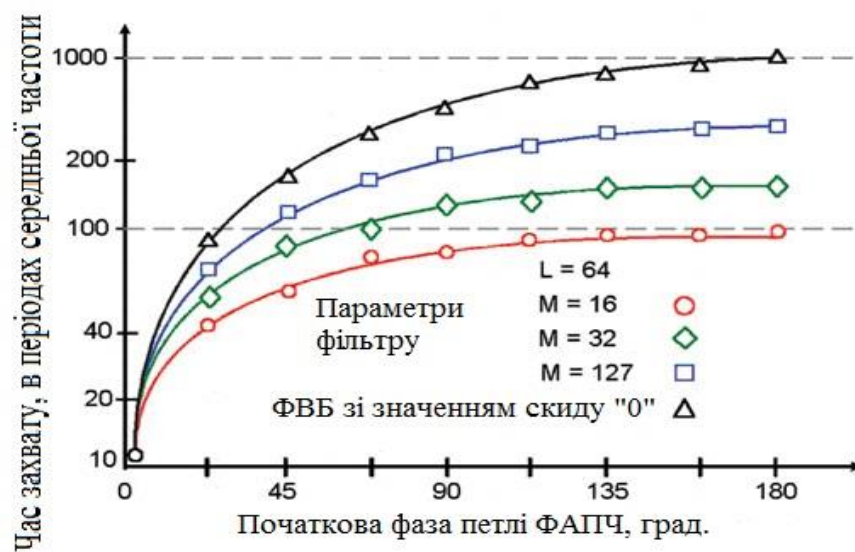


Рисунок 3.11 – Криві залежності часу захвату від початкової фази системи ФАПЧ

Видно, що системи ФАПЧ з ФВБ із змінним значенням скидання і з ФВБ із значенням скидання 0 мають схожі характеристики по придушенню тремтіння фази вхідного сигналу. Крім того, при відхиленні частоти вхідного сигналу система з ФВБ із змінним значенням скидання набагато краще справляється з тремтінням фази вхідного сигналу, ніж система з ФВБ із значенням скидання 0. Криві залежності тремтіння фази вихідного сигналу від тремтіння фази вхідного для трьох значень відхилення частоти f представлені на рисунку 3.10. Відмітимо, що характеристики системи ФАПЧ з ФВБ із змінним

значенням скидання практично не залежать від тремтіння фази вихідного сигналу.

В результаті моделювання на ЕОМ можна отримати криві залежності часу захвату від початкової фази системи ФАПЧ.

На час захоплення також робить вплив довжина М-ФВБ. З приведених залежностей видно, що система ФАПЧ, що має ФВБ із змінним значенням скидання, при $M = 32$ і $\epsilon = 45\epsilon$ забезпечує в 2,5 разу менший час захоплення, в порівнянні з системою, що має ФВБ із значенням скидання 0.

На рисунку 3.11. представлений експериментальний графік, на якому можна спостерігати залежність часу захвату системи ФАПЧ від початкової фази петлі ФАПЧ.

На рисунку 3.12 можна спостерігати криві залежності тремтіння фази вихідного сигналу від тремтіння фази вхідного сигналу.

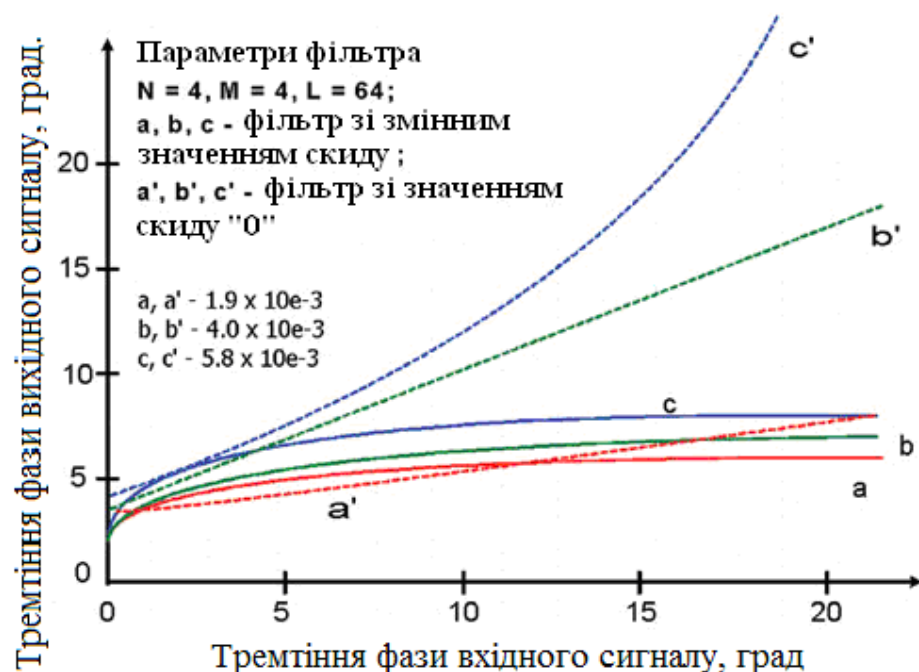


Рисунок 3.12 – Криві залежності тремтіння фази вихідного сигналу від тремтіння фази вхідного для трьох значень відхилення частоти Δf .

При побудові графіка, представленого на рисунку 3.12 присутня орієнтація на те, що девіація частоти визначається наступним виразом.

$$\Delta f = 2(F_0 - F) / F_0. \quad (3.69)$$

3.8 Аналіз роботи системи та методи вдосконалення системи цифрового ФАПЧ

З аналізу системи видно, що можливі шляхи вдосконалення це покращення смуги захвату та смуги утримання системи. Це можливо здійснити забезпеченням більшого максимально коефіцієнту передачі системи ФАПЧ. Причому збільшення максимального не повинно влікти за собою збільшення мінімального коефіцієнту передачі системи. Тобто необхідно забезпечити розширені можливості по регулюванню чутливості системи цифрової ФАПЧ.

При побудові схеми згідно даної роботи один з можливих шляхів це пошук більш оптимального програмного коду керуючого мікроконтролера (МК), або використання більш досконалого мікроконтролера. Збільшувати точність настройки пристрою також можна збільшенням розрядності ЦАП і АЦП. Також є можливим використання зовнішнього ЦАП і АЦП. Тобто при цьому не використовувати вбудовані в синтезатор частоти ЦАП та АЦП, а використовувати окремі блоки, які будуть під'єднанні. Також одним з шляхів є спрощення схеми, таким чином забезпечивши надійність роботи схеми. Тобто можлива побудова схеми ФАПЧ за наступною структурою, яка представлена на рисунку 3.13. Така схема стане можливою при використанні більш потужного мікроконтролера.

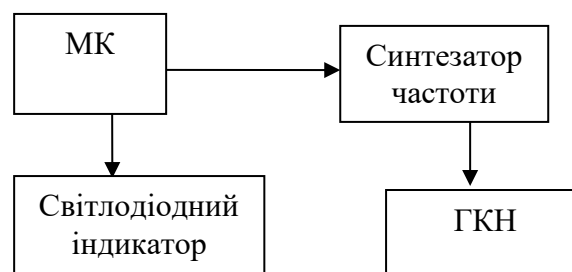


Рисунок 3.13 – Структурна схема, схемно спрощеного малопотужного тракту

Також, дещо спростити схему, можна використовуючи безпосередньо у настройку і підстройку частоти. Яка полягає в тому, що напруга настройки це і є напруга підстройки. Але в цьому випадку треба мати систему, яка буде мати можливість налаштовуватись на широку смугу захвату та утримання з подальшим зменшенням. Тобто спочатку використовується ФАПЧ з малою чутливістю, а потім, при знаходженні сигналу станції, чутливість збільшується для точної підстройки. Структура такої схеми представлена також рисунку 3.13. При цьому збільшується складність програми мікроконтролера, збільшується вартість мікроконтролера, через потребу застосування більш дорогого МК, збільшується ціна ремонту при виході його з ладу, але при цьому спрощується схема.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Науково-технічна розробка має право на існування та впровадження, якщо вона відповідає вимогам часу, як в напрямку науково-технічного прогресу та і в плані економіки. Тому для науково-дослідної роботи необхідно оцінювати економічну ефективність результатів виконаної роботи.

Магістерська кваліфікаційна робота з розробки та дослідження «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» відноситься до науково-технічних робіт, які орієнтовані на виведення на ринок (або рішення про виведення науково-технічної розробки на ринок може бути прийнято у процесі проведення самої роботи), тобто коли відбувається так звана комерціалізація науково-технічної розробки. Цей напрямок є пріоритетним, оскільки результатами розробки можуть користуватися інші споживачі, отримуючи при цьому певний економічний ефект. Але для цього потрібно знайти потенційного інвестора, який би взявся за реалізацію цього проекту і переконати його в економічній доцільності такого кроку.

Для наведеного випадку нами мають бути виконані такі етапи робіт:

- 1) проведено комерційний аудит науково-технічної розробки, тобто встановлення її науково-технічного рівня та комерційного потенціалу;
- 2) розраховано витрати на здійснення науково-технічної розробки;
- 3) розрахована економічна ефективність науково-технічної розробки у випадку її впровадження і комерціалізації потенційним інвестором і проведено обґрунтування економічної доцільності комерціалізації потенційним інвестором.

4.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання час-

тоти для мобільного радіопередавача» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в табл. 4.1 [21].

Таблиця 4.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено працездатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки)					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів

Продовження таблиці 4.1

Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне значне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне значне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні дешеві та доступні матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві

Продовження таблиці 4.1

11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки потрібно звести до таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	5	5	5
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	5	4
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	4	4	4
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	5	4	5
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	1	1	1

Продовження таблиці 4.2

6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	3	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	1	2	1
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	3	3	3
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	4	4
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	4	4	4
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	4	4	4
12. Практична здійсненність (розробка документів)	4	4	5
Сума балів	41	43	43
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	42,3		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 4.2, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в табл. 4.3 [41].

Таблиця 4.3 – Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

Середньоарифметична сума балів $СБ_c$, розрахована на основі висновків експе-	Науково-технічний рівень та комерційний потенціал розробки
41...48	Високий
31...40	Вище середнього
21...30	Середній
11...20	Нижче середнього
0...10	Низький

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» становить 42,3 бала, що, відповідно до таблиці 4.3, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

Інтенсивне зростання об'єму інформації, що передається та обробляється в системах спеціального зв'язку та інших радіопристроях спецтехніки, що найбільш яскраво проявилось у останнє десятиліття, призвело до різкого збільшення кількості одночасно працюючих радіо засобів різного призначення, а також суттєвого росту швидкостей обробки та передачі інформації. Це, в свою чергу, вимагає суттєвого підвищення показників швидкодії, точності та електромагнітної сумісності систем зв'язку та радіотехнічних систем та пристроїв. Разом з тим для виробів спецтехніки характерний цілий ряд додаткових вимог, таких як: мінімальне енергоспоживання та масогабаритні показники, підвищена надійність та крипостійкість, розширений діапазон кліматичних та механічних дій та ін.

В результаті проведеного аналізу методів синтезу частоти, аналізу принципів побудови сучасних синтезаторів частот, передбачається розробка схеми електричної функціональної системи цифрової ФАПЧ, застосування якої, з урахуванням обраної елементної бази, дозволить досягти технічні характеристики найкращих сучасних аналогів. З економічної точки зору, отримаємо затребуваний на ринку продукт, який не має вітчизняних аналогів, вартість якого в кілька разів менше зарубіжних аналогів.

4.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки

Окрім комерційного аудиту розробки доцільно також розглянути технічний рівень якості розробки, розглянувши її основні технічні показники. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [22]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (4.1)$$

де k – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

α_i – коефіцієнт, який враховує питому вагу i -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт α_i визначається експертним шляхом і при цьому має виконуватись умова $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$;

β_i – відносне значення i -го технічного показника якості нової розробки.

Відносні значення β_i для різних випадків розраховуємо за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (4.2)$$

де I_{ni} та I_{na} – чисельні значення конкретного i -го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}; \quad (4.3)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога.

Показники (параметри)	Одиниця вимірю- вання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової роз- робки до аналога	Питома ва- га показни- ка
Перекриття по частоті	%	10	25	2,5	0,25
Споживана по- тужність	мВт	300	200	1,5	0,2
Напруга жив- лення	В	12	5	1,85	0,15
Тривалість підс- тройки	мс	1	0,3	3,33	0,1
Маса	кг	0,3	0,25	1,2	0,3

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 2,5 \cdot 0,25 + 1,5 \cdot 0,2 + 1,85 \cdot 0,15 + 3,33 \cdot 0,1 + 1,2 \cdot 0,3 = 1,90.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,90 рази.

4.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.3.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [21]

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.3)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=20$ дні.

$$Z_o = 14830,00 \cdot 34 / 20 = 25211,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проекту	14830,00	741,50	34	25211,00
Науковий співробітник	12720,00	636,00	26	16536,00
Інженер розробник радіоелектронної апаратури	12100,00	605,00	20	12100,00
Інженер метролог	12000,00	600,00	20	12000,00
Технік 1-ї категорії	6885,00	344,25	15	5163,75
Всього				71010,75

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.4)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.5)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=6700,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [22];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 20$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_l = 6700,00 \cdot 1,70 \cdot 1,65 / (20 \cdot 8) = 117,46 \text{ (грн.)},$$

$$З_{pl} = 117,46 \cdot 8,00 = 939,68 \text{ (грн.)}.$$

Таблиця 4.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника, грн
Монтаж макетної схеми	8,00	5	1,70	117,46	939,68
Наладка	2,00	6	2,00	138,19	276,38
Випробування схеми	4,00	5	1,70	117,46	469,84
Виготовлення друкованої плати	2,00	6	2,00	138,19	276,38
Виготовлення корпусу	4,50	5	1,70	117,46	528,57
Монтаж плати	5,50	6	2,00	138,19	760,03

Продовження таблиці 4.6

Монтаж блоку живлення	1,00	5	1,70	117,46	117,46
Монтаж блоку управління	2,00	5	1,70	117,46	234,92
Складання пристрою	6,00	6	2,00	138,19	829,13
Всього					4432,36

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (4.6)$$

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 12%.

$$Z_{\text{доп}} = (71010,75 + 4432,36) \cdot 12 / 100\% = 9053,17 \text{ (грн.)}$$

4.3.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%}, \quad (4.7)$$

де $H_{\text{зн}}$ – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (71010,75 + 4432,36 + 9053,17) \cdot 22 / 100\% = 18589,18 \text{ (грн.)}$$

4.3.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача».

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{vj}, \quad (4.8)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{vj} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 3,00 \cdot 265,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 874,50 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.7.

Таблиця 4.7 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір офісний А4	265,00	3,00	-	-	874,50

Продовження таблиці 4.7

Папір для записів А5	162,00	4,00	-	-	712,80
Диск оптичний (CD-R)	22,00	3,00	-	-	72,60
Органайзер офісний	150,00	3,00	-	-	495,00
Канцелярське приладдя	230,00	4,00	-	-	1012,00
Тонер картриджа HP6000-A	5600,00	0,03	-	-	184,80
FLASH-пам'ять 64G	586,00	1,00	-	-	644,60
Припій ПОС-61	520,00	0,01	0,020	100,00	3,72
Лак УР-231	340,00	0,080	-	-	29,92
Склотекстоліт 12А	210,00	0,100	0,040	50,00	21,10
Спирт технічний	140,00	0,250	-	-	38,50
Залізо хлорне	165,00	0,098	0,010	30,00	17,49
Всього					4107,03

4.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.9)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_g = 1 \cdot 14,00 \cdot 1,1 = 15,40 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.8.

Таблиця 4.8 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
K50-36-16В-1000мкФ±5%	1	14,00	15,40
K10-17-М33-100нФ±5%-16В	2	12,00	26,40
K50-36-10В-10мкФ±5%-16В	1	12,00	13,20
K10-17-М30-1мкФ±5%-16В	1	15,00	16,50
K50-36-10В-100мкФ±5%-16В	1	15,00	16,50
K10-17-М33-33пФ±5%-16В	3	13,00	42,90
C2-23-0,125-1,2 кОм±5%	1	6,30	6,93
C2-23-0,125-150 кОм±5%	1	6,50	7,15
C2-23-0,125-82 кОм±5%	3	8,50	28,05
C2-23-0,125-120 Ом±5%	8	11,00	96,80
KP1564TM2	3	96,00	316,80
KP1564ТЛ374НСТ132	1	62,00	68,20
AT89C2051	2	268,00	589,60
K555ИP874LS164	1	16,40	18,04
DA/DC56	2	105,00	231,00
АЛ314А	3	13,50	44,55
АЛ314В	1	8,00	8,80
КТ399	1	10,50	11,55
КТ502А	4	12,00	52,80
FTX4M16SM-T1	1	110,00	121,00
Всього			1732,17

4.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1,10 \dots 1,12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 10600,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 11766,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.9.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за оди- ницю, грн	Вартість, грн
Генератори сигналів	1	10600,00	11766,00
Осцилограф	1	9200,00	10212,00
Частотомір	1	12400,00	13764,00
Вольтметр	1	7500,00	8325,00
Всього			44067,00

4.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{прог},i} \cdot C_{\text{прог},i} \cdot K_i, \quad (4.11)$$

де $C_{\text{прог}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{\text{прог},i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 8410,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 9251,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.10 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows	1	8410,00	9251,00
Прикладний пакет Microsoft Office	1	7790,00	8569,00
Пакет Visual System Simulator	1	6580,00	7238,00
Пакет Microwave Office	1	6830,00	7513,00
Пакет Matlab 2020	1	5935,00	6528,50
Всього			39099,50

4.3.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_г} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.12)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_г$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (25400,00 \cdot 2) / (3 \cdot 12) = 1411,11 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до табл. 4.11.

Таблиця 4.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	25400,00	3	2	1411,11
Обчислювальний комплекс Master-133	11200,00	4	2	466,67

Продовження таблиці 4.11

Обчислювальний комплекс Master-800	15600,00	5	2	520,00
Блок інтерфейсів ОКР-5	12400,00	5	2	413,33
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	19800,00	4	2	825,00
Монтажно-модульне обладнання	13400,00	5	2	446,67
Дослідницька лабораторія	340000,00	25	2	2266,67
Всього				6349,44

4.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.13)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 6,12$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,28 \cdot 240,0 \cdot 6,12 \cdot 0,95 / 0,97 = 411,26 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.12.

Таблиця 4.12 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Обчислювальний комплекс комп'ютеризована система проектування	комп'ютеризована система проектування	0,28	240,0	411,26
Обчислювальний комплекс Master-133	комп'ютеризована система проектування	0,32	200,0	391,68
Обчислювальний комплекс Master-800	комп'ютеризована система проектування	0,32	200,0	391,68
Блок інтерфейсів ОКР-5	комп'ютеризована система проектування	0,02	40,0	4,90
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	комп'ютеризована система проектування	0,46	160,0	450,43
Монтажно-модульне обладнання	комп'ютеризована система проектування	0,10	24,0	14,69
Генератори сигналів	комп'ютеризована система проектування	0,12	80,0	58,75
Осцилограф	комп'ютеризована система проектування	0,34	80,0	166,46
Частотомір	комп'ютеризована система проектування	0,12	80,0	58,75
Вольтметр	комп'ютеризована система проектування	0,08	80,0	39,17
Всього				1987,78

4.3.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо $H_{cv} = 25\%$.

$$B_{cv} = (71010,75 + 4432,36) \cdot 25 / 100\% = 18860,78 \text{ (грн.)}$$

4.3.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», приймемо $H_{cn} = 40\%$.

$$B_{cn} = (71010,75 + 4432,36) \cdot 40 / 100\% = 30177,25 \text{ (грн.)}$$

4.3.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$I_g = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ig}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де H_{ig} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ig} = 100\%$.

$$I_g = (71010,75 + 4432,36) \cdot 100 / 100\% = 75443,11 \text{ (грн.)}$$

4.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.17)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийємо $H_{нзв} = 140\%$.

$$B_{нзв} = (71010,75 + 4432,36) \cdot 140 / 100\% = 105620,36 \text{ (грн.)}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{доо} + Z_n + M + K_v + B_{снец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сн} + I_v + B_{нзв}. \quad (4.18)$$

$$B_{заг} = 71010,75 + 4432,36 + 9053,17 + 18589,18331 + 4107,03 + 1732,17 + 44067,00 + 39099,50 + 6349,44 + 1987,78 + 18860,78 + 30177,25 + 75443,11 + 105620,36 = 430529,89 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.19)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийємо $\eta=0,85$.

$$ZB = 430529,89 / 0,85 = 506505,75 \text{ (грн.)}$$

4.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором

В ринкових умовах узагальнюючим позитивним результатом, що його може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження результа-

тів тієї чи іншої науково-технічної розробки, є збільшення у потенційного інвестора величини чистого прибутку.

Результати дослідження проведені за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» передбачають комерціалізацію протягом 4-х років реалізації на ринку.

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

ΔN – збільшення кількості споживачів пристрою, у періоди часу, що аналізуються, від покращення його певних характеристик;

Показник	1-й рік	2-й рік	3-й рік	4-й рік
Збільшення кількості споживачів, осіб	450	910	1100	650

N – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, приймемо 1200 осіб;

C_o – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, приймемо 1250,00 грн;

$\pm \Delta C_o$ – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, приймемо 999,38 грн.

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора $\Delta \Pi_i$ для кожного із 4-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою [22]

$$\Delta \Pi_i = (\pm \Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\rho}{100}\right), \quad (4.20)$$

де λ – коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2022 році ставка податку на додану вартість складає 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту).

Прийmemo $\rho = 35\%$;

ϑ – ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2022 році $\vartheta = 18\%$;

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_1 &= (999,38 \cdot 1200,00 + 2249,38 \cdot 450) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 526793,97 \text{ (грн.)}.\end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_2 &= (999,38 \cdot 1200,00 + 2249,38 \cdot 1360) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 1014393,46 \text{ (грн.)}.\end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_3 &= (999,38 \cdot 1200,00 + 2249,38 \cdot 2460) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 1603799,44 \text{ (грн.)}.\end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_4 &= (999,38 \cdot 1200,00 + 2249,38 \cdot 3110) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 1952084,80 \text{ (грн.)}.\end{aligned}$$

Приведена вартість збільшення всіх чистих прибутків $\Pi\Pi$, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки

$$\Pi\Pi = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^i}, \quad (4.21)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, грн;

T – період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні, $\tau = 0,18$;

t – період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$\begin{aligned} ГПП &= 526793,97/(1+0,18)^1 + 1014393,46/(1+0,18)^2 + 1603799,44/(1+0,18)^3 + \\ &+ 1952084,80/(1+0,18)^4 = 446435,57 + 728521,59 + 976121,86 + 1006863,62 = \\ &= 3157942,64 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Величина початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (4.22)$$

де $k_{инв}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, приймаємо $k_{инв} = 1,5$;

$3B$ – загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, приймаємо 506505,75 грн.

$$PV = k_{инв} \cdot 3B = 1,5 \cdot 506505,75 = 759758,62 \text{ (грн.)}.$$

Абсолютний економічний ефект $E_{абс}$ для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме:

$$E_{abc} = III - PV, \quad (4.23)$$

де III – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 3157942,64 грн;

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 759758,62 грн.

$$E_{abc} = III - PV = 3157942,64 - 759758,62 = 2398184,01 \text{ (грн.)}$$

Внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$E_g = T_{жс} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (4.24)$$

де E_{abc} – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 2398184,01 грн;

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 759758,62 грн;

$T_{жс}$ – життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримання позитивних результатів від її впровадження, 4 роки.

$$E_g = T_{жс} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1 = (1 + 2398184,01 / 759758,62)^{1/4} = 0,43.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій τ_{min}

:

$$\tau_{\min} = d + f, \quad (4.25)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2022 році в Україні $d = 0,12$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, приймемо 0,3.

$\tau_{\min} = 0,12 + 0,3 = 0,42 < 0,43$ свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» доцільно.

Період окупності інвестицій $T_{ок}$ які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$T_{ок} = \frac{1}{E_g}, \quad (4.26)$$

де E_g – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 0,43 = 2,34 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

4.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» становить 42,3 бала, що, свідчить про

комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,90 рази.

Також термін окупності становить 2,34 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача».

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Одним з основних суб'єктів, що здійснюють управління охороною праці на підприємстві, є служба охорони праці. У якій формі вона створюється та функціонує, залежить від кількості працівників, що працюють на підприємстві. Створення служби охорони праці на підприємствах будь-якої форми власності передбачено ст. 15 Закону України «Про охорону праці» і є обов'язком роботодавця, якщо кількість найманих працівників складає 50 і більше осіб. На підприємствах виробничої сфери при кількості працюючих до 50 осіб (невиробничої сфери — до 100 чоловік) функції служби охорони праці можуть виконувати особи з відповідною професійною підготовкою за сумісництвом.

На підприємстві з кількістю працівників менше 50 створення цілої служби не є обов'язковим і доцільним. Її функції можуть виконувати за сумісництвом особи, які мають відповідну підготовку та освіту: фахівці або інженери з охорони праці.

В організаціях з кількістю працівників менше 20 для виконання функцій служби охорони праці можуть залучатися фахівці на договірній основі. При цьому вони повинні мати стаж роботи не менше 3 років і пройти навчання з охорони праці.

Очевидно, що ставлення власника (керівника) до створення служби охорони праці віддзеркалює його ставлення до створення безпечних, здорових умов праці, а власне — до збереження життя та здоров'я підпорядкованих працівників.

Служба охорони праці підпорядковується безпосередньо керівникові підприємства. За своїм посадовим положенням та умовами оплати праці керівник та спеціалісти служби прирівнюються до керівників і спеціалістів основних виробничо-технічних служб підприємства. Діє така служба на підставі Типового положення, затвердженого наказом Держнаглядпраці від

15.11.2004 р. № 255. На основі Типового положення з урахуванням специфіки виробництва, видів діяльності, кількості працівників, умов праці та інших факторів, роботодавець розробляє Положення про службу охорони праці відповідного підприємства, яке затверджується наказом по підприємству. Цей документ визначає структуру служби охорони праці, чисельність, завдання, функції та права її працівників відповідно до чинних нормативно-правових актів.

Розробка системи цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача відбувалася в приміщенні, яке обладнане робочими місцями з ПК. На розробника, згідно ГОСТ 12.0.003-74 [23], могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- недостатня освітленість робочої зони;
- відсутність чи нестача природного освітлення.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження; розумове перевантаження; емоційні перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

5.1.1. Обладнання робочого місця

Робоче місце – це зона простору, що оснащена необхідним устаткуванням, де відбувається трудова діяльність одного працівника чи групи працівників.

Раціонально організоване робоче місце забезпечує умови праці і правильну побудову робочого процесу. Кожне робоче місце має свої специфічні особливості, пов'язані з особливостями організації виробничого процесу, різноманіттям форм конкретної праці.

Планування робочого місця передбачає чіткий порядок і сталість розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що потрібно для виконання робіт частіше, розташоване в зоні легкої досяжності робочого простору.

Висота робочої поверхні столу для ПК має бути в межах 680 - 800 мм, а ширина - забезпечувати можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля. Рекомендовані розміри столу: висота - 725 мм, ширина - 600 - 1400 мм, глибина - 800 - 1000 мм.

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

Робочий стіл для ПК, як правило, має бути обладнаним підставкою для ніг шириною не менше 300 мм та глибиною не менше 400 мм, з можливістю регулювання по висоті в межах 150 мм та кута нахилу опорної поверхні - в межах 20 град. Підставка повинна мати рифлену поверхню та бортик на передньому краї заввишки 10 мм. Застосування підставки для ніг тими, у кого ноги не дістають до підлоги, є обов'язковим.

Основні вимоги щодо роботи на ПК:

- не залишати працюючі ПК і їхні пристрої без нагляду;
- підключати і відключати роз'єми кабелів пристроїв ПК тільки при відключеній напрузі;
- подавати напругу на пристрої і окремі блоки ПК тільки після ретельної перевірки надійності кріплення провідників заземлення, справності кабелів і роз'ємів мережі електроживлення;
- при виявленні запаху горілого в пристроях ПК необхідно вимкнути апаратуру, повторно не включати і звернутися до спеціаліста з техніч-

ного обслуговування ПК;

– для профілактики порушень і підтримання працездатності оператора ПК власником повинні бути введені додаткові регламентовані перерви для відпочинку;

– у період роботи за дисплеєм необхідно передбачити через кожні 40 – 45 хв три-п'ятихвилинні перерви для відпочинку. Середня сумарна тривалість роботи за монітором за день не повинна перевищувати 4 год, а за тиждень 20 год [26]. В приміщенні, де проводилася робота використовується чотири провідна трифазна електромережа з заземленим нульовим проводом. Величина напруги цієї мережі становить 380 х 220В (фазна напруга (фаза – «0») – 220В, а міжфазна лінійна (фаза – фаза) – 380В). Категорія умов з небезпеки електротравматизму – без підвищеної небезпеки [27].

Для запобігання електротравмам у приміщенні здійснюються:

1) ізоляція нормально струмоведучих елементів електроустаткування відповідно з вимогами нормативів;

2) захисне заземлення із використанням природних заземлювачів;

3) систематичне проведення інструктажу з електробезпека;

4) суворе дотримання правил електробезпеки на робочому місці.

Таким чином, рівень організації та обслуговування робочих місць значно впливає на ступінь важкості, стомливості й привабливості праці. Чим раціональніше організоване робоче місце, чим воно зручніше, чим краще забезпечене всім необхідним для безперебійної та ритмічної роботи, тим менш утомливою буде праця, тим більша її привабливість, тим вищі працездатність працівника і рівень продуктивності його праці.

5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Виробниче приміщення – замкнутий простір в спеціально призначених будинках та спорудах, в яких постійно (по змінах) або періодично (протягом частини робочого дня) здійснюється трудова діяльність людей.

Мікрокліматичні умови на робочому місці, у виробничих приміщеннях – найважливіший санітарно-гігієнічний фактор, від якого багато в чому залежить стан здоров'я та працездатність людини. Визначається він поєднанням таких показників або параметрів, як температура повітря і поверхонь, відносна вологість, швидкість руху (рухливість) повітря, теплове випромінювання.

У санітарних нормах ДСН 3.3.6.042-99 [28] встановлені величини параметрів мікроклімату, що створюють комфортні умови. Ці норми встановлюються залежно від пори року, характеру трудового процесу і характеру виробничого приміщення (значні або незначні тепловиділення).

Робота проектувальника за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [29]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні	21 ... 25 ° С
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	до 0,1 м / с
Теплий	Температура повітря в приміщенні	22 ... 28 ° С
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	0,1 ... 0,2 м / с

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні використовується централізована парова система опалення (для підтримання температури в холодний період року) та система кондиціонування (для підтримання температури в теплий період року), а також систематичне (раз за зміну) вологе прибирання.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

Чистота повітря виробничого середовища є важливим фактором підтримання стабільної працездатності працівників, формування у них позитивного ставлення до роботи, підвищення продуктивності праці. Багатьма дослідженнями доведено, що система дихання людини найменш пристосована до забрудненої атмосфери. Слизові оболонки, легеневий апарат піддаються більшому впливу забрудненого повітря, ніж очі та шкіряний покрив. Разом з тим велика кількість виробничих процесів супроводжується утворенням дрібних часточок твердих або рідких речовин, які утримуються в повітрі. Кількість домішок – газів, парів, пилу, які містяться в одному літрі або одному кубічному метрі повітря у грамах, характеризує ступінь забруднення виробничого середовища.

В приміщенні, де виконується робота, можливими шкідливими речовинами у повітрі є фенол, пил та озон. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні, через вікна, двері та заноситься співробітниками.

ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Фенол	0,01	0,01	3
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл. 5.3).

Таблиця 5.3 – 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

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування та вологого прибирання.

5.2.3 Виробниче освітлення

Освітлення на робочих місцях справляє багатоплановий вплив на працівника, зокрема на його емоційний стан, працездатність, мотивацію, продуктивність і безпеку праці. Світло є не тільки важливою умовою роботи зорового аналізатора, а й біологічним фактором розвитку організму людини в цілому. Для людини день і ніч, світло і темрява визначають біологічний ритм – неспання та сон. Отже, недостатня освітленість або її надмірна кількість знижують рівень збудженості центральної нервової системи і активність усіх життєвих процесів. Раціональне освітлення є важливим фактором загальної культури виробництва. Неможливо забезпечити чистоту та порядок у приміщенні, в якому напівтемрява, світильники брудні або в занедбаному стані.

Згідно ДБН В.2.5-28-2018 [30] в приміщенні, де здійснюється робота за допомогою ПК необхідно застосувати систему комбінованого освітлення. Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для роботи зазначені у таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 - 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	Бокове	верхнє	Бокове
Високої точності	0,3 - 0,5	III	г	великий	світлий	700	300	5	2	3	1,2

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Максимальне використання бічного природного освітлення.
- 2) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.
- 3) Систематична заміна перегорілих ламп.

5.2.4 Виробничий шум

Шкідливий та небезпечний вплив шуму на організм людини встановлено з повною достовірністю. Ступінь такого впливу, переважно, залежить від рівня та характеру шуму, форми та тривалості впливу, а також індивідуальних особливостей людини. Численні дослідження підтвердили той факт, що шум належить до загальнофізіологічних подразників, які за певних обставин можуть впливати на більшість органів та систем організму людини. Так, дія шуму може спричинити нервові, серцево-судинні захворювання, виразко-

ву хворобу, порушення обмінних процесів та функціонування органів слуху тощо.

Джерелом шуму під час розробки є працююча офісна техніка, а також – рух автотранспорту біля будинку. У табл. 5.5 вказані граничні рівні звуку залежно від категорії тяжкості і напруженості праці, що є безпечними відносно збереження здоров'я і працездатності згідно ДСН 3.3.6.037-99 [31].

Таблиця 5.5 – Граничні рівні звуку, дБ, на робочих місцях.

Категорія напруженості праці	Категорія важкості праці			
	I. Легка	II. Середня	III. Важка	IV. Дуже важка
I. Мало напружений	80	80	75	75
II. Помірно напружений	70	70	65	65
III. Напружений	60	60	-	-
IV. Дуже напружений	50	50	-	-

Для зниження рівня шуму стіни і стеля приміщень, де встановлені комп'ютери, можуть бути облицьовані звукопоглинальними матеріалами.

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

5.2.5 Виробничі випромінювання

Розробка системи цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача відбувалася за допомогою ПК, відповідно існує ймовірність впливу ЕМП на працівника.

Ступінь впливу електромагнітних випромінювань на організм людини взагалі залежить від діапазону частот, тривалості опромінення, характеру опромінення, режиму опромінення, розмірів поверхні тіла, яке опромінюється, та індивідуальних особливостей організму. У результаті дії ЕМП на лю-

дину можливі гострі та хронічні форми порушення фізіологічних функцій організму.

Ці порушення виникають в результаті дії електричної складової ЕМП на нервову систему, в також на структуру кори головного та спинного мозку, серцево-судинної системи. У більшості випадків такі зміни в діяльності нервової та серцево-судинної системи мають зворотній характер, але в результаті тривалої дії вони накопичуються, підсилюються з плином часу, але, як правило, зменшуються та зникають при виключенні впливу та поліпшенні умов праці. Тривалий та інтенсивний вплив ЕМП призводить до стійких порушень та захворювань.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 5.6.

Таблиця 5.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

Заходи щодо зменшення впливу на працівника електромагнітного випромінювання: оптимальна організація робочого місця, доцільне розміщення

технологічного устаткування, дотримання гігієнічно-обґрунтованих режимів праці та відпочинку, зменшення часу перебування у зоні опромінення.

5.3 Пожежна безпека

Пожежна безпека – це стан об’єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людину її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей. Забезпечення пожежної безпеки є складовою частиною виробничої та іншої діяльності посадових осіб, працівників підприємств, установ, організацій та підприємців. Це повинно бути відображено у трудових договорах (контрактах) та статутах підприємств, установ та організацій.

В приміщенні, де проводилася робота, використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, тому за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д» [32]. За вогнестійкістю приміщення відноситься до третьої категорії [33].

5.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де виконувалася робота такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- використання електро побутових пристроїв (електрочайники, обігрівачі); попадання вологи на працююче електрообладнання;
- залишення без нагляду увімкннутих комп’ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- проведення навчань з питань пожежної безпеки (інструктажі та пожежно-технічні мінімуми);
- суворе дотримання правил і норм, визначених чинними

нормативними документами при реконструкції приміщень, будівлі, технічне переобладнання електромережі, опалення, вентиляції, освітлення тощо;

– заборона паління та застосування відкритого вогню у приміщенні;

– своєчасне проведення профілактичних оглядів, випробувань, ремонтів обчислювальної техніки та допоміжного устаткування.

5.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Система протипожежного захисту – це сукупність організаційних заходів а також технічних засобів, спрямованих на запобігання впливу на людей небезпечних чинників пожежі та обмеження матеріальних збитків від неї. Протипожежний захист підприємства здійснюється за такими чотирма напрямками.

1. Обмеження розмірів та поширення пожежі: розміщення будівель та споруд на території об'єкта із дотриманням протипожежних розривів та інших вимог пожежної безпеки; дотримання обмежень стосовно кількості поверхів будівель та площі поверху; правильне планування та розміщення виробничих цехів, приміщень, діляниць у межах будівлі; вибір будівельних конструкцій необхідних ступенів вогнестійкості; встановлювання протипожежних перешкод у будівлях, системах вентиляції; облаштування систем автоматичної пожежної сигналізації та пожежогасіння.

2. Обмеження розвитку пожежі: обмеження кількості горючих речовин, що одночасно знаходяться в приміщенні; використання оздоблювальних будівельних та конструкційних матеріалів з нормативними показниками вихопожежонебезпечності.

3. Забезпечення безпечної евакуації людей та майна: вибір такого об'ємно-планувального та конструктивного виконання будівлі, щоб евакуація людей була завершена до настання гранично допустимих рівнів чинників пожежі; застосування аварійного вимкнення устаткування та комунікацій; облаштування систем протидимового захисту, які запобігають задимленню

шляхів евакуації; влаштування необхідних шляхів евакуації (коридорів, сходових кліток, зовнішніх пожежних драбин), раціональне їх розміщення та належне утримання.

4. Створення умов для успішного гасіння пожежі: встановлення в будівлях та приміщеннях установок пожежної автоматики; забезпечення приміщень нормованою кількістю первинних засобів пожежогасіння.

У приміщенні на випадок виникнення пожежі для обмеження її розповсюдження знаходиться переносний вуглекислотний вогнегасник типу ОУ-5 [34]. Підходи до засобів первинного пожежогасіння та відключення електросхем устаткування вільні.

У коридорі приміщення розташована схема евакуації людей при пожежі. Шляхи евакуації з відділу відповідають правилам пожежної безпеки. У будинку є два виходи, ширина коридору – 2-3 метри, ширина дверей – 0,8 м., двері відкриваються по ходу руху людей у випадку евакуації.

ВИСНОВКИ

В сучасному світі, пошкодження зв'язку може призвести до величезних втрат. Для забезпечення надійного зв'язку необхідно забезпечити точну настройку режиму роботи на приймальній стороні на необхідну передавальну станцію. Необхідною умовою для цього є точна настройка на частоту, на якій працює передавач. Проблема заключається в тому, що на передавальній стороні також маємо певну нестабільність частоти. Виникає необхідність підстроювати частоту настройки приймача на частоту передавача. Для цього використовують систему ФАПЧ, яка, за допомогою постійного детектування рівня сигналу підстроює частоту на рівень максимального сигналу, тобто забезпечує більш точну настройку на приймальній стороні. Також, таку систему можна використовувати і на передавальній стороні і таким чином забезпечувати підстройку частоти і на передавальній стороні.

Недоліком такої системи і обмежені межі настройки. Також, при налаштуванні на іншу станцію дана система може неадекватно реагувати. Тому, при налаштуванні передавача чи приймача з системою ФАПЧ необхідно вимикати дану систему. Причому, по можливості необхідно користувачу налаштувати на максимальний рівень сигналу. І далі, при користуванні даним приймачем чи передавачем система сама забезпечить точну підстройку частоти роботи передавального чи приймального пристрою. Тому, у випадку важливості переданої інформації, незалежно на те, що дана система дещо ускладнює схему пристрою і збільшує її вартість використання системи ФАПЧ є необхідним.

Існує декілька різновидів системи ФАПЧ, які мають свої недоліки і переваги. Але з сучасним розвитком цифрової техніки, яка безупинно і стрімко і далі продовжує свій розвиток часто використання цифрової ФАПЧ є доцільним, і така система забезпечує широкі можливості, високу функціональність, і що є головним, є нескладною і не громіздкою системою у випадку використання у системі мікропроцесорної техніки. Використання мікропроце-

сорного комплексу дозволяє програмним шляхом реалізувати алгоритм роботи системи ФАПЧ. У ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи проведено розробку, дослідження та практичну реалізацію пристрою автоматичної витримки часу на ПЛІС.

Згідно проведених досліджень в економічній частині рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача» становить 42,3 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,90 рази. Також термін окупності становить 2,34 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

У розділі охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях розглянуто такі аспекти охорони праці, як технічні рішення з безпечної експлуатації об'єкта, технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії, а також пожежна безпека.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь. 1989.
2. Фомин А.А. и др. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. М.: Радио и связь. 1987.
3. Левин В.А. и др. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь. 1989.
4. Curtin M., O'Brien P. Phase Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters // Analog Dialogue, Analog Devices, 1999, Vol. 33, No. 3, 5, 7.
5. Fague D. Othello™: A New Direct-Conversion Radio Chip Set Eliminates IF Stages // Analog Dialogue, Analog Devices, 1999, Vol. 33, No. 10.
6. Голуб В. Приёмопередатчик GJRF10 фирмы Gran Jansen AS // Chip News. 1998. № 4. С. 30–32.
7. Семенов А.О., Бриндак І.П., Довгун В.О. Керовані пристрої радіоавтоматики затримки часу на програмуваннях логічних інтегральних мікросхемах. Збірнику тез доповідей XI міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», 12-14 грудня 2022 року, м. Запоріжжя, Національний Університет «Запорізька Політехніка». С. 56-57.
8. Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров. М.: Мир. 1984.
9. Голуб В.С. Мгновенная и средняя частота колебаний и интегрирующие ЧМ и ЧИМ модуляторы // Радиотехника. 1982. т. 37. № 9. С. 48–50.
10. Technical Brief SWRA029: Fractional/Integer-N PLL Basics / C.Barrett. Texas Instruments, August 1999.
11. Голуб В.С. Эквивалентная схема системы ФАПЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1994. т. 37. № 8. С. 54–58.

12. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации. 2-е изд., доп. и перераб./ В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, В.Л. Карякин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 1989. 320 с.

13. Pasternak G., Whalin R.L. Analysis and synthesis of a digital phase-locked loop for FM demodulation // Bell Syst. Tech. J. 1968. Dec. P. 97–105.

14. Cessna J.R., Levy D.M. Phase noise and transient times for a binary quantized digital phase-locked loop in which Gaussian noise // IEEE Trans. 1972. V. Com-15. № 2. P. 94–104.

15. Yukawa J., Mori S. A binary quantized digital phase-locked loop // IECSE. 1973. Vol. 56-A. № 12. P. 79–85.

16. Yamamoto H., Mori S. Performance of a binary quantized all digital phase-locked loop with a new class of sequential filter // IEEE Trans. 1978. V. Com-26. № 1. P. 35–45.

17. Коновалов. Г.Ф. Радиоавтоматика: Учебник для вузов. М.: Высш. шк., 2000.

18. Радиоавтоматика: Учеб. пособие для вузов. / Под ред. В.А. Бесекерского. М.: Высш. шк., 2005.

19. Первачев С.В. Радиоавтоматика: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 2002.

20. Цифровые системы фазовой синхронизации / Под ред. М.И. Жодзишского. М.: Радио, 2000.

21. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. 42 с.

22. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепа. Вінниця : ВНТУ, 2016. 113 с.

23. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.znaytovar.ru/gost/2/GOST_12000374_SSBT_Opasnye_i_v.html

24.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.

25.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_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

26.Про мінімальні вимоги безпеки при роботі з дисплейним обладнанням: 90/270/ЕЭС. Брюссель : Рада Європейських співтовариств, 1990. URL: <http://docs.pravo.ru/document/view/32704903/>.

27.Правила улаштування електроустановок. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

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

29.ДСТУ ISO 45001:2019 Системи управління охороною здоров'я та безпекою праці. Вимоги та настанови щодо застосування (ISO 45001:2018, IDT). URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=88004.

30.ДБН В.2.5-28-2006 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

31.ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

32.ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759.

33.ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.


34.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>.

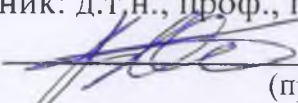
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
СИСТЕМА ЦИФРОВОГО ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО
ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ ДЛЯ МОБІЛЬНОГО
РАДІОПЕРЕДАВАЧА

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіо-
техніка

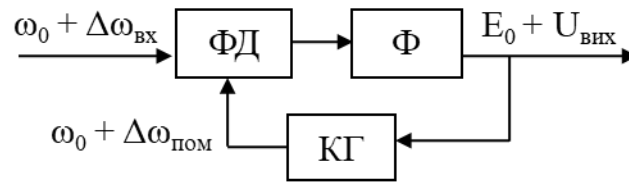
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Довгун В. О.
(прізвище та ініціали)

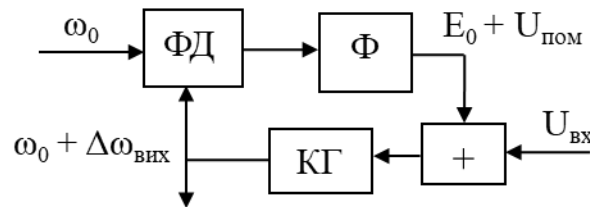
Керівник: д.т.н., проф., проф. каф. ІРТС
 Осадчук В. С.
(прізвище та ініціали)

«20» 12 2022 р.

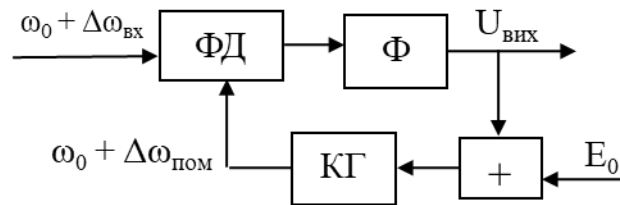
Структурна схема простої ФАПЧ



(Варіант 1)



(Варіант 2)



(Варіант 3)

Робота цифрової системи ФАПЧ в режимі бітового синхронізатора

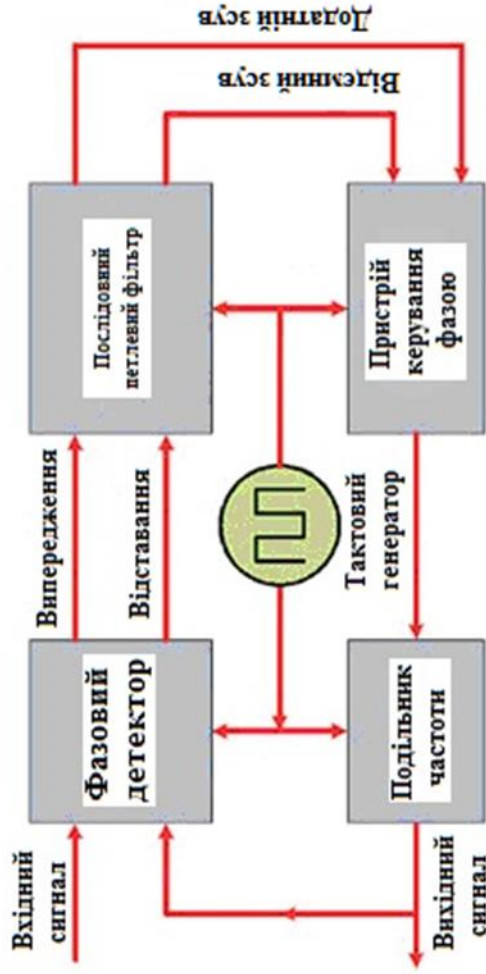


Рисунок 1 – Блок-схема цифрової системи ФАПЧ

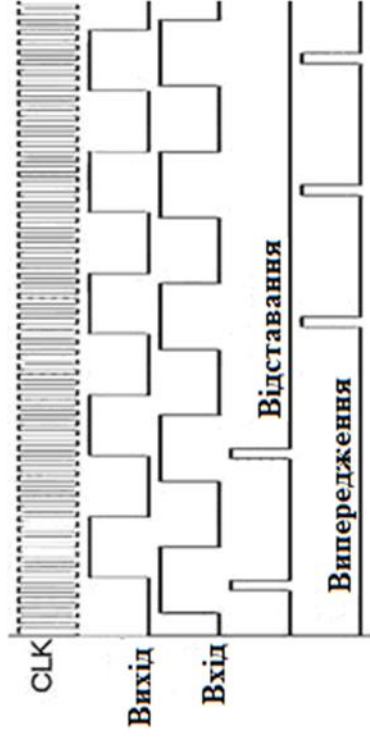


Рисунок 2 – Сигнали на виході фазового компаратора

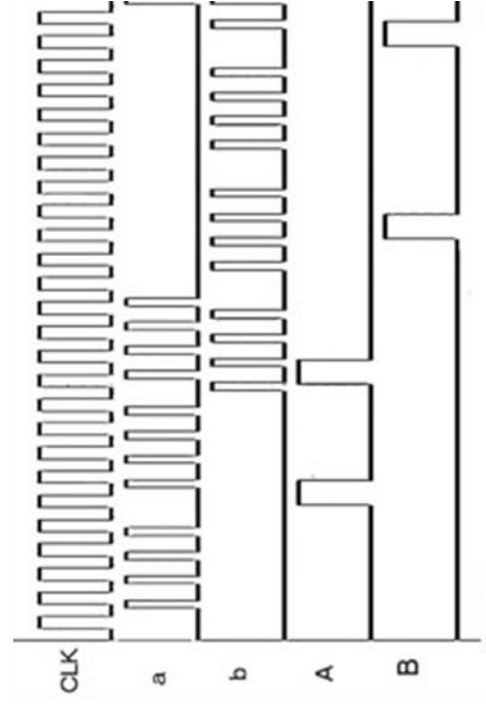


Рисунок 3 – Сигнали на виходах (a, b) та виході (A, B) послідовного петлевого фільтру

Фільтр випадкових блукань зі змінним значенням скиду

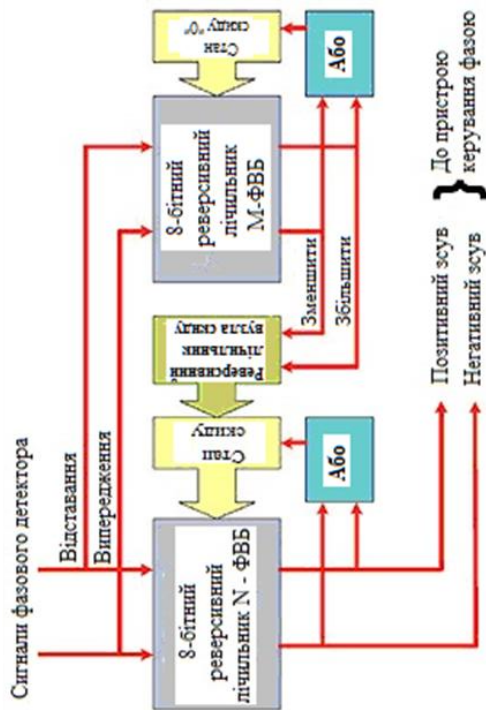


Рисунок 1 – Блок-схема фільтру зі змінним значенням скиду

Ширина смуги утримання для системи ФАПЧ з ФВБ зі значенням скиду, що дорівнює 0

а для системи з ФВБ зі змінним значенням скиду

$$B_c = \begin{cases} f_0 \frac{2}{L}, & N \leq \frac{L+1}{4} \\ f_0 \frac{4N+L-1}{(4N-2)(L+1)}, & \frac{L+1}{4} < N < \frac{L+3}{4} \\ f_0 \frac{1}{2N-1}, & \frac{L+3}{4} \leq N \end{cases}$$

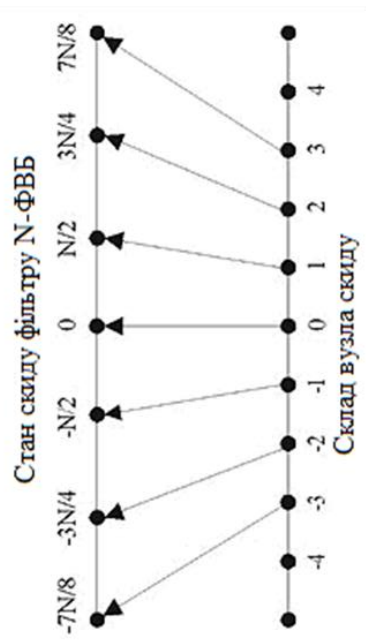


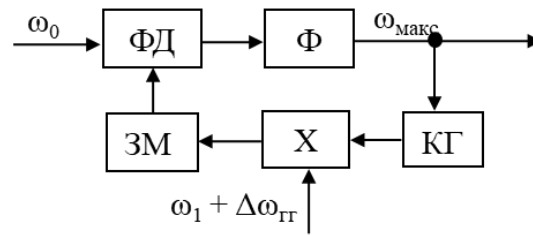
Рисунок 2 – Співвідношення між станами ФВБ

$$B_0 = \frac{2N}{T_c(N^2L^2 - 1)},$$

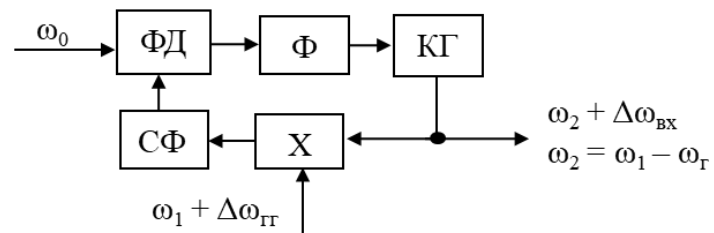
$$B_0 = \frac{2}{T_c(L^2 - 1)}.$$

Значення ширини смуги захоплення

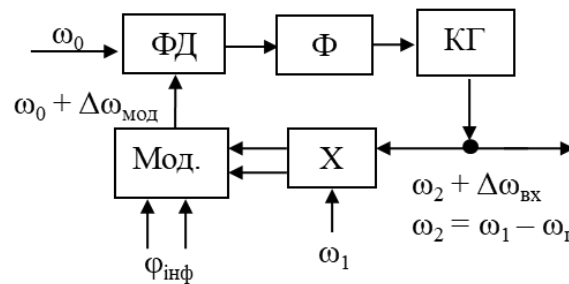
Структурна схема ФАПЧ зі структурним перетворювачем



(Варіант 1)

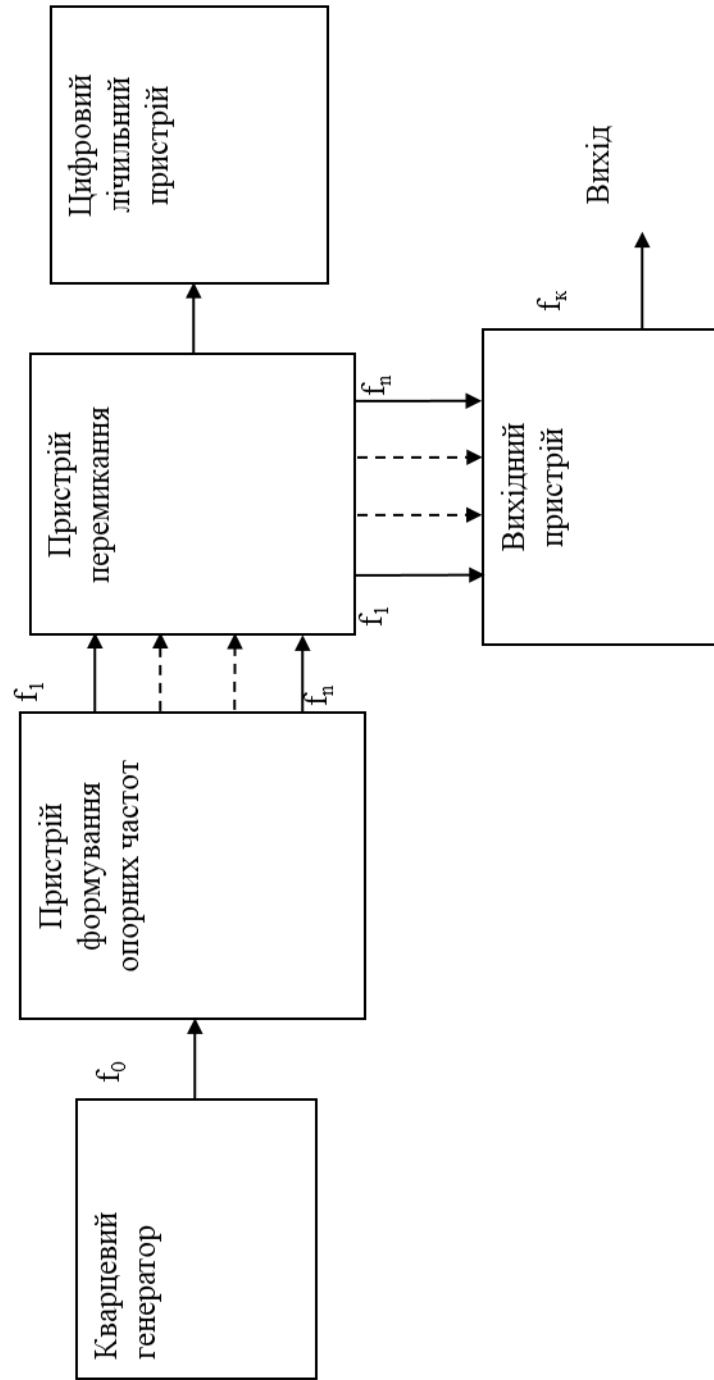


(Варіант 2)

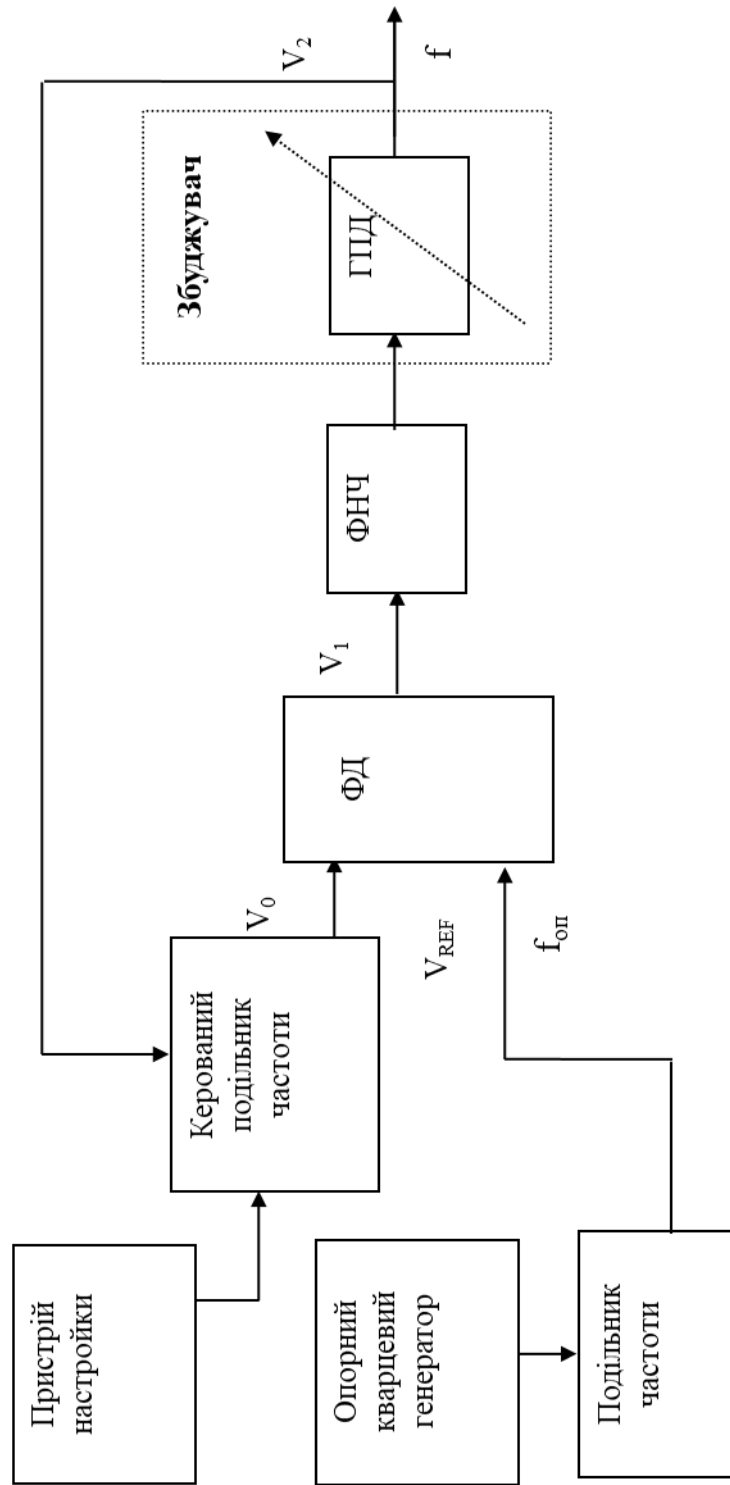


(Варіант 3)

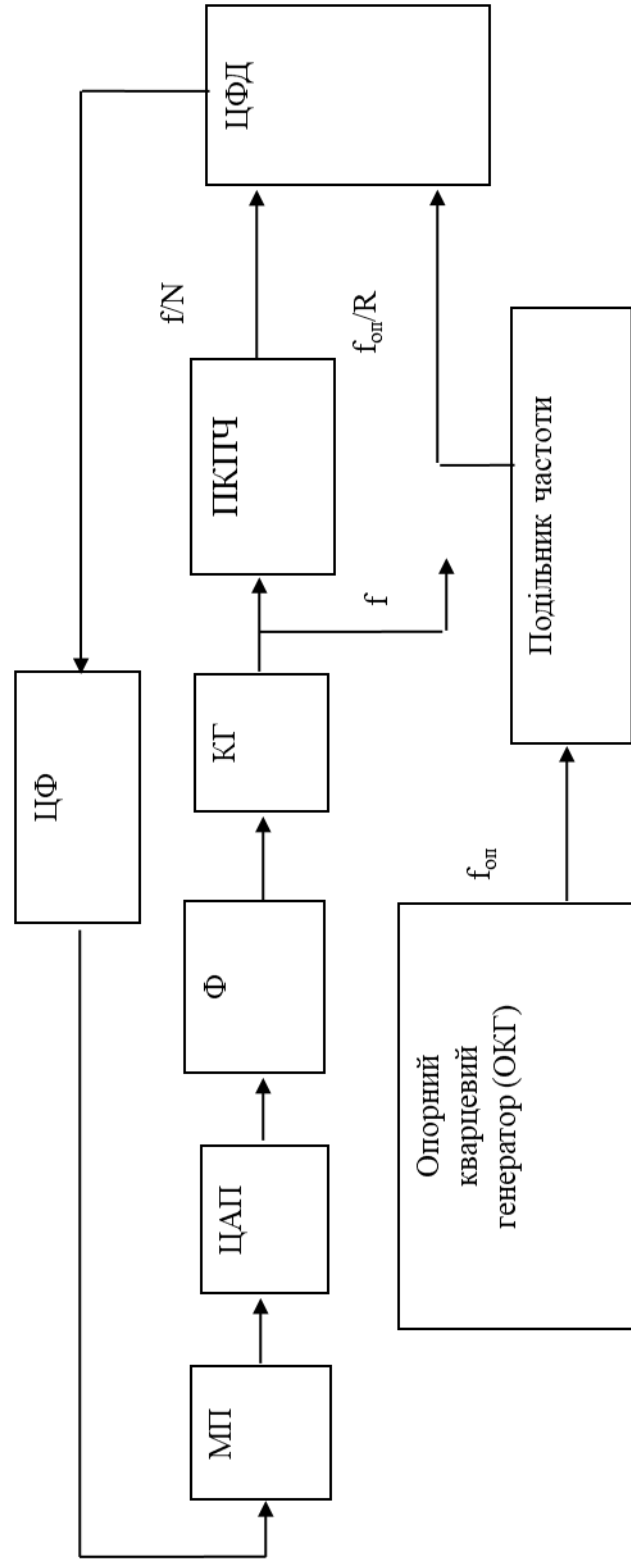
Загальна структурна схема синтезатора частоти



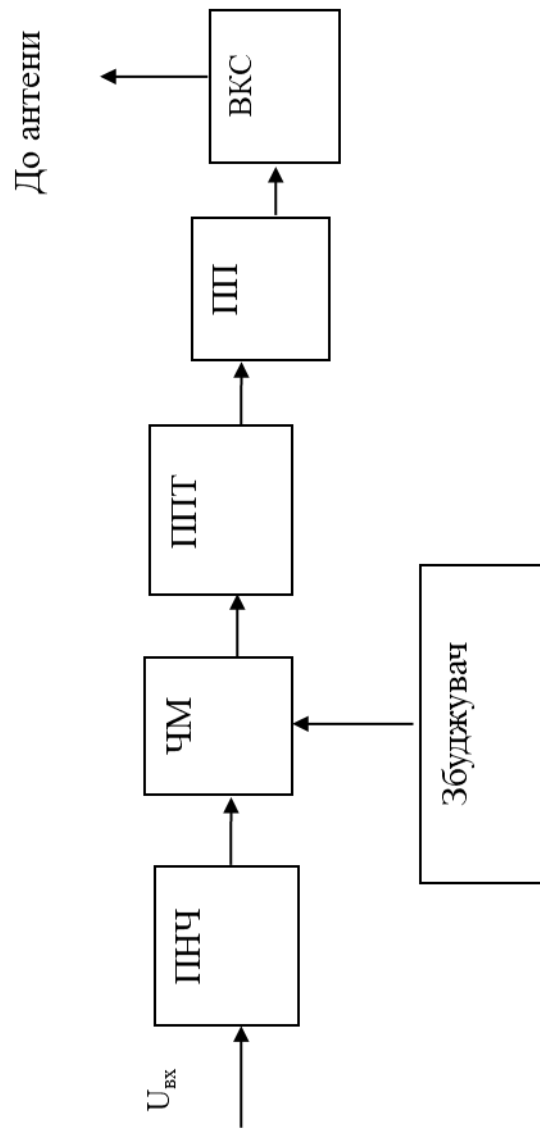
Структурна схема системи цифрової ФАПЧ з генератором плавного діапазону у ролі збуджувача



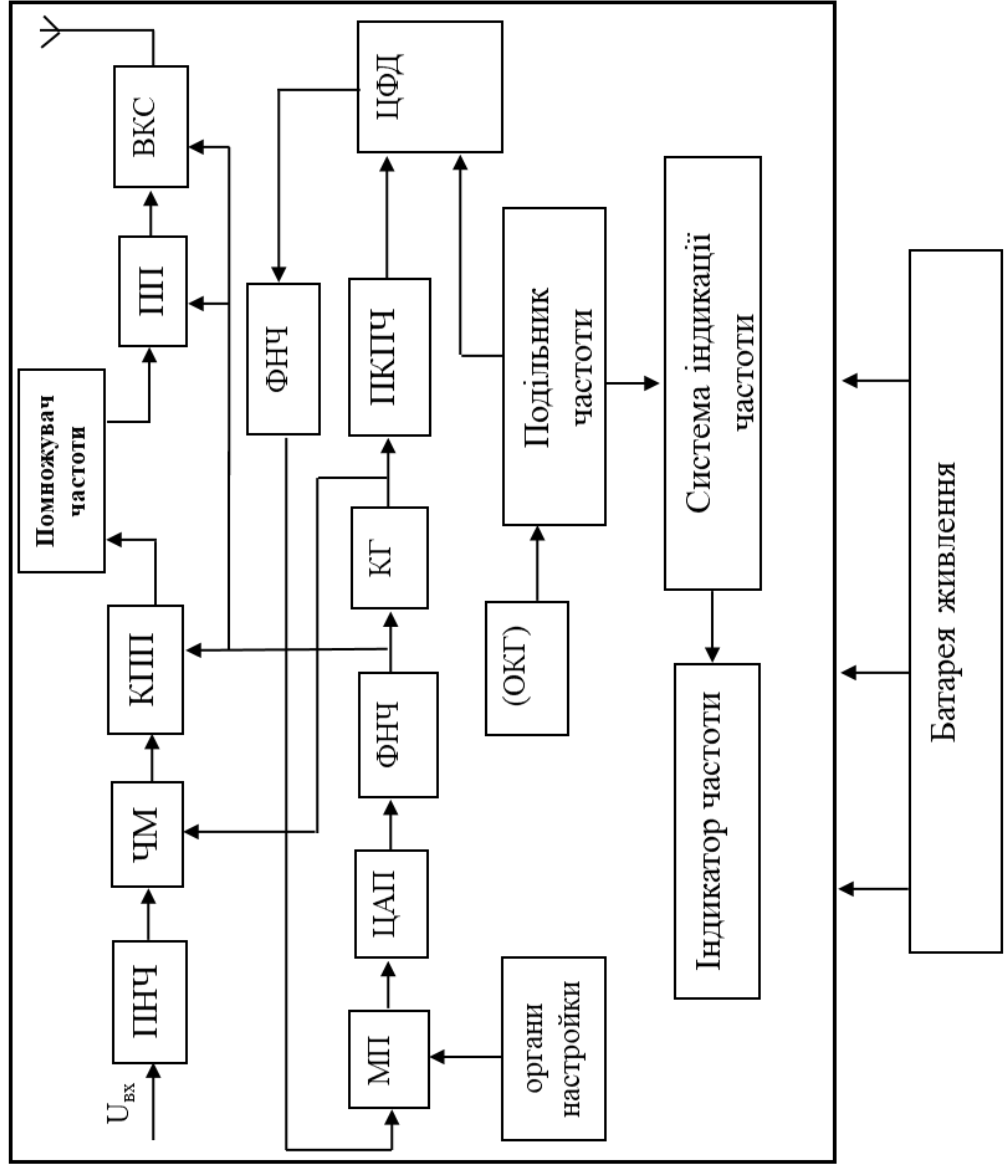
Структурна схема цифрового синтезатора частоты з системою ФАПЧ



Загальна структурна схема мобільного ЧМ передавача



Детальна структурна схема мобільного ЧМ передавача



Структурна схема цифрового синтезатора частоти

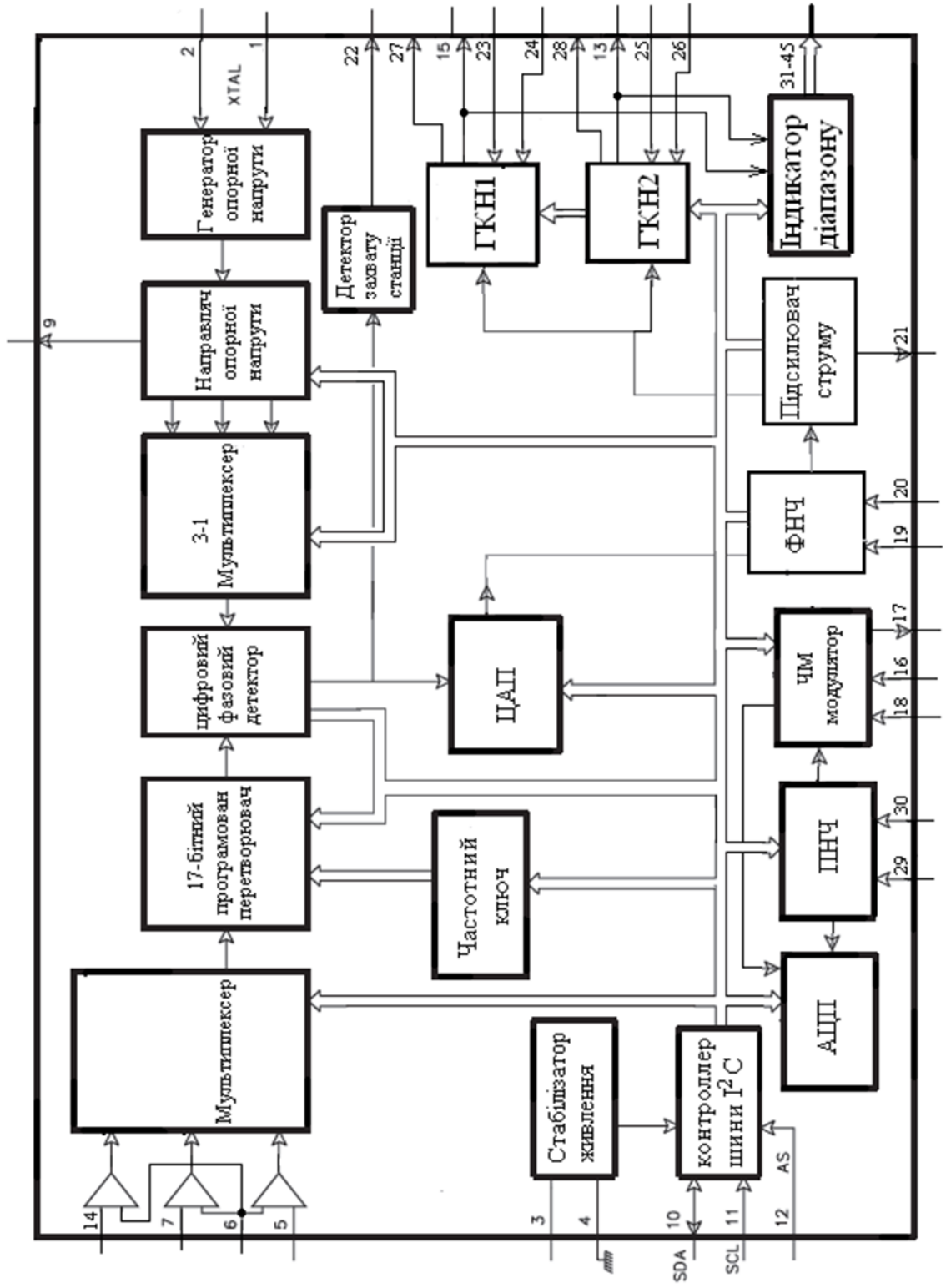
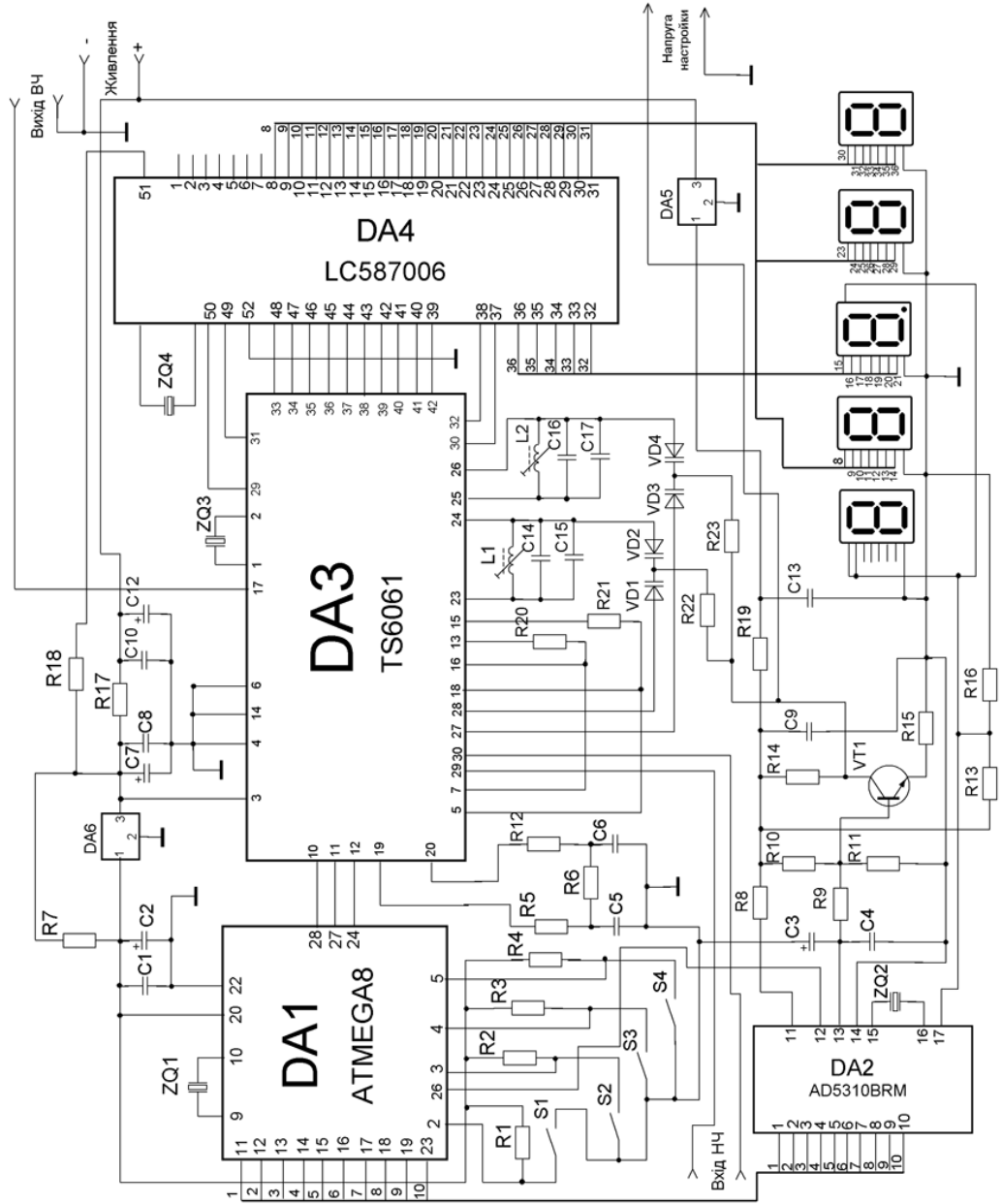
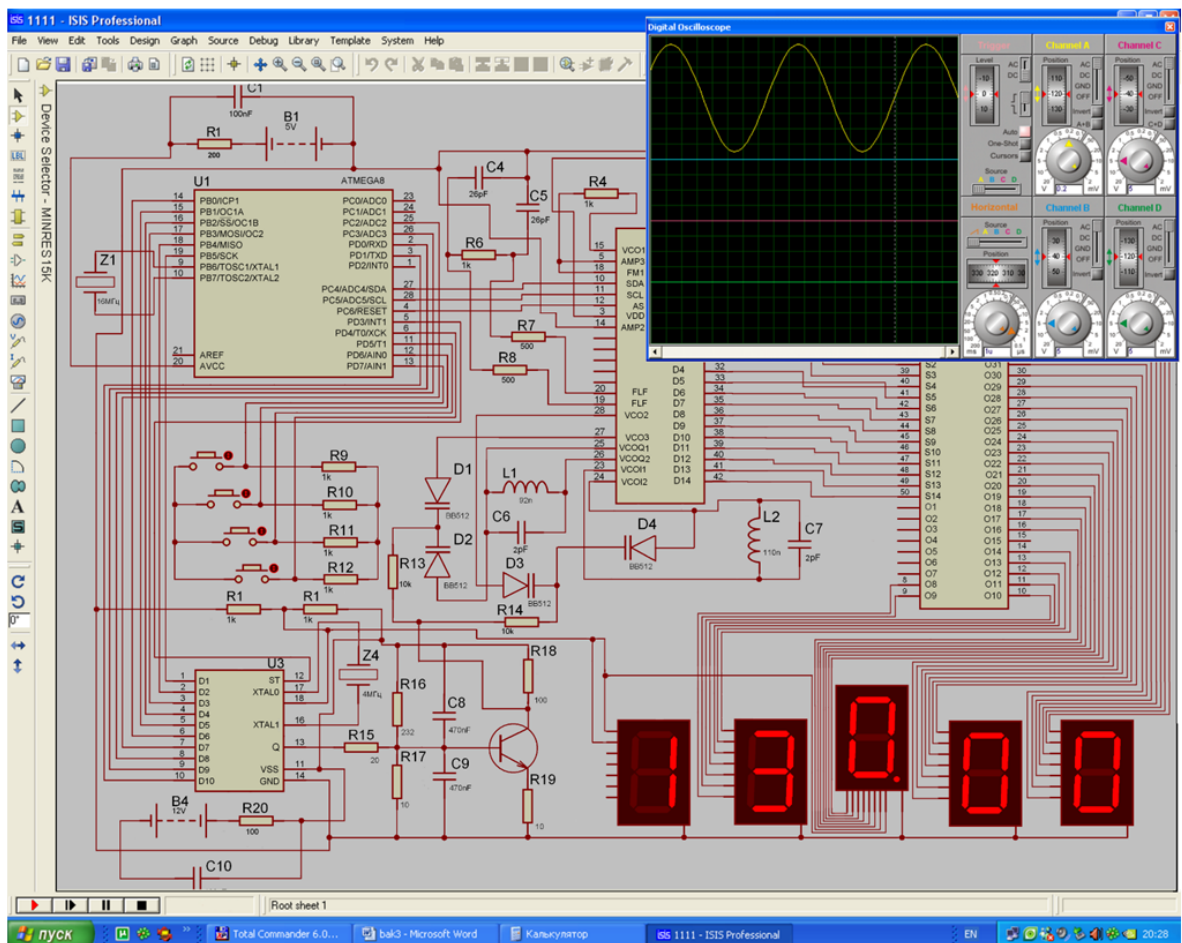


Схема електрична принципу збуджувача з системою індикації частоти



Вікно програмного пакету Proteus 7.8 з ввімкненою симуляцією роботи схеми ФАПЧ



Результати дослідження моделі системи ФАПЧ

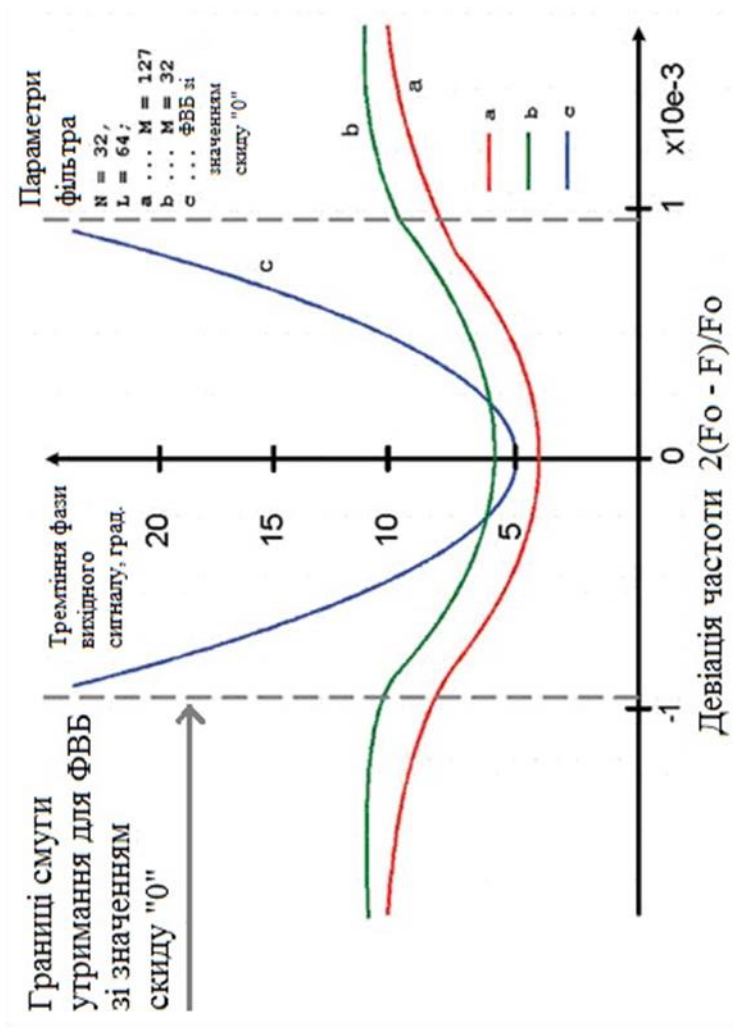


Рисунок 1 – Залежність середнього значення модуля тремтіння фази вихідного сигналу від девіації частоти

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
СИСТЕМА ЦИФРОВОГО ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО
ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ ДЛЯ МОБІЛЬНОГО
РАДІОПЕРЕДАВАЧА

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти для мобільного радіопередавача»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

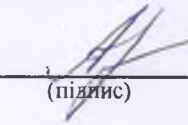
Підрозділ кафедра ІРТС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck


Оригінальність 98,18% Схожість 1,82%

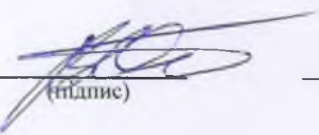
Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

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  Звягін О.С.
(підпис) (прізвище, ініціали)

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

Автор роботи  Довгун В. О.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  Осадчук В. С.
(підпис) (прізвище, ініціали)