

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:

**«СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ
ЧАСТОТИ З ВИКОРИСТАННЯМ АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА
ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-22м
спеціальності 172 Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Оніщук М. О.

(прізвище та ініціали)

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

Семенов А. О.

(прізвище та ініціали)

«14» 12 2023 р.

Опонент: професор каф. ІКСТ, д.т.н., доц.

Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

«15» 12 2023 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«18» 12 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 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 2023 року

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

Оніщуку Миколі Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Семенов А.О.

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

затвержені наказом вищого навчального закладу від «24» 09. 2023 р. № 247.

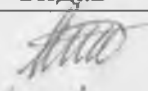
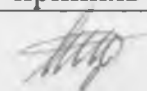
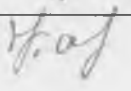
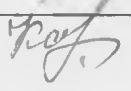


2. Строк подання студентом роботи 15.12.2023р.

3. Вихідні дані до роботи: перекриття по частоті - >25, споживана потужність – 200 мВт, напруга живлення – 5 В, тривалість підстройки – 0,3 мс.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Основи фазового автопідстроювання частоти. Схема ФАПЧ струмового режиму з активними котушками індуктивності. Результати симуляції. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Конфігурація систем ФАПЧ з режимом напруги та струму, Графік Боде (величина) передатних функцій від джерел шуму до вихідного сигналу ФАПЧ типу II з напругою, Базова конфігурація фільтрів низьких частот струмового режиму, Аналіз фазового шуму ФАПЧ струмового режиму типу I з ідеальним фільтром контуру активної індуктивності, Змодельована залежність індуктивності плаваючого активного індуктора від напруги зміщення V_{b2} , Спрощена схема керованого струмом LC-генератора зі спіральними індукторами, Конструкція гібридної ФАПЧ, Робота ФАПЧ при значній різниці частот.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 17.09.2023 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	При-мітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2023-07.09.2023	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2023-17.09.2023	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	18.09.2023-27.09.2023	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	28.09.2023-10.10.2023	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	11.10.2023-04.11.2023	
6.	Розробка графічної частини МКР.	05.11.2022-18.11.2022	
7.	Економічна частина.	19.11.2023-25.11.2023	
8.	Охорона праці (ОП).	26.11.2022-30.11.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	01.12.2023-12.12.2023	
10.	Нормоконтроль.	13.12.2023-16.12.2023	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	17.12.2023-18.12.2023	
12.	Захист МКР ЕК.	19.12.2023-21.12.2023	

Студент  Оніщук М. О.

Керівник роботи  Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Оніщук М. О. Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2023 р. – 120 стор., 40 рис., 66 бібл., 20 табл. – українською мовою.

Дана магістерська робота присвячена створенню системи фазового автоматичного підстроювання частоти, заснованої на використанні активної індуктивності та напівпровідникових структурах. У роботі проведений аналіз технічних аспектів фазового автоматичного підстроювання та досліджено можливість використання активної індуктивності для оптимізації процесу. Розроблені структурні схеми та електричні моделі для системи, що базується на напівпровідникових компонентах. Проведені експериментальні та теоретичні дослідження підтверджують ефективність запропонованої системи.

У додаток до цього, у роботі виконані розрахунки та аналіз розділу безпеки життєдіяльності, які стосуються впровадження даної системи. Отримані результати вказують на високий рівень ефективності та безпеки використання системи фазового автоматичного підстроювання частоти з активною індуктивністю на основі напівпровідникових структур.

Ключові слова: фазове автоматичне підстроювання частоти, активна індуктивність, напівпровідникові структури.

ABSTRACT

Onishchuk M. O. Systems of phase automatic frequency adjustment using active inductance based on semiconductor structures. Master's qualification thesis. – Vinnytsia: VNTU, 2023 – 120 pages, 40 figures, 66 bibl., 20 tables. - in the Ukrainian language.

This master's thesis is devoted to the creation of a phase automatic frequency adjustment system based on the use of active inductance and semiconductor structures. The paper analyzes the technical aspects of automatic phase adjustment and investigates the possibility of using active inductance to optimize the process. Structural diagrams and electrical models for a system based on semiconductor components are developed. The conducted experimental and theoretical studies confirm the effectiveness of the proposed system.

In addition to this, calculations and analysis of the life safety section related to the implementation of this system are performed in the work. The obtained results indicate a high level of efficiency and safety of using a system of phase automatic frequency adjustment with active inductance based on semiconductor structures.

Keywords: phase automatic frequency adjustment, active inductance, semiconductor structures.

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1 ОСНОВИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ	6
1.1 Класифікація	6
1.2 Динаміка контуру ФАПЧ у режимі напруги	7
1.3 Фазовий шум ФАПЧ у режимі напруги.....	15
1.4 Моделювання фазового шуму ФАПЧ.....	18
2 СХЕМА ФАПЧ СТРУМОВОГО РЕЖИМУ З АКТИВНИМИ КОТУШКАМИ ІНДУКТИВНОСТІ	21
2.1 Контурний фільтр струмового режиму з активними катушками індуктивності.....	21
2.2 Динаміка контуру ФАПЧ струмового режиму типу I	24
2.3 Динаміка контуру ФАПЧ струмового режиму типу II.....	29
2.4 Фазовий шум ФАПЧ струмового режиму	34
2.5 Приклади проектування.....	36
3 РЕЗУЛЬТАТИ СИМУЛЯЦІЇ	47
3.1 Проектування фазового автопідлаштування частоти.....	47
3.2 Низькочастотні фазові автопідлаштування частоти	47
3.3 Високочастотні фазові автопідлаштування частоти.....	49
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	62
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	62
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	67
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	82
4.4 Висновок до розділу.....	84
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	85
5.1 Технічні рішення з безпечного виконання дослідження.....	86
5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	89
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	97

ВИСНОВКИ	101
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	103
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративна частина.....	111
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки магістерської кваліфікаційної роботи	119

ВСТУП

Актуальність теми.

В сучасному світі розвиток систем автоматичного регулювання та контролю є актуальним завданням, оскільки вони знаходять застосування в різноманітних галузях, включаючи електроніку, енергетику, телекомунікації та багато інших. Однією з ключових складових таких систем є системи фазового автоматичного підстроювання частоти. Навіть невеликі зміни в частоті можуть вплинути на правильну роботу цих систем, тому розробка нових методів для забезпечення стабільності та точності стає критичною задачею.

Аналіз останніх досліджень.

Аналіз останніх досліджень свідчить про те, що використання активної індуктивності на основі напівпровідникових структур є перспективним напрямком у вдосконаленні систем фазового автоматичного підстроювання частоти. Ці дослідження виявили нові можливості для підвищення ефективності та стійкості таких систем.

Однією з переваг використання цифрових частотомірів є їх здатність забезпечувати точний та стабільний контроль частоти в реальному часі. Це стає особливо важливим у вимогливих додатках, де навіть дрібні відхилення можуть мати суттєвий вплив на результати.

Метою магістерської кваліфікаційної роботи є розробка та дослідження системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур.

Задачами досліджень є:

Аналіз і вибір оптимальних напівпровідникових структур для впровадження активної індуктивності.

Розробка алгоритмів та програмного забезпечення для автоматичного підстроювання частоти в реальному часі.

Експериментальне вивчення працездатності розробленої системи та оцінка її характеристик.

Об'єктом дослідження є системи фазового автоматичного підстроювання частоти, а предметом - активна індуктивність на основі напівпровідникових структур та її вплив на точність та стійкість цих систем.

Наукова новизна одержаних результатів полягатиме в розробці та дослідженні нового підходу до фазового автоматичного підстроювання частоти, використовуючи активну індуктивність на основі напівпровідникових структур, що покращить ефективність та надійність таких систем.

Практична новизна результатів полягатиме в можливості впровадження розробленої системи у реальних додатках, які вимагають високої точності та стабільності у керуванні частотою.

Апробація та публікації. Отримані результати в МКР були апробовані на ІХ Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2023)». За результатами цієї конференції була опублікована 1 стаття автора [1].

1 ОСНОВИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

1.1 Класифікація

Контури фазового автопідстроювання частоти часто класифікують на основі порядку їх передатної функції замкнутого циклу. Ця класифікація менш зручна з точки зору проектування схем, оскільки розробники ІС зазвичай більше знайомі з використанням величин відкритого циклу, таких як підсилення контуру, для зображення поведінки систем із замкнутим контуром. Наприклад, під час аналізу операційного підсилювача розробник системи керування, швидше за все, буде використовувати нульово/поліосний підхід для визначення стабільності підсилювача шляхом вивчення розташування нулів і поліосів підсилювача. Однак розробник мікросхем, швидше за все, використав би графіки Боде петлевого підсилення підсилювача для визначення стабільності і кількісно визначив запас фази підсилювача. Однак нульовий/поліосний підхід точний і ефективний, проте важкий для систем високого порядку. Підхід графіка Боде, з іншого боку, особливо ефективний у визначенні стійкості систем високого порядку [2].

Залежно від кількості поліосів петлевого підсилення ФАПЧ на початку ($s = 0$), можна поділити його на тип I та тип II. ФАПЧ називається типом I, якщо його контур посилення має лише один поліос на початку координат. Система ФАПЧ вважається типом II, якщо її контур посилення має два поліоси на початку координат. Системи ФАПЧ високого порядку рідко використовуються на практиці через проблеми стабільності. Різна кількість поліосів петлевого посилення систем ФАПЧ у початку координат призводить до відмінної поведінки систем ФАПЧ.

Петлі фазового підстроювання частоти можна також класифікувати на основі типу керуючого сигналу їх гетеродина. ФАПЧ називається режимом

напруги, якщо частота коливань його гетеродина керується напругою. Типова конфігурація ФАПЧ напруги показана на рис.1.1 (та наведена в додатку А рис.1). ФАПЧ називається струмовим режимом, якщо частота коливань його гетеродина керується струмом [2].

На рис.1.2 (та наведена в додатку А рис.2) представлена конфігурація систем ФАПЧ поточного режиму. Зауважте, що буфер зазвичай потрібен на виході генератора, щоб гарантувати, що сигнал зворотного зв'язку є булевим, оскільки детектори фази/частоти зазвичай є цифровими блоками. Буфер також мінімізує вплив навантаження генератора на продуктивність генератора.

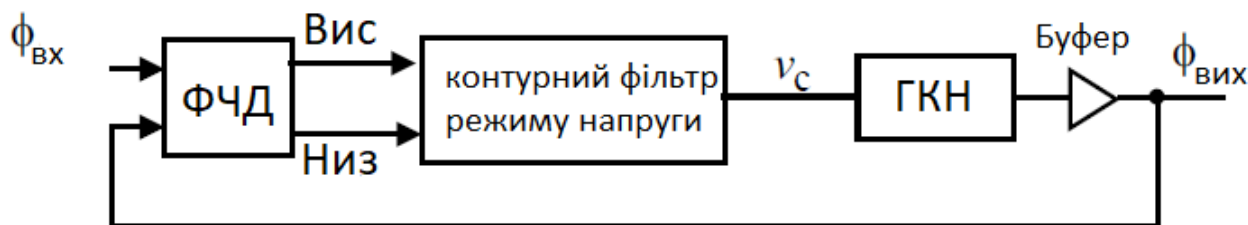


Рисунок 1.1 - Конфігурація систем ФАПЧ з режимом напруги [3].

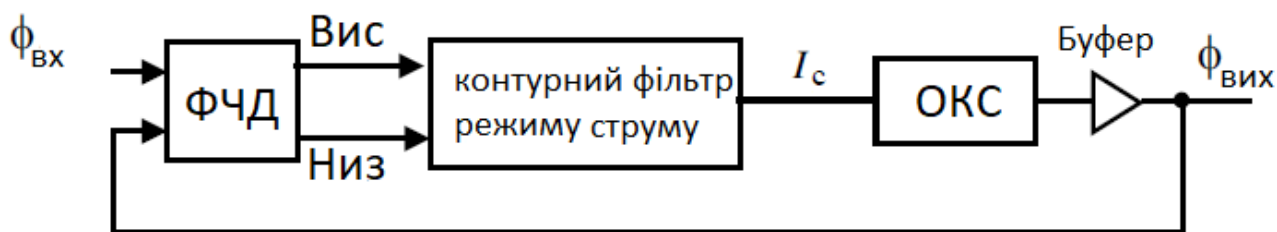


Рисунок 1.2 - Конфігурація систем ФАПЧ з режимом струму [3].

1.2 Динаміка контуру ФАПЧ у режимі напруги

Коли ФАПЧ з лінійним фазовим детектором, таким як фазочастотний детектор на основі тригера даних (ТД), знаходиться в стані блокування, зміна керуючої напруги або струму його гетеродина невелика. У цьому випадку ФАПЧ можна приблизно розглядати як лінійну систему, а її поведінку можна

проаналізувати за допомогою широко використовуваного підходу s -області для лінійних систем керування зі зворотним зв'язком. Для систем ФАПЧ із фазовими детекторами типу «вибух-вибух» помилка аналізу використання підходу s -домену виникне через великі коливання керуючої напруги або струму генератора [4].

1.2.1 Динаміка контуру ФАПЧ з режимом напруги типу I

Вихідний сигнал лінійного фазового детектора системи ФАПЧ у режимі напруги - це серія імпульсів, ширина якої дорівнює різниці фаз між двома його входами.

Середнє значення напруги фазового детектора за період коливань прямо пропорційне різниці фаз. Поведінка лінійних фазових детекторів у s -домені представлена

$$H_{pd}(s) = K_{pd} \quad (1.1)$$

де K_{pd} – коефіцієнт посилення фазового детектора. Зв'язок між зміною надлишкової фази осцилятора, керованого напругою, та його керуючої напруги зображено за допомогою інтегратора

$$H_{vco}(s) = \frac{K_{vco}}{s}, \quad (1.2)$$

де K_{vco} — коефіцієнт підсилення ГКН. Якщо контурний фільтр низьких частот ФАПЧ має функцію передачі

$$H_{LF}(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{LF}} + 1} \quad (1.3)$$

де ω_{LF} – смуга пропускання петлевого фільтра, коефіцієнт підсилення ФАПЧ у розімкненому контурі визначається за формулою

$$H_o(s) = H_{pd}(s)H_{LF}(s)H_{vco}(s) = \frac{K_{pd}}{1 + \frac{s}{\omega_{LF}}} \frac{K_{vco}}{s}. \quad (1.4)$$

З (1.4) очевидно, що ФАПЧ є типом I, оскільки $H_o(s)$ має лише один полюс при $s = 0$. Зауважте, що $H_o(s)|_{s=0} = \infty$ і коефіцієнт підсилення замкнутого циклу ФАПЧ стає

$$H_c(s)|_{s=0} = \frac{H_o(s)}{1 + H_o(s)} \Big|_{s=0} = 1. \quad (1.5)$$

Рівняння (1.5) показує, що низькочастотний шум, який виникає на вході ФАПЧ типу I, буде з'являтися на виході ФАПЧ без будь-якого згасання. Передавальна функція замкнутого циклу ФАПЧ задається формулою

$$H_c(s) = \frac{K_{pd}K_{vco}\omega_{LF}}{s^2 + s\omega_{LF} + K_{pd}K_{vco}\omega_{LF}} \quad (1.6)$$

Полюсну резонансну частоту, також відому як смуга пропускання петлі ω_n , і коефіцієнт загасання ξ ФАПЧ можна отримати безпосередньо з (1.6)

$$\omega_n = \sqrt{K_{pd}K_{vco}\omega_{LF}}, \quad (1.7)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_{LF}}{K_{pd}K_{vco}}}.$$

З (1.7) маємо

$$\omega_n \xi = \frac{\omega_{LF}}{2}. \quad (1.8)$$

Полюси $H_c(s)$ отримують із розв'язання його характеристичного рівняння [5]

$$s_{1,2} = \frac{\omega_{LF}}{2} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right) = \omega_n \xi \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right) \quad (1.9)$$

Коментуємо попередні результати:

- Полюси ФАПЧ, $s_{1,2}$, являють собою пару комплексно спряжених з від'ємною дійсною частиною, що свідчить про стабільність ФАПЧ. Відгук ФАПЧ є коливальною величиною з частотою коливань $\omega_n \xi \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}}$ та амплітудою спаду $e^{\omega_n \xi t} = e^{-\frac{\omega_{LF} t}{2}}$.
- Збільшення ω_{LF} призведе до зростання дійсної частини $s_{1,2}$. В результаті полюси будуть віддалятися від уявної осі, і ФАПЧ буде більш стабільною. Крім того, частота коливань вихідного сигналу ФАПЧ збільшиться, а амплітуда вихідного сигналу ФАПЧ зменшиться. Це підтверджується зменшенням часу блокування ФАПЧ.
- Збільшення ξ призведе до збільшення дійсної частини та зменшення уявної частини $s_{1,2}$. В результаті загасання вихідного сигналу ФАПЧ збільшиться, а частота коливального вихідного сигналу ФАПЧ зменшиться.
- ω_n і ξ не можуть бути налаштовані незалежно. Будь-яка зміна K_{pd} , K_{vco} або ω_{LF} вплине на ω_n і ξ . Це є недоліком ФАПЧ з режимом напруги типу I [6].

1.2.2 Динаміка контуру ФАПЧ у режимі напруги типу II

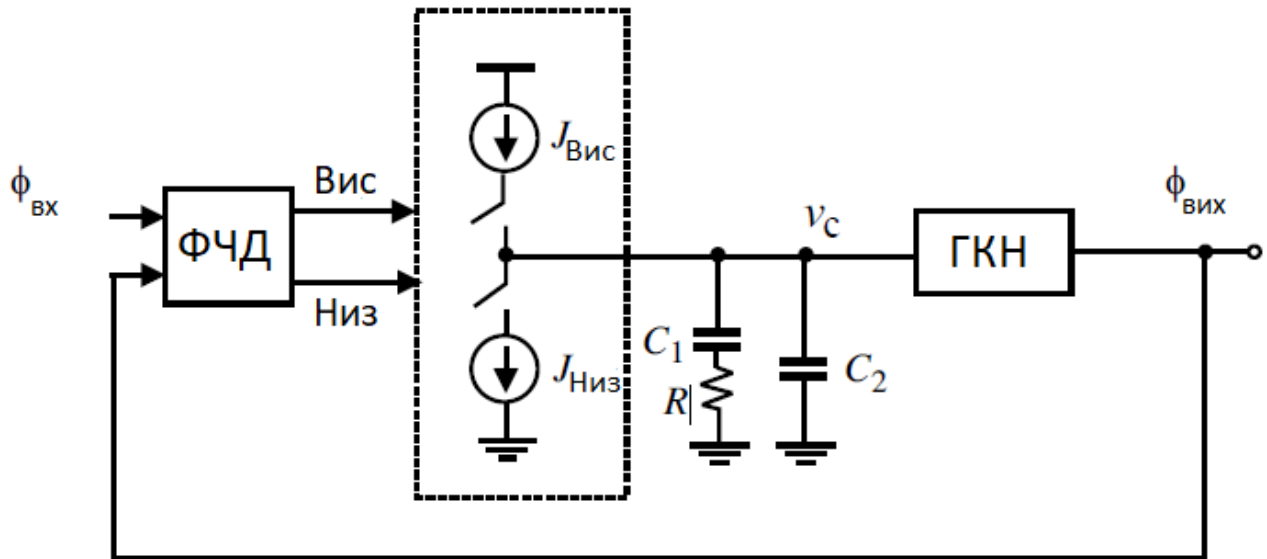


Рисунок 1.3 - Конфігурація ФАПЧ типу II з режимом напруги та накачуванням заряду [7]

Конфігурація ФАПЧ із накачуванням заряду показана на рис. 1.3. Розглянемо випадок, коли контурний фільтр реалізовано лише з використанням C_1 (тобто нехтування R і C_2). Оскільки передаточна функція контурного фільтра в цьому випадку стає посилення разомкнутого контуру має два полюси в початку координат, а ФАПЧ типу II. Крім того, оскільки функція замкнутої передачі ФАПЧ має два полюси на уявній осі, ФАПЧ є нестабільною [8].

$$H_{LF}(s) = \frac{1}{sC_1} \quad (1.10)$$

Для стабілізації системи потрібен нуль. Це можна реалізувати шляхом додавання резистора R послідовно з C_1 , як показано на рис.1.3 (без C_2). Передаточна функція петлевого фільтра визначається як

$$H_{LF}(s) = \frac{V_c(s)}{I_{cp}(s)} = \frac{sRC_1 + 1}{sC_1} \quad (1.11)$$

Коефіцієнт посилення контуру ФАПЧ стає

$$H_o(s) = K_{pd} \left(\frac{sRC_1 + 1}{sC_1} \right) \left(\frac{K_{vco}}{s} \right) \quad (1.12)$$

ФАПЧ все ще належить до типу II. З передавальної функції замкнутого циклу ФАПЧ

$$H_c(s) = \frac{\Phi_o(s)}{\Phi_{in}(s)} = \frac{K_{pd}K_{vco}R \left(s + \frac{1}{RC_1} \right)}{s^2 + sk_{pd}K_{vco}R + \frac{K_{pd}K_{vco}}{C_1}} \quad (1.13)$$

ми отримуємо смугу пропускання контуру ω_n і коефіцієнт загасання ξ ФАПЧ [9]

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{pd}K_{vco}}{C_1}} \quad (1.14)$$

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{K_{pd}K_{vco}C_1}$$

Також,

$$\omega_n \xi = \frac{1}{2} RK_{pd}K_{vco} \quad (1.15)$$

Два полюси $H_c(s)$ знаходяться в

$$s_{1,2} = \frac{1}{2}K_{pd}K_{vco}R \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{K_{pd}K_{vco}R^2C_1}} \right) = \omega_n \xi \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right) \quad (1.16)$$

Видно, що обидва полюси розташовані в лівій половині s -площини і ФАПЧ є стабільною. Критичне демпфування виникає, коли система має два ідентичні реальні полюси, на яких $K_{pd}K_{vco}R^2C_1 = 4$. Також зауважте, що розташування полюсів $H_c(s)$ таке ж, як у попереднього типу I ФАПЧ, що показує, що обидва ФАПЧ мають однакову властивість стабільності. Прокоментуємо попередні результати [10]:

- Якщо ми використовуємо дійсну частину полюсів як міру абсолютної стабільності ФАПЧ, збільшення R призведе до збільшення абсолютного значення дійсної частини полюсів $s_{1,2}$, тобто полюси будуть віддалятися від уявної осі і система стає більш стійкою.
- Уявна частина полюсів $s_{1,2}$ може бути використана як міра часу реакції системи на перехідний процес. Чим більша уявна частина полюсів, тим швидше реагує система на зміну входу ФАПЧ. З (1.16) очевидно, що збільшення смуги пропускання контуру ω_n призведе до збільшення уявної частини $s_{1,2}$, що відображається у зменшенні часу блокування ФАПЧ. Такий самий висновок можна зробити й для ω_{LF} . Збільшення ω_n також прискорить затухання амплітуди коливального вихідного сигналу ФАПЧ.
- Збільшення C_1 зменшить уявну частину $s_{1,2}$ і зменшить смугу пропускання петлі. Це підтверджується зменшенням часу блокування ФАПЧ. Зауважимо, що C_1 не впливає на $\Re[s_{1,2}]$, тобто абсолютна стійкість системи залишається незмінною.
- На відміну від ФАПЧ з напругою типу I, досліджених раніше, коефіцієнт демпфування ξ ФАПЧ з напругою типу II можна налаштувати, змінюючи R

без впливу на смугу пропускання контуру ω_n . Це важлива перевага ФАПЧ типу II з режимом напруги перед аналогами I типу.

- Для придушення шуму, що вводиться на вхід систем ФАПЧ, смуга пропускання контуру систем ФАПЧ повинна бути малою. Для заданого коефіцієнта демпфування ширину смуги частот контурного фільтра ω_{LF} також слід зробити малою. В результаті значення C_1 є великим. Оскільки C_1 великої ємності поводитья як коротке замикання високочастотних сигналів на лінії керування, ці високочастотні сигнали, що генеруються в основному попереднім накруванням заряду через їх неідеальність, створять падіння напруги на резисторі. Вони з'являтимуться в спектрі вихідного сигналу ФАПЧ як еталонні імпульси, погіршуючи фазовий шум ФАПЧ. Щоб звести до мінімуму цей небажаний ефект, невеликий конденсатор C_2 можна підключити паралельно до основної гілки RC_1 , як показано на рис. 1.3, щоб зашунтувати ці високочастотні завади на землю. Для низькочастотних сигналів C_2 поводитья як розімкнений ланцюг.

У таблиці 1.1 наведено порівняння характеристик ФАПЧ типів I та II.

Таблиця 1.1 - Порівняння продуктивності систем ФАПЧ типу I та типу II [11]

Конструктивні параметри	ФАПЧ типу I	ФАПЧ типу II
Смуга пропускання контуру (ω_n)	$\sqrt{K_{pd}K_{vco}\omega_{LF}}$	$\sqrt{\frac{K_{pd}K_{vco}}{C_1}}$
Коефіцієнт демпфування (ξ)	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_{LF}}{K_{pd}K_{vco}}}$	$\frac{1}{2} R \sqrt{K_{pd}K_{vco}C_1}$
Добуток коефіцієнта демпфування пропускну здатності контуру ($\omega_n\xi$)	$\frac{1}{2} \omega_{LF}$	$\frac{1}{2} RK_{pd}K_{vco}$

Продовження таблиця 1.1 - Порівняння продуктивності систем ФАПЧ типу I та типу II

Полюси ($s_{1,2}$)		
	$\frac{\omega_{LF}}{2} = \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right)$ $= \omega_n \xi \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right)$	$\frac{\omega_{LF}}{2} = \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right)$ $= \omega_n \xi \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right)$

1.3 Фазовий шум ФАПЧ у режимі напруги

Щоб проаналізувати фазовий шум ФАПЧ з напругою в режимі блокування, розглянемо схему ФАПЧ з напругою типу II, показану на рис. 1.4, де $N_{вх}$, N_{LF} і N_{vco} позначають шум від входу, фільтра петлі та контрольованої напругою осцилятор, відповідно. Функції передачі від цих джерел шуму до виходу ФАПЧ задані формулою: [12]

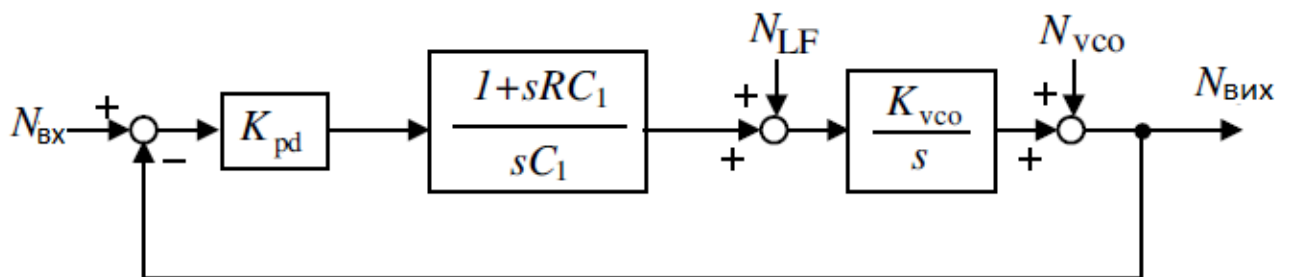


Рисунок 1.4 - Аналіз шуму ФАПЧ напругового режиму типу II [12]

$$H_{vco}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{vco}(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$H_{in}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{in}(s)} = \frac{\omega_n^2 \left(\frac{s}{\omega_{LF}} + 1 \right)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (1.17)$$

$$H_{LF}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{LF}(s)} = \frac{K_{vco}s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

З (1.17) видно, що передавальна характеристика від джерела шуму ГКН до виходу ФАПЧ є високочастотною з кутовою частотою ω_n , передатна характеристика від контурного фільтра до виходу ФАПЧ є смуговою. із центральною частотою ω_n , а характеристика передачі від входу ФАПЧ до виходу ФАПЧ є низькочастотною з частотою зрізу ω_n , як графічно показано на рис. 1.5 (та наведено в додатку А рис. 3). Це спостереження показує, що шум від ГКН вносить найбільший внесок у фазовий шум ФАПЧ на частотах за межами ω_n , шум від входу ФАПЧ робить найбільший внесок у фазовий шум ФАПЧ на частотах нижче ω_n , а шум від контурного фільтра вносить найбільший внесок у фазовий шум ФАПЧ поблизу ω_n [13].

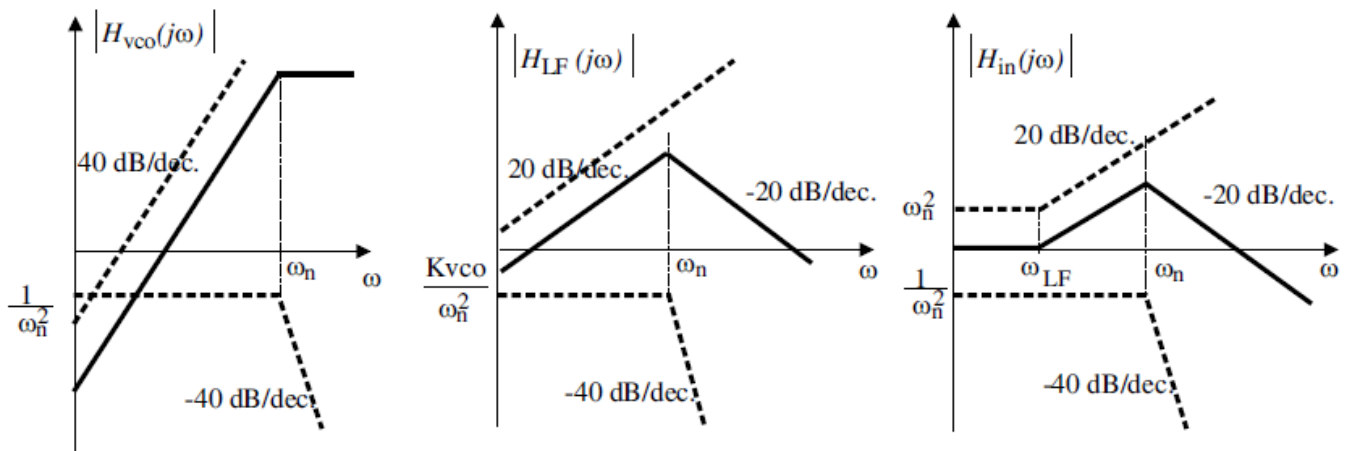


Рисунок 1.5 - Графік Бодє (величина) передатних функцій від джерел шуму до вихідного сигналу ФАПЧ типу II з напругою [13]

Для того, щоб придушити шум, що походить від ГКН, смуга пропускання петлі ω_n повинна бути максимально збільшена, як видно на рис.1.6 (та наведено в додатку А рис. 4). Мінімізація шуму, що вводиться на вхід ФАПЧ, вимагає мінімізації ω_n , як це видно на рис.1.7 (та наведено в додатку А рис. 5).

Відмінні характеристики передачі шуму ФАПЧ вимагають, щоб характеристики контуру ФАПЧ були адаптовані для конкретних застосувань. Як приклад, вхід ФАПЧ передавача послідовної лінії зв'язку зазвичай подається від кристалічного генератора з низьким рівнем шуму. У цьому випадку максимізація пропускнуої здатності циклу ФАПЧ має вирішальне значення для придушення шуму, створюваного ГКН [14].

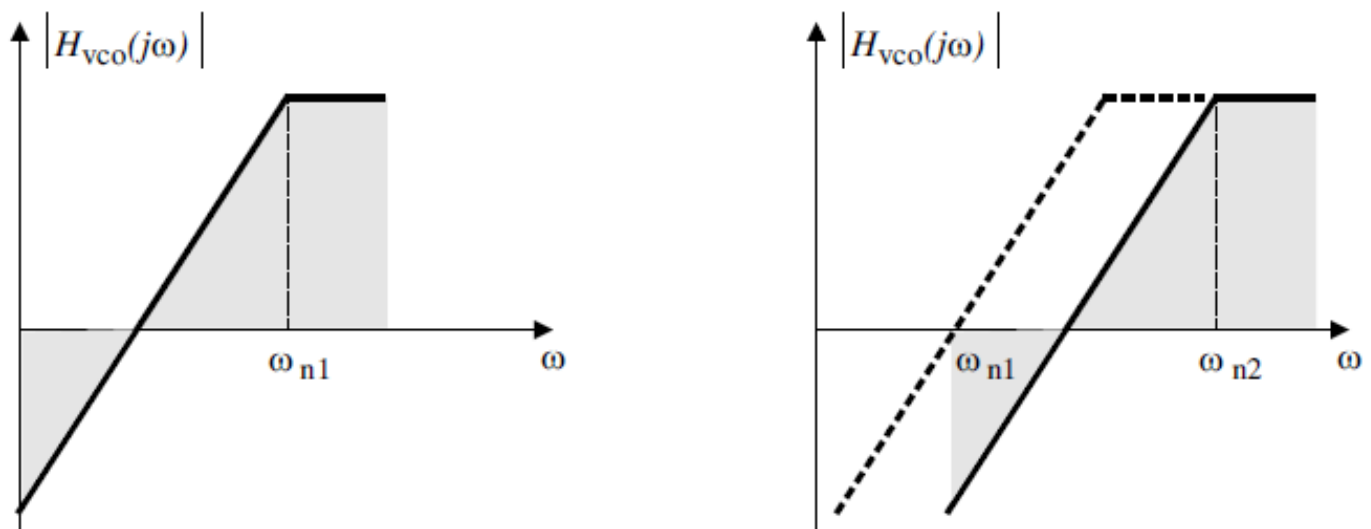


Рисунок 1.6 - Графік Бодє (величина) передатної функції від джерела шуму ГКН до виходу ФАПЧ типу II з режимом напруги ($\omega_{n2} > \omega_{n1}$) [14]

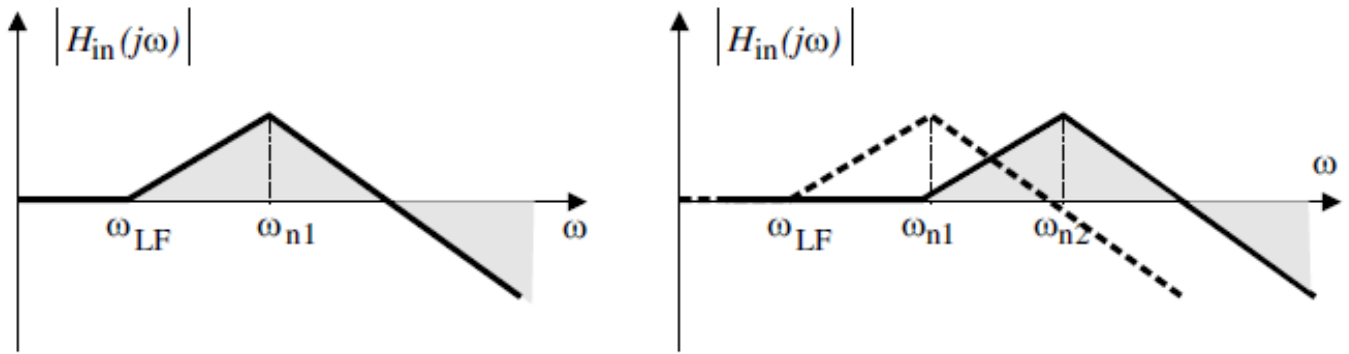


Рисунок 1.7 - Графік Бодє (величина) передатної функції від джерела шуму входу до виходу ФАПЧ типу II з напругою ($\omega_{n2} > \omega_{n1}$) [14]

Вхід ФАПЧ в приймачі послідовного каналу зв'язку - це отриманий потік даних, який містить високий рівень тремтіння синхронізації, пропускна здатність циклу ФАПЧ в цьому випадку повинна бути маленькою, щоб придушити шум від вхідного потоку даних.

1.4 Моделювання фазового шуму ФАПЧ

На відміну від осциляторів, аналіз фазового шуму систем ФАПЧ є серйозною складністю. Складність виникає з наступних причин:

- На відміну від осциляторів, частота коливань яких фіксована при заданій керуючій напрузі або струмі, ФАПЧ не є системами, що періодично змінюються в часі. Аналіз фазового шуму осциляторів базується на принципі циклостаціонарних стохастичних процесів, де стаціонарний шум, такий як тепловий шум MOS-пристроїв, дискретизується періодично. Через зміну керуючої напруги ФАПЧ з режимом напруги, навіть у стані блокування, частота коливань генератора ФАПЧ не є постійною.
- Контури фазового підстроювання частоти містять жорсткі нелінійні елементи, такі як фазові детектори. Моделювання систем ФАПЧ за

допомогою аналогових симуляторів у часовій області, таких як SpectreRF, займає надзвичайно багато часу.

Поточні інструменти САПР для проектування ІС від провідних виробників САПР, такі як SpectreRF від Cadence Design Systems, не можуть аналізувати фазовий шум довільних систем ФАПЧ. Для ФАПЧ з лінійним фазовим детектором, оскільки зміна керуючої напруги або струму в стані блокування зазвичай мала, зміна частоти коливань генератора невелика. Як наслідок, ФАПЧ у стані блокування можна розглядати приблизно як періодично змінювані в часі системи [15].

У цьому випадку SpectreRF можна використовувати для оцінки фазового шуму ФАПЧ. Більш надійним способом аналізу фазового шуму ФАПЧ є використання Verilog-AMS, мови опису обладнання для змішаних аналого-цифрових схем від Cadence Design Systems для виконання аналізу у часовій області розглянуті схеми ФАПЧ із шумом від структурних блоків ФАПЧ. Зокрема [16],

- Моделювання на схемному рівні будівельних блоків ФАПЧ виконується за допомогою SpectreRF. Отримано потужність генераторів вхідного шуму цих будівельних блоків. Потім шум будівельних блоків представляється генератором псевдовипадкового шуму в часі з такою ж потужністю, як у SpectreRF.
- Фазовий шум ОКС було проаналізовано за допомогою Cadence SpectreRF з урахуванням перепаду джерел широкопasmового шуму. Амплітуду тремтіння синхронізації ОКС було отримано з його фазового шуму. У моделюванні ФАПЧ у часовій області Verilog-AMS період коливань ОКС був порушений за допомогою витягнутого тремтіння синхронізації разом із нормально розподіленим випадковим генератором із нульовим середнім і одиничною дисперсією.

- Потім виконується аналіз ФАПЧ у часовій області та отримується перехідна характеристика ФАПЧ. Потім дані стаціонарної частини відгуку ФАПЧ у часовій області обробляються за допомогою ШПФ, щоб отримати спектр потужності фазового шуму ФАПЧ.

2 СХЕМА ФАПЧ СТРУМОВОГО РЕЖИМУ З АКТИВНИМИ КОТУШКАМИ ІНДУКТИВНОСТІ

У цьому розділі зосереджено увагу на розробці систем ФАПЧ у струмовому режимі, де активні котушки індуктивності використовуються як у контурному фільтрі, так і в LC-генераторі ФАПЧ, щоб зменшити споживання кремнію та забезпечити як регульовану динаміку контуру, так і великий діапазон збору даних.

2.1 Контурний фільтр струмового режиму з активними котушками індуктивності

Як зазначалося раніше, ФАПЧ класифікується як струмовий режим, якщо частота коливань генератора ФАПЧ керована струмом. Контроль струму генерується контурним фільтром поточного режиму. Фільтрація по струму принципово відрізняється від фільтрації по напрузі. Перший підтримує постійний вихідний струм, а другий видає постійну вихідну напругу. Фільтри низьких частот у режимі напруги зазвичай будуються з використанням RC-мереж із шунтуючими конденсаторами. Ці конденсатори поведуться як короткі замикачі на високих частотах, щоб шунтувати високочастотні сигнали на землю. Типовий фільтр нижніх частот поточного режиму складається з плаваючих котушок індуктивності, як показано на рис.2.1 (та наведено в додатку А рис. 6), щоб блокувати проходження високочастотних струмів через котушки індуктивності [17].

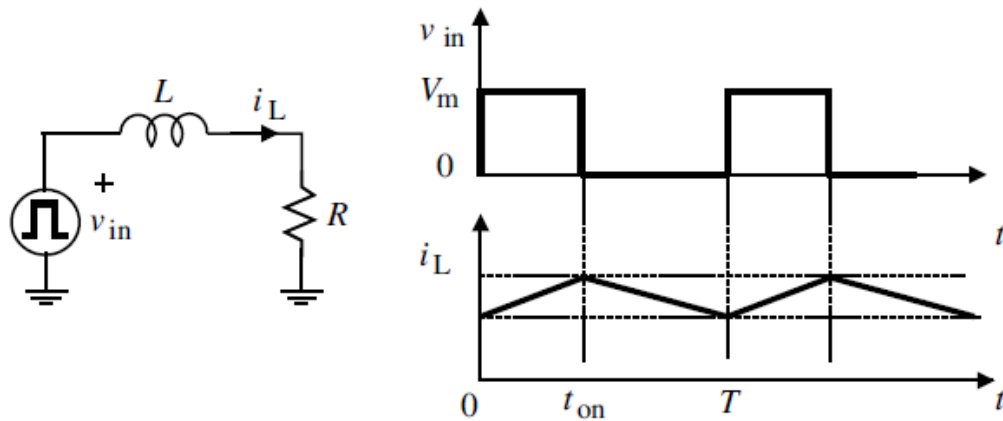


Рисунок 2.1 - Базова конфігурація фільтрів низьких частот струмового режиму [17]

Нехай вхідна напруга фільтра $v_{in}(t)$ є генератором прямокутних хвиль з амплітудою V_m і шпаруватістю t_{on}/T , де T — період, а t_{on} — час увімкнення вхідного сигналу. Струм індуктора визначається як [18]

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_m}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + i_L(0^-) e^{-\frac{t}{\tau}}, & 0 \leq t \leq t_{on}, \\ i_L(t_{on}^-) e^{-(t-t_{on})/\tau}, & t_{on} \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.1)$$

де

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.2)$$

— постійна часу, $i_L(0^-)$ та $i_L(t_{on}^-)$ — початковий струм індуктора при $t = 0$ та $t = t_{on}$ відповідно. Якщо τ достатньо велике, ми маємо

$$e^{-\frac{t}{\tau}} \approx 1 - \frac{t}{\tau} \quad (2.3)$$

Рівняння (2.1) спрощується до

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_m t}{R \tau} + i_L(0^-) \left(1 - \frac{t}{\tau}\right), & 0 \leq t \leq t_{on}, \\ i_L(t_{on}^-) \left(1 - \frac{t - t_{on}}{\tau}\right), & t_{on} \leq t \leq T. \end{cases} \quad (2.4)$$

Якщо амплітуда вхідної напруги підтримується постійною, компонент постійного струму фільтра струмового режиму є функцією шпаруватості вхідної напруги фільтра. Вихід лінійного фазового детектора - це ланцюг імпульсів, ширина імпульсу якого прямо пропорційна різниці фаз між входами фазового детектора. Це спостереження показує, що постійний компонент вихідного струму контурного фільтра струмового режиму, який слідує за лінійним фазовим детектором, пропорційний різниці фаз між входами фазового детектора [19].

Низькочастотні контурні фільтри струмового режиму вимагають використання плаваючих котушок індуктивності для блокування високочастотних компонентів їхніх входів, щоб пульсації керуючого струму були невеликими. Хоча ці плаваючі котушки індуктивності можна реалізувати за допомогою спіральних індукторів, потреба у великій площі кремнію для виготовлення цих спіральних індукторів значно збільшує вартість. Плаваючі активні котушки індуктивності, досліджені в розділі 2, можуть бути використані як альтернатива для побудови контурних фільтрів струмового режиму. Однак існують три основні проблеми цього підходу [20]:

- Активні котушки індуктивності демонструють значно високий рівень шуму в порівнянні зі своїми спіральними аналогами. Слід враховувати вплив шуму активних індукторів на загальний фазовий шум ФАПЧ.
- Індуктивність активних котушок індуктивності чутлива до коливань напруги живлення та відскоку землі. Навпаки, характеристики спіральних котушок індуктивності ідеально нечутливі до коливань напруги живлення та відскоку землі. Необхідно враховувати вплив коливань напруги

живлення та відскоку від землі на смугу пропускання фільтрів контуру активної індуктивності, а потім фазового шуму ФАПЧ.

- Активні контурні фільтри індуктивності споживають статичну енергію.

Оскільки чим більша індуктивність індуктивності петлевого фільтра, тим менша пульсація його вихідного струму, плаваючі активні котушки індуктивності контурних фільтрів струмового режиму ФАПЧ повинні мати велику індуктивність. Як зазначалося раніше в розділі 1, індуктивність активних індукторів обернено пропорційна добутку транспровідностей транспровідників, що утворюють активні індуктори. Тому велику індуктивність можна отримати, зменшивши постійний струм зміщення транспровідників. Це, у свою чергу, знижує енергоспоживання активних індукторів. Це спостереження свідчить про те, що енергоспоживання фільтрів з активним контуром індуктивності не є критичним [21].

2.2 Динаміка контуру ФАПЧ струмового режиму типу I

Далі ми досліджуємо динаміку циклу ФАПЧ поточного режиму в стані блокування. Щоб спростити аналіз, ми спочатку розглянемо випадок, коли котушки індуктивності контурних фільтрів струмового режиму вважаються ідеальними. Потім ми досліджуємо динаміку контуру ФАПЧ із включенням паразитних опорів і ємності практичних активних індукторів.

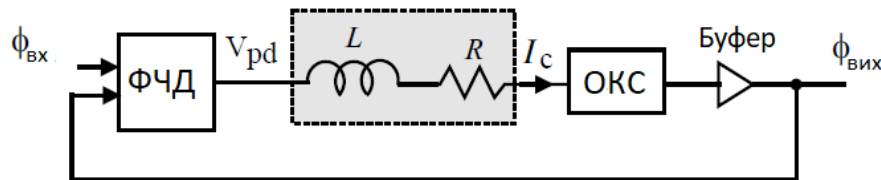


Рисунок 2.2 - ФАПЧ струмового режиму типу I з ідеальним контурним фільтром індуктивності [22].

Конфігурація ФАПЧ струмового режиму типу I показана на рис.2.2. Щоб спростити аналіз, ми спочатку нехтуємо послідовним резистором R . Оскільки вхідний сигнал генератора, керованого струмом, є струмом, вхідний опір генератора, керованого струмом, в ідеалі можна вважати нульовим. В результаті передавальна функція контурного фільтра поточного режиму стає [23]

$$\frac{I_c(s)}{V_{pd}(s)} = \frac{1}{sL}. \quad (2.5)$$

Функція замкнутої передачі системи ФАПЧ визначається як

$$H_c(s) = \frac{\Phi_o(s)}{\Phi_{in}(s)} = \left(\frac{K_{pd}K_{cco}}{L} \right) \frac{1}{s^2 + \frac{K_{pd}K_{cco}}{L}}, \quad (2.6)$$

де K_{cco} — коефіцієнт посилення ССО. Два полюси $H_c(s)$ знаходяться на уявній осі, а ФАПЧ нестабільна. Для стабілізації системи резистори R можна додати послідовно з індуктором. Передатна функція петлевого фільтра поточного режиму в цьому випадку стає

$$\frac{I_c(s)}{V_{pd}(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (2.7)$$

звідки ми отримуємо частоту зрізу контурного фільтра

$$\omega_{LF} = \frac{R}{L}. \quad (2.8)$$

Коефіцієнт підсилення контуру ФАПЧ визначається як

$$H_o(s) = \left(\frac{K_{pd}}{sL + R} \right) \left(\frac{K_{cco}}{s} \right) \quad (2.9)$$

показує, що PLL є типом I, оскільки $H_o(s)$ має лише один полюс у початку координат.

Функція замкнутої передачі системи ФАПЧ визначається як [24]

$$H_c(s) = \left(\frac{K_{pd}K_{cco}}{L} \right) \frac{1}{s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{K_{pd}K_{cco}}{L}} \quad (2.10)$$

З (2.10) видно, що доданий резистор переміщує полюси ФАПЧ від уявної осі до лівої половини s -площини та стабілізує ФАПЧ. Смугу пропускання контуру ω_n і коефіцієнт демпфування ξ ФАПЧ можна отримати безпосередньо з (2.10).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{pd}K_{cco}}{L}} \quad (2.11)$$

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{1}{K_{pd}K_{cco}L}}$$

Звідси ми отримуємо

$$\omega_n \xi = \frac{\omega_{LF}}{2} \quad (2.12)$$

Збільшення L зменшить ω_n і ξ . В результаті ФАПЧ є менш стабільною. Загасання амплітуди коливань вихідного сигналу ФАПЧ також зменшується, що призводить до більш тривалого часу блокування. Полюси $H_c(s)$ задані формулою [25]

$$p_{1,2} = \frac{\omega_{LF}}{2} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right). \quad (2.13)$$

Розташування полюсів ФАПЧ таке ж, як і у відповідних ФАПЧ напруги, отриманих раніше, показуючи, що властивість стабільності ФАПЧ струмового режиму така ж, як і ФАПЧ напруги.

Коефіцієнт демпфування ξ ФАПЧ може бути налаштований шляхом зміни R без впливу на смугу пропускання петлі. Згадаймо, що пропускна здатність контуру і коефіцієнт демпфування типу I ФАПЧ режиму напруги не можна налаштувати окремо. Незалежне налаштування ω_n і ξ є відмінною та привабливою характеристикою ФАПЧ струмового режиму типу I. Попередній аналіз припустив, що активний індуктор петлевого фільтра ідеальний.

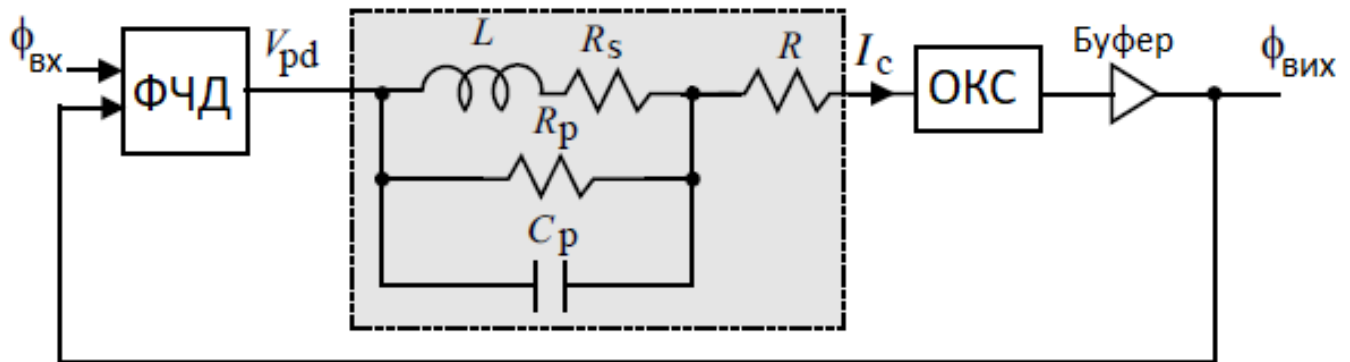


Рисунок 2.3 - ФАПЧ струмового режиму типу I з активним контурним фільтром індуктивності [26].

Практичні активні індуктори мають як паразитні опори R_p і R_s , так і паразитну ємність C_p , як показано на рис.2.3. Необхідно враховувати їх вплив на динаміку циклу ФАПЧ струмового режиму. Оскільки зазвичай $R_p \gg R$, $R \gg R_s$, R_s можна знехтувати при аналізі характеристик контурного фільтра без внесення

великої похибки. Передатна функція замкнутої системи ФАПЧ за виключенням C_p задана формулою

$$H_c(s) = \left[\frac{K_{pd}K_{cco}}{L(R_p + R)} \right] \frac{sL + R_p}{s^2 + s \left(\frac{R}{L} + \frac{K_{pd}K_{cco}}{R_p} \right) + \frac{K_{pd}K_{cco}}{L} \left(\frac{R_p}{R + R_p} \right)} \quad (2.14)$$

Смуга пропускання петлі та коефіцієнт демпфування в цьому випадку визначаються формулою

$$\hat{\omega}_n = \omega_n \sqrt{\frac{R_p}{R_p + R}} \quad (2.15)$$

$$\hat{\xi} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{1}{K_{pd}K_{cco}L}} + \frac{1}{2R_p} \sqrt{K_{pd}K_{cco}L}$$

Користуючись

$$\sqrt{\frac{1}{1+x}} = 1 - \frac{1}{2}x + \frac{3}{8}x^2 - \dots \approx 1 - \frac{1}{2}x, \quad (x < 1), \quad (2.16)$$

і зауваживши, що $R/R_p \ll 1$, маємо

$$\sqrt{\frac{R_p}{R_p + R}} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{R}{R_p}}} \approx 1 - \frac{1}{2} \frac{R}{R_p}. \quad (2.17)$$

Посилення петлі стає

$$\hat{\omega}_n \approx \omega_n \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R}{R_p} \right) = \omega_n + \Delta\omega_n. \quad (2.18)$$

Крім того, коефіцієнт демпфування визначається як

$$\hat{\xi} = \xi + \Delta\xi. \quad (2.19)$$

Зміни ω_n і ξ , позначені відповідно $\Delta\omega_n$ і $\Delta\xi$, які викликані паразитуванням активних індукторів, кількісно визначаються [27]

$$\Delta\omega_n = -\frac{1}{2} \frac{R}{R_p} \omega_n, \quad (2.20)$$

$$\Delta\xi = \frac{1}{4\xi} \frac{R}{R_p},$$

де ω_n і ξ – смуга пропускання петлі та коефіцієнт демпфування ФАПЧ, коли індуктивність петлевого фільтра ідеальна. З (2.20) стає очевидним, що ширина смуги петлі зменшується, а коефіцієнт демпфування трохи збільшується, коли враховуються паразитні опори активного індуктора. Зміни ω_n і ξ прямо пропорційні.

Коли C_p розглядається, оскільки C_p паралельно R_p , функція фазового переміщення в цьому випадку задана формулою (2.14), де R_p замінено на Z_p

Рівняння (2.20) все ще можна використовувати для кількісного визначення $\Delta\omega_n$ і $\Delta\xi$ із заміною R_p на Z_p [28].

2.3 Динаміка контуру ФАПЧ струмового режиму типу II

Конфігурація систем ФАПЧ струмового режиму II типу показана на рис. 2.4, де контур стабілізується шляхом додавання резистора паралельно до котушки індуктивності.

Дотримуючись того самого припущення, що вхідний опір ССО дорівнює нулю, ми отримуємо передаточну функцію контурного фільтра

$$\frac{I_c(s)}{V_{pd}(s)} = \frac{sL + R}{sRL} \quad (2.21)$$

Коефіцієнт підсилення контуру ФАПЧ визначається як [29]

$$H_o(s) = \frac{K_{pd}K_{cco}(sL + R)}{s^2RL} \quad (2.22)$$

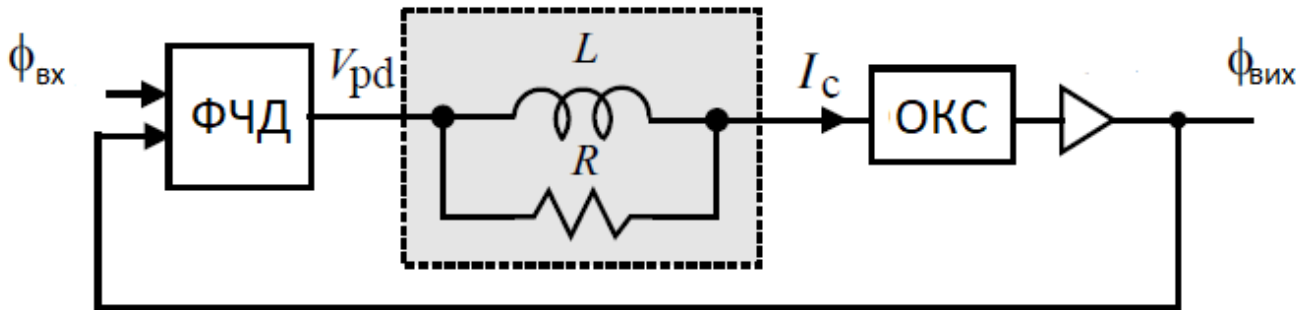


Рисунок 2.4 - ФАПЧ струмового режиму II типу [30].

Це вказує на те, що система ФАПЧ є типом II, оскільки посилення петлі має два полюси в початку координат. Функція замкнутої передачі системи ФАПЧ визначається як

$$H_c(s) = \frac{K_{pd}K_{cco}}{RL} \frac{sL + R}{s^2 + s \left(\frac{K_{pd}K_{cco}}{R} \right) + \frac{K_{pd}K_{cco}}{L}} \quad (2.23)$$

Смуга пропускання контуру ω_n і коефіцієнт демпфування ξ ФАПЧ отримуються з (2.23)

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{pd}K_{cco}}{L}},$$

(2.24)

$$\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{K_{pd} K_{cco} L}$$

з якого ми отримуємо

$$\omega_n \xi = \frac{1}{2R} K_{pd} K_{cco}. \quad (2.25)$$

Полюси $H_c(s)$ задані формулою

$$s_{1,2} = \omega_n \xi \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi^2}} \right). \quad (2.26)$$

Коментуємо попередні результати:

- Розташування полюсів ФАПЧ струмового режиму типу II таке ж, як і полюсів ФАПЧ струмового режиму типу I, що свідчить про те, що ФАПЧ типів I та II мають однакові властивості стабільності.
- Збільшення індуктивності L зменшить смугу пропускання контуру ω_n і збільшить коефіцієнт демпфування ξ . Це відрізняється від ФАПЧ струмового режиму типу I, де збільшення L зменшить як ω_n , так і ξ .
- Збільшення R зменшить коефіцієнт демпфування ξ . Це відрізняється від ФАПЧ струмового режиму типу I, де збільшення R збільшує коефіцієнт демпфування ξ .
- Вираз смуги пропускання контуру ω_n є однаковим для систем ФАПЧ струмового режиму типів I і II, показуючи, що ω_n не залежить від R , як його значення, так і розташування в контурному фільтрі.
- Резистор R забезпечує прямий шлях для перешкод, щоб обійти котушку індуктивності та досягти ССО, погіршуючи фазовий шум ССО. Щоб усунути цей недолік, послідовно з резистором можна додати котушку

індуктивності для блокування струмів високої частоти, як показано на рис. 2.5.

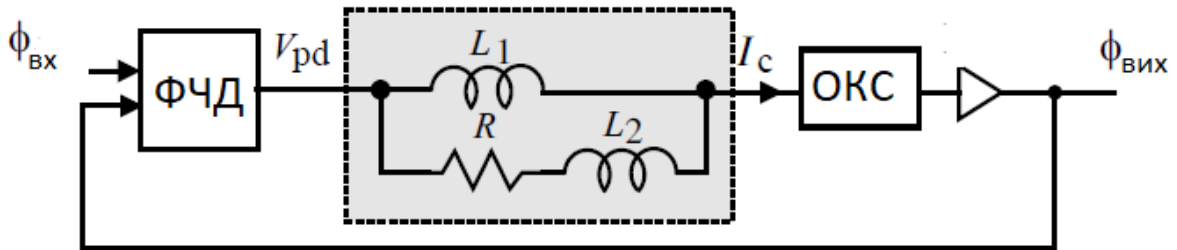


Рисунок 2.5 - ФАПЧ струмового режиму II типу [31]

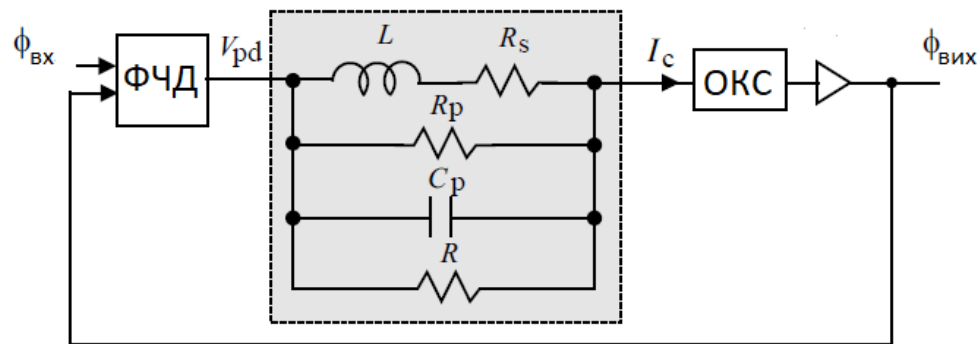


Рисунок 2.6 - ФАПЧ струмового режиму типу II з фільтром контуру активної індуктивності [31]

Давайте тепер повторимо попередній аналіз систем ФАПЧ струмового режиму типу II із заміною ідеального індуктора фільтра петлі струмового режиму на активний індуктор, який має як паразитний опір, так і ємність, як показано на рис. 2.6.

Нехтуйте R_p як $R_p \gg R$. Передавальна функція замкнутого циклу ФАПЧ без урахування C_p визначається як [32]

$$H_c(s) = \left(\frac{K_{pd} K_{cco}}{L R_p} \right) \frac{sL + (R + R_s)}{s^2 + s \left(\frac{R_s}{L} + \frac{K_{pd} K_{cco}}{R} \right) + \frac{K_{pd} K_{cco}}{L} \left(1 + \frac{R_s}{R} \right)}. \quad (2.26)$$

Смуга пропускання петлі та коефіцієнт демпфування задані як

$$\hat{\omega}_n = \omega \sqrt{1 + \frac{R_s}{R}}, \quad (2.27)$$

$$\hat{\xi} \approx \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{1}{K_{pd}K_{cco}L}} + \frac{1}{2R} \sqrt{K_{pd}K_{cco}L},$$

де ω_n задано в (2.24). Користуючись

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots \approx 1 + \frac{1}{2}x, \quad (x < 1), \quad (2.28)$$

і зауваживши, що $R_s \ll R$, ми маємо

$$\sqrt{1 + \frac{R_s}{R}} \approx 1 + \frac{1}{2} \frac{R_s}{R} \quad (2.29)$$

Як результат

$$\hat{\omega} \approx \omega_n \left(1 + \frac{1}{2} \frac{R_s}{R}\right) = \omega_n + \Delta\omega_n, \quad (2.30)$$

$$\hat{\xi} = \xi + \Delta\xi$$

Зміни ω_n і ξ , позначені як $\Delta\omega_n$ і $\Delta\xi$ відповідно, внаслідок включення паразитів активного індуктора кількісно визначаються за допомогою

$$\Delta\omega_n = \frac{1}{2} \frac{R_s}{R} \omega_n, \quad (2.31)$$

$$\Delta\xi = \frac{1}{4\xi} \frac{R_s}{R}$$

Видно, що смуга пропускання петлі та коефіцієнт демпфування трохи збільшені. Коли враховується C_p , R замінюється на рівняння (2.31), яке все ще може використовуватися для кількісного визначення $\Delta\omega_n$ і $\Delta\xi$ [33].

2.4 Фазовий шум ФАПЧ струмового режиму

Розглянемо систему ФАПЧ струмового режиму типу I, показану на рис. 2.7 (та наведено в додатку А рис.7), де враховуються шум від входу, шум фільтра петлі активного індуктора та шум ССО.

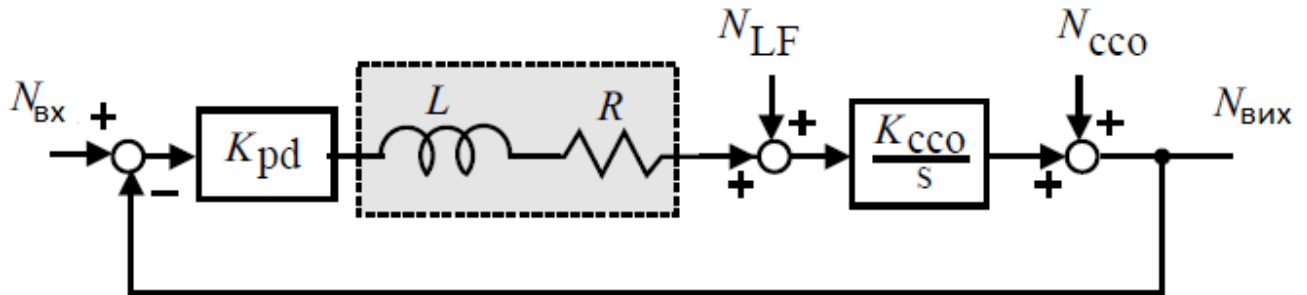


Рисунок 2.7 - Аналіз фазового шуму ФАПЧ струмового режиму типу I з ідеальним фільтром контуру активної індуктивності [34].

Функції передачі від цих джерел шуму до виходу ФАПЧ задані формулою

$$H_{in}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{in}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2},$$

$$H_{LF}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{LF}(s)} = \frac{K_{cco}\omega_{LF}\left(\frac{s}{\omega_{LF}} + 1\right)}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2}, \quad (2.32)$$

$$H_{cco}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{cco}(s)} = \frac{\omega_{LF}s\left(\frac{s}{\omega_{LF}} + 1\right)}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2}.$$

Видно, що функція передачі шуму від входу до виходу ФАПЧ має характеристику нижніх частот із частотою зрізу ω_n приблизно та згасанням у смузі зупинки -40 дБ/дек. Шум від контурного фільтра до виходу ФАПЧ має смугову характеристику з центральною частотою смуги пропускання ω_n . Шум від ССО до виходу ФАПЧ має високочастотну характеристику з кутовою частотою ω_n . Графіки Боде для цих функцій передачі показані на рис. 2.8 (та наведено в додатку А рис.8).

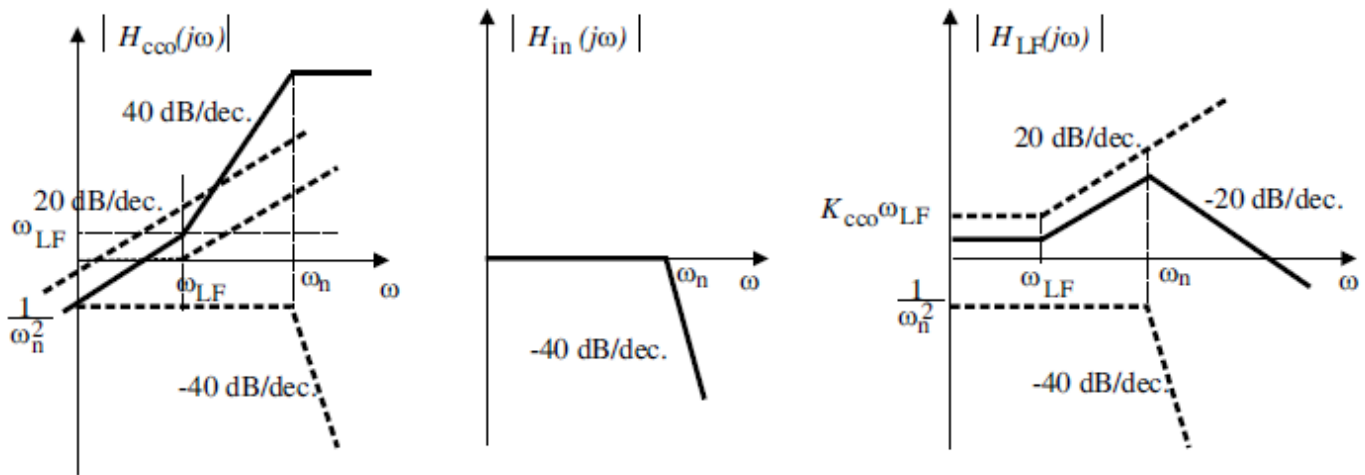


Рисунок 2.8 - Графік Боде (величина) функції передачі від джерел шуму до вихідного сигналу ФАПЧ струмового режиму типу I [35].

Розглянемо схему ФАПЧ струмового режиму типу II, показану на рис. 2.9, де враховуються шум від входу, шум фільтра контуру активної індуктивності та шум ССО. Функції передачі від цих джерел шуму до виходу ФАПЧ задані формулою

$$H_{in}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{in}(s)} = \frac{\omega_n^2 \left(\frac{s}{\omega_{LF}} + 1 \right)}{s^2 + 2\omega_n \xi s + \omega_n^2}$$

$$H_{LF}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{LF}(s)} = \frac{K_{cco}s}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2}, \quad (2.33)$$

$$H_{cco}(s) = \frac{N_o(s)}{N_{cco}(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2}.$$

Видно, що функція передачі шуму від входу до виходу ФАПЧ має НЧ-характеристику з частотою зрізу ω_n і швидкістю загасання в смузі зупинки -20 дБ/дек. Шум від ССО до виходу ФАПЧ має високочастотну характеристику з кутовою частотою ω_n . Шум від контурного фільтра до виходу ФАПЧ має смугову характеристику з центральною частотою смуги пропускання ω_n .

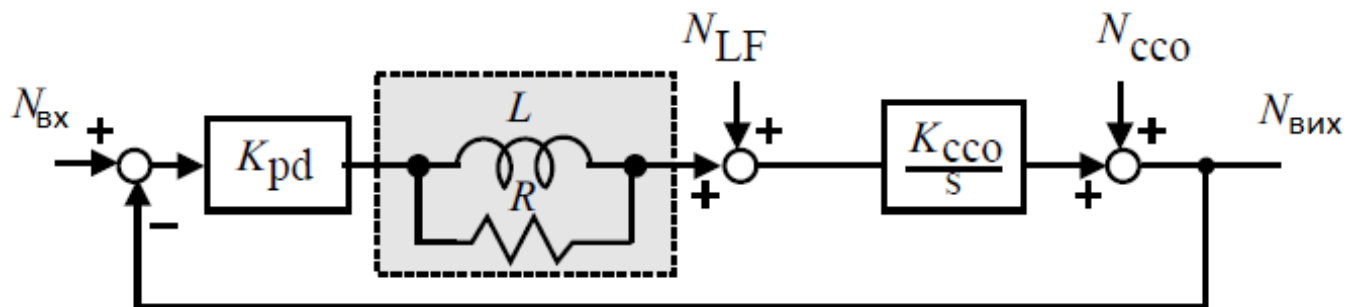


Рисунок 2.9 - Аналіз фазового шуму ФАПЧ струмового режиму типу II з ідеальним контурним фільтром індуктивності [36]

2.5 Приклади проектування

У цьому пункті порівнюється продуктивність двох ФАПЧ струмового режиму: одна з активним контурним фільтром індуктивності та ІГКН з активною індуктивністю, а інша — з активним фільтром з контуром індуктивності та спіральним ІГКН. Обидва працюють на частоті 3,0 ГГц.

2.5.1 ФАПЧ струмового режиму з контурним фільтром з активним індуктором і ІГКН з активним індуктором

Схема ФАПЧ струмового режиму типу I, запропонована ДіКлементе та Юанем у, складається з петлевого фільтра з активною індуктивністю та ССО з активним індуктором. ССО ФАПЧ, схема якого показана на рис. 2.10 (та наведено в додатку А рис.9), є LC-генератором з активними котушками індуктивності повторного використання струму W_u . Регулювання частоти ССО досягається зміною струму зміщення J_2 . J_1 використовується для налаштування негативного опору резистор, щоб компенсувати ефект паразитних опорів активних індукторів. ФАПЧ був розроблений за технологією TSMC-0,18 мкм 1,8 В 6-металевий 1-полігональний КМОП.

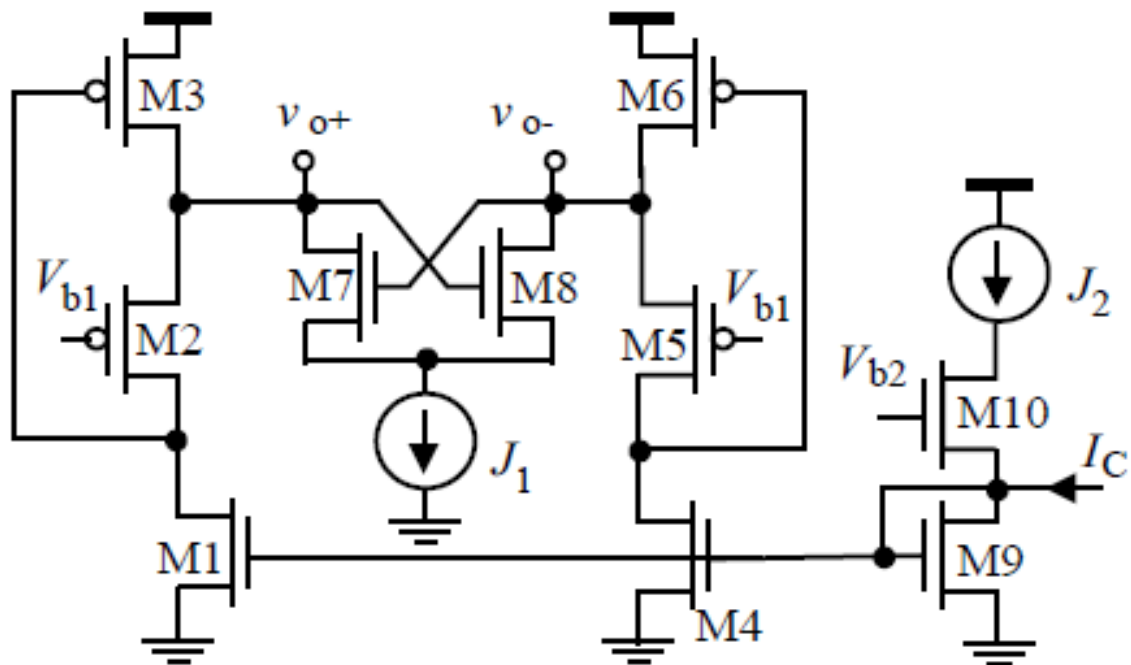


Рисунок 2.10 - Спрощена схема генератора, керованого струмом, із повторним використанням струму активними котушками індуктивності [37]

Контурний фільтр струмового режиму побудовано з використанням плаваючої активної котушки індуктивності диференціальної пари, дослідженої в розділі 1. Індуктивність активної котушки індуктивності налаштовується зміною хвостового струму транспровідників активної котушки індуктивності. Блок-схема ФАПЧ показана на рис. 2.11 (та наведено в додатку А рис.10). Фільтр контуру струмового режиму складається з плаваючої активної котушки індуктивності 3 мкГн, послідовно з'єднаної з одним полірезистором 2,25 кОм з кожного боку індуктивної котушки індуктивності. Паразитний послідовний опір активної котушки індуктивності, значення якого зазвичай набагато менше 2,25 кОм, має незначний вплив на динаміку контуру ФАПЧ.

На рис. 2.12 показана залежність індуктивності активного індуктора від постійної напруги зміщення V_{b2} . Видно, що збільшення постійної напруги зміщення V_{b2} знижує індуктивність. Також спостерігається, що навіть коли V_{b2} наближається до нуля, індуктивна характеристика все ще існує. Крім того, зв'язок між індуктивністю і напругою зміщення активного індуктора, що є приблизно лінійними, та дозволяє плавно налаштовувати індуктивність активного індуктора.



Рисунок 2.11 - Блок-схема активного індуктора ФАПЧ струмового режиму від ДіКлементе та Юаня [38].

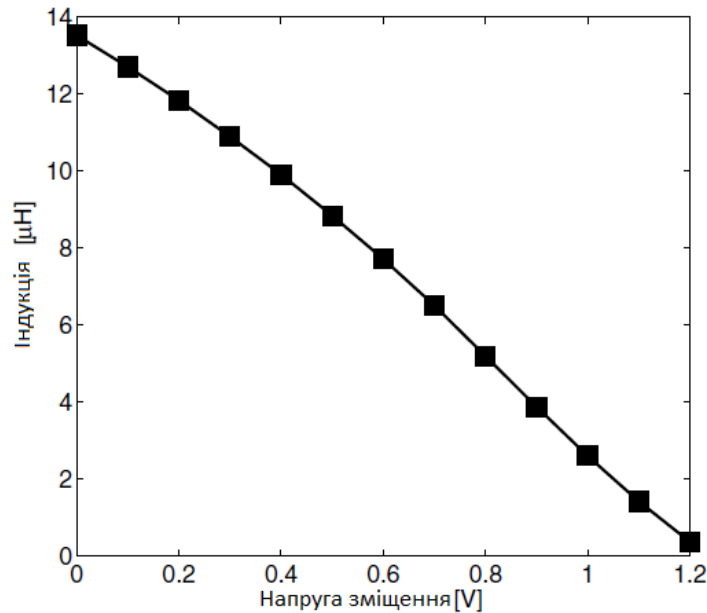


Рисунок 2.12 - Змодельована залежність індуктивності плаваючого активного індуктора від напруги зміщення V_{b2} . Індуктивність оцінюється на 3 ГГц [38].

На рис. 2.13 (та наведена в додатку А рис.11) показана залежність індуктивності активного індуктора від постійної напруги входу активного індуктора. Видно, що навіть коли вхідні транзистори транспровідників входять в область тріода (висока вхідна постійна напруга), мережа все ще демонструє індуктивну характеристику. Індуктивність активної котушки індуктивності в цьому випадку більша за рахунок зменшення провідності міжпровідників. Також спостерігалось, що індуктивна характеристика існує навіть тоді, коли вхідна постійна напруга дорівнює нулю. Вхідні транзистори транскондукторов активного індуктора в цьому випадку знаходяться в його вимкненому стані. Зв'язок між вхідною напругою та струмом відгалуження транспровідників відбувається через ємності вхідних транзисторів. Зв'язок між індуктивністю та розмахом вхідної напруги активного індуктора є сильно нелінійним як при низьких, так і при високих вхідних напругах.

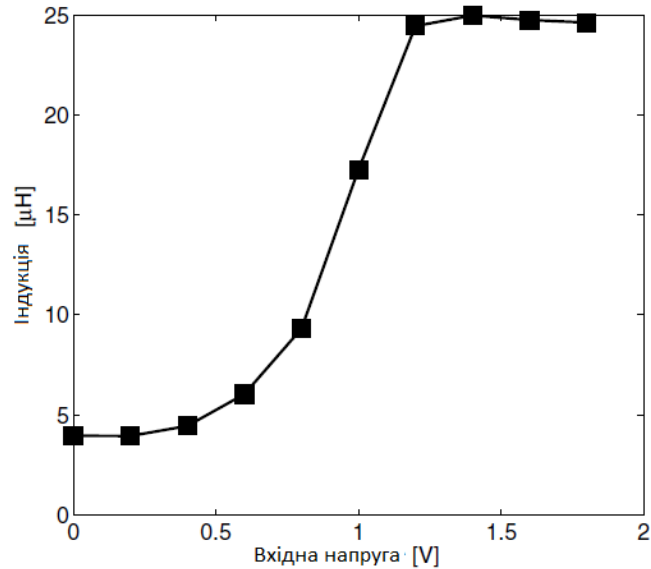


Рисунок 2.13 - Змодельована залежність індуктивності плаваючого активного індуктора Махмуді-Салама від коливання вхідної напруги. Індуктивність оцінюється на 3 ГГц [38]

На рис. 2.14 показана залежність вихідного струму фільтра контуру струмового режиму від шпаруватості вхідної напруги. Очевидно, що постійна складова вихідного струму контурного фільтра змінюється залежно від шпаруватості вхідної напруги.

Слід зазначити, що хоча вхідний сигнал петлевого фільтра струмового режиму, який є коливанням вихідної напруги попереднього фазового детектора, зазвичай є шиною-рейкою, резистор перед активним індуктором і ємність затвора вхідні транзистори активного індуктора утворюють низькочастотну RC мережу, яка обмежує коливання напруги на затворі вхідних транзисторів активного індуктора до досить малого значення. В результаті вхідні транзистори транскондукторів активного індуктора залишаються в насиченні.

Фазовий детектор ФАПЧ був стандартним фазово-частотним детектором ФЧД, де ФЧД було реалізовано за допомогою логіки TSPC, щоб скористатися перевагами його простої конфігурації та низької затримки поширення. На рис.

2.15 зображено графік струму керування ФАПЧ струмового режиму. Фазовий шум ФАПЧ зображено на рис. 2.16 (та наведена в додатку А рис.12).

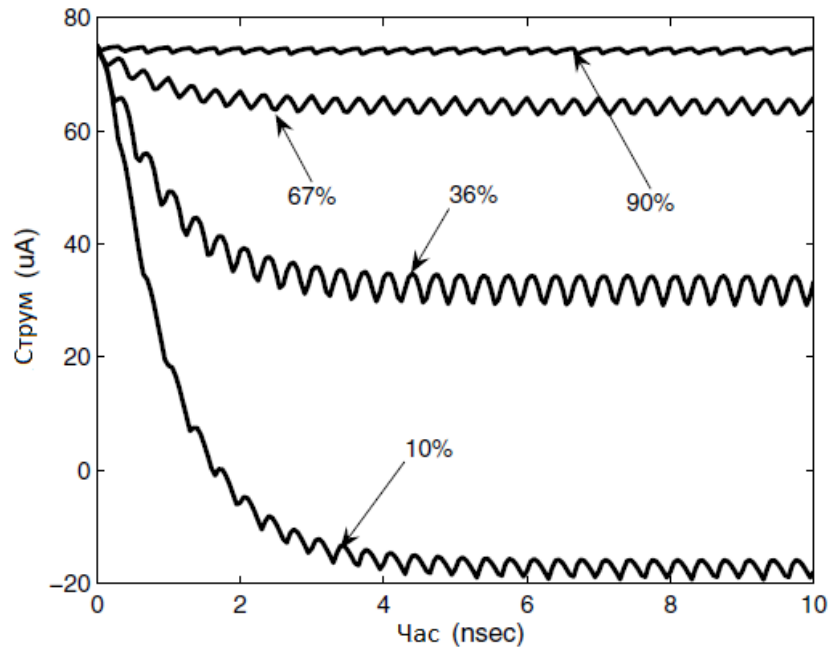


Рисунок 2.14 Залежність вихідного струму активного петлевого фільтра індуктивності від шпаруватості вхідної напруги (с IEEE 2007) [39]

Споживана потужність фазового детектора, фільтра контуру струмового режиму та ОКС становила 0,09 мВт, 0,1 мВт, 12,2 мВт відповідно. Енергоспоживання петлевого фільтра струмового режиму є незначним, головним чином через малий постійний струм зміщення, необхідний для отримання великої індуктивності. ОКС домінував у споживанні електроенергії PLL.

2.5.2 ФАПЧ струмового режиму з петлевым фільтром активної індуктивності та LC VCO зі спіральним індуктором

Було зазначено, що активні індуктори страждають від високого рівня шуму в порівнянні зі своїми спіральними аналогами. Результати моделювання

попередньої схеми ФАПЧ у струмовому режимі з активним контурним фільтром і активним індукторним LC-генератором демонструють високий рівень фазового шуму. Оскільки активні котушки індуктивності використовувалися як у контурному фільтрі, так і в LC-генераторі ФАПЧ, нам особливо цікаво з'ясувати, чи спричинений високий рівень фазового шуму ФАПЧ в основному шумом активного контуру індуктивності. Фільтр або активний індуктор LC-генератора. У наведеному нижче режимі ФАПЧ у струмовому режимі ми замінюємо LC-генератор з активним індуктором на спіральний LC-генератор з індуктивністю.

Петлевий фільтр все ще працює на основі індуктивності, а фазовий детектор залишається без змін. Крім того, в активному індукторі використовується метод повторного зміщення, щоб мінімізувати вплив коливань напруги живлення на індуктивність активного індуктора. На рис. 2.18 показана принципова схема активного індуктора петлевого фільтра з повторним зміщенням. Кінцеві транзистори транспровідників зміщуються в підпороговій області, щоб мінімізувати g_{m1} і g_{m2} таким чином, щоб індуктивність активного індуктора була максимальною. Це також мінімізує енергоспоживання активного індуктора.

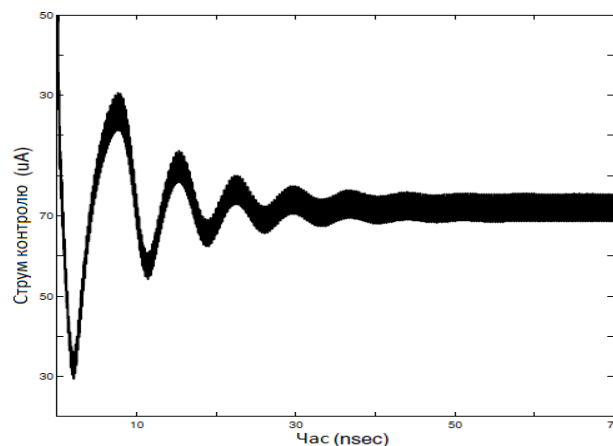


Рисунок 2.15 - Змодельований керуючий струм струмового режиму ФАПЧ з диференціальною парою плаваючого фільтра петлі активної індуктивності та повторного використання струму W_u активного індуктора ОКС (с IEEE 2007)

Принципова схема спірального індуктора LC ОКС наведена на рис. 2.18 (та показана в додатку А рис.14). Спіральні індуктори замінено загальноживованою моделлю спіральних індукторів Lumped для аналізу їх продуктивності. Регулювання частоти LC-генератора досягається зміною керуючої напруги двох MOS варакторів. Керуюча напруга контролюється керуючим струмом через I/V перетворювач. V_b налаштовує опір негативного резистора [40].

У таблиці 2.2 порівнюється вплив коливань напруги живлення на індуктивність активної котушки індуктивності з і без повторного зміщення. Індуктивність активного індуктора без повторного зміщення чутлива до коливань НВВ із чутливістю приблизно 0,167 нГн/мВ. Чутливість знижується до 0,0235 нГн/мВ, коли використовується зміщення репліки. Реплікаційне зміщення забезпечує економічний та ефективний спосіб мінімізації впливу коливань НВВ на індуктивність активних котушок індуктивності та має використовуватись для всіх активних котушок індуктивності та трансформаторів.

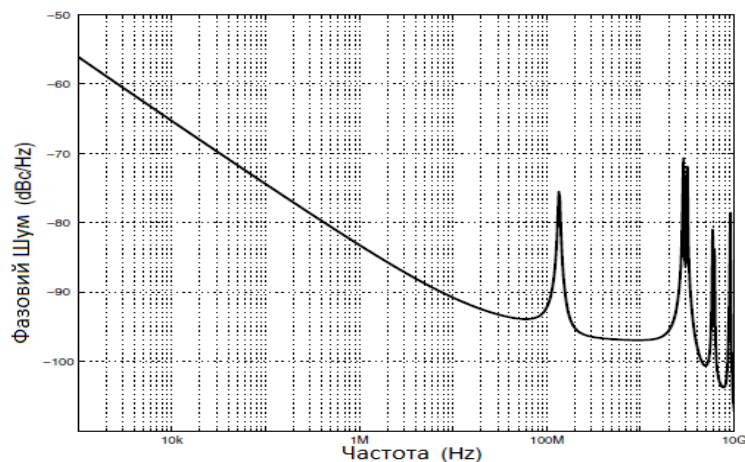


Рисунок 2.16 - Змодельований фазовий шум ФАПЧ у поточному режимі з плаваючим фільтром петлі активної індуктивності Махмуді-Салама та ССО повторного використання струму активної індуктивності Wu (с IEEE 2007) [41]

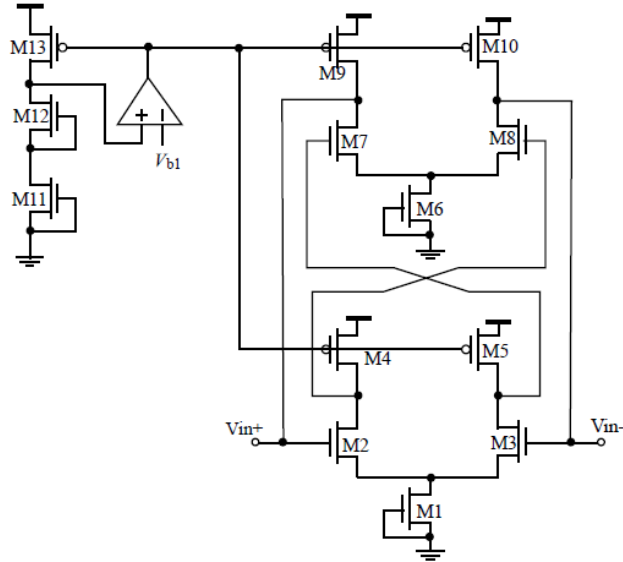


Рисунок 2.17 - Спрощена схема диференціального активного індуктора з реплікою зміщення [41]

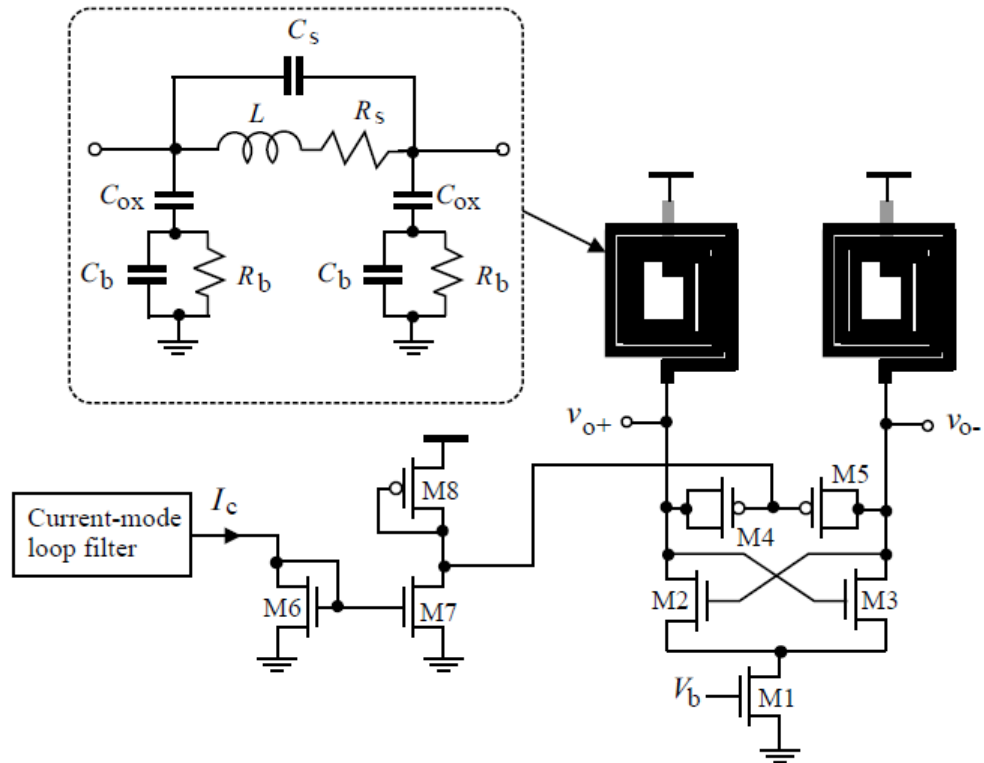


Рисунок 2.18 - Спрощена схема керованого струмом LC-генератора зі спіральними індукторами [42]

Таблиця 2.2 - Порівняння впливу флуктуації НВВ на індуктивність диференціального активного індуктора зі зміщенням репліки та без нього. Відмінності між індуктивністю активних котушок індуктивності зі зміщенням репліки та без нього зумовлені різними умовами зміщення постійного струму активних котушок індуктивності

НВВ [V]	Індуктивність [нГн] (із зміщенням копії)	Індуктивність [нГн] (без зміщення копії)
1.70	193.2	154.2
1.74	193.7	146.6
1.78	192.8	139.6
1.82	191.4	133.4
1.86	189.8	126.9
1.90	188.5	120.7

Фазовий шум ФАПЧ струмового режиму показаний на рис. 2.19 (та наведена в додатку А рис.15). Його було отримано за допомогою підходу на основі Verilog-AMS, описаного раніше. Фазовий шум ФАПЧ з активним індуктивним контурним фільтром і пасивним LC-генератором значно нижчий порівняно з фазовим шумом ФАПЧ з активним індуктивним контурним фільтром і активним індукторним LC-генератором, дослідженим раніше. Ці результати показують, що фазовий шум ФАПЧ струмового режиму домінує шум осцилятора. Високий рівень фазового шуму ФАПЧ струмового режиму з LC-генераторами W_u з активним індуктором пов'язаний із поганою характеристикою фазового шуму генератора. Для мінімізації фазового шуму ФАПЧ струмового режиму з фільтрами контуру активної індуктивності та LC-генераторами мінімізація фазового шуму активних індукторних LC-генераторів є ключовою.

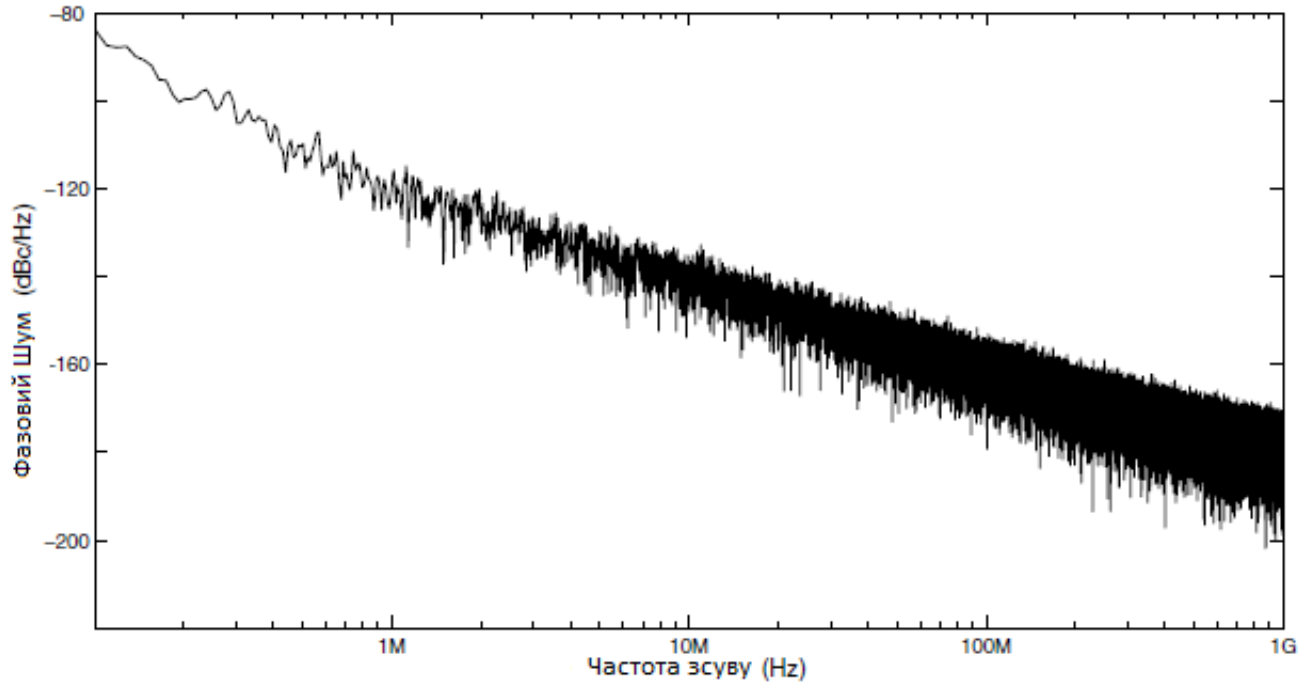


Рисунок 2.19 - Змодельований фазовий шум ФАПЧ у режимі струму з петлевим фільтром з плаваючим активним індуктором і спіральним індуктором ОКС [43]

Споживана потужність фазового детектора була приблизно нульовою, споживана потужність фільтра контуру струмового режиму та ОКС – 0,47 мВт і 7,29 мВт відповідно. Енергоспоживання ФАПЧ в основному пов'язане з енергоспоживанням LC-генератора. Підвищене енергоспоживання циклічного фільтра пов'язане з мережею зміщення репліки.

3 РЕЗУЛЬТАТИ СИМУЛЯЦІЇ

У цьому розділі буде пояснено схему рівня будь-якого іншого використовуваного блоку. Ці блоки включають схему скидання та буфер для приводу колодок.

3.1 Проектування фазового автопідлаштування частоти

Щоб продемонструвати ефективність запропонованих гібридних фазочастотних детекторів (ФЧД), було розроблено дві системи фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ) у КМОП-схемі 0,13 мкм. Низькочастотний ФАПЧ (тактова частота ~ 5 ГГц) використовує низькочастотний фазо-частотний детектор.

Для цього ФАПЧ СР сконструйовано таким чином, що струм, що накачується в контурному фільтрі через команду частотного детектора, вдвічі перевищує струм, що накачується через команду фазового детектора.

Це збільшує швидкість блокування. Високочастотна схема ФАПЧ (тактова частота ~ 10 ГГц) використовує високочастотний фазочастотний детектор [44].

3.2 Низькочастотні фазові автопідлаштування частоти

Низькочастотна схема ФАПЧ розроблена лише як схема підтвердження концепції для фазо-частотного детектора і не була оптимізована. Він також не має можливості перемикавання смуги пропускання, і в ньому перемикавання між двійковим і лінійним фазовим детектором здійснюється вручну. Для низькочастотної ФАПЧ всі ці блоки перероблені. Оскільки ми не знімали цю конструкцію на стрічку, тут не повідомляється про буфер для керування контактними площадками, а також про схеми ініціалізації [45].

У цій ФАПЧ генератор керований напругою (ГКН) має діапазон налаштування від 3,85 ГГц до приблизно 5,05 ГГц. На малюнку 3.1 показано

зразок блокування, коли вхідна частота становить 2,32 ГГц. Отримана тактова частота становить 4,65 ГГц.

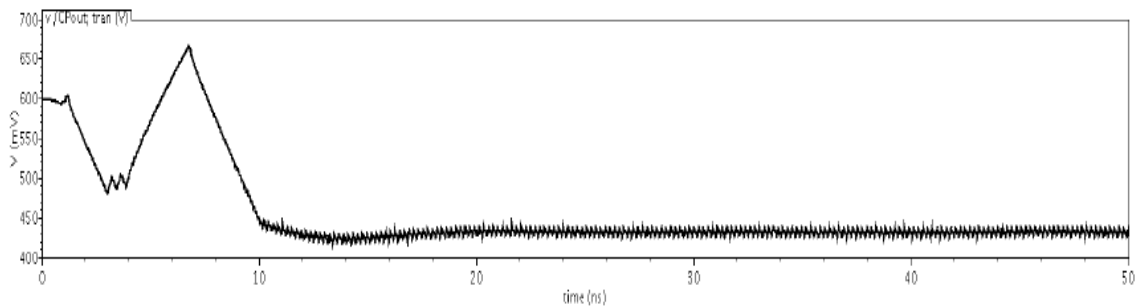


Рисунок 3.1 - Блокування вибірки низькочастотної ФАПЧ

ФАПЧ блокується з (детермінованим) тремтінням 2,2 пс, як показано на діаграмі на малюнку 3.2. Він також споживає потужність 42,6 мВт від джерела живлення 1,2 В

Діапазон блокування ФАПЧ становить приблизно 1,1 ГГц. Щоб показати це, на рисунку 3.3 показано керуючу напругу ГКН системи ФАПЧ, де вхідна частота становить приблизно 1,95 ГГц.

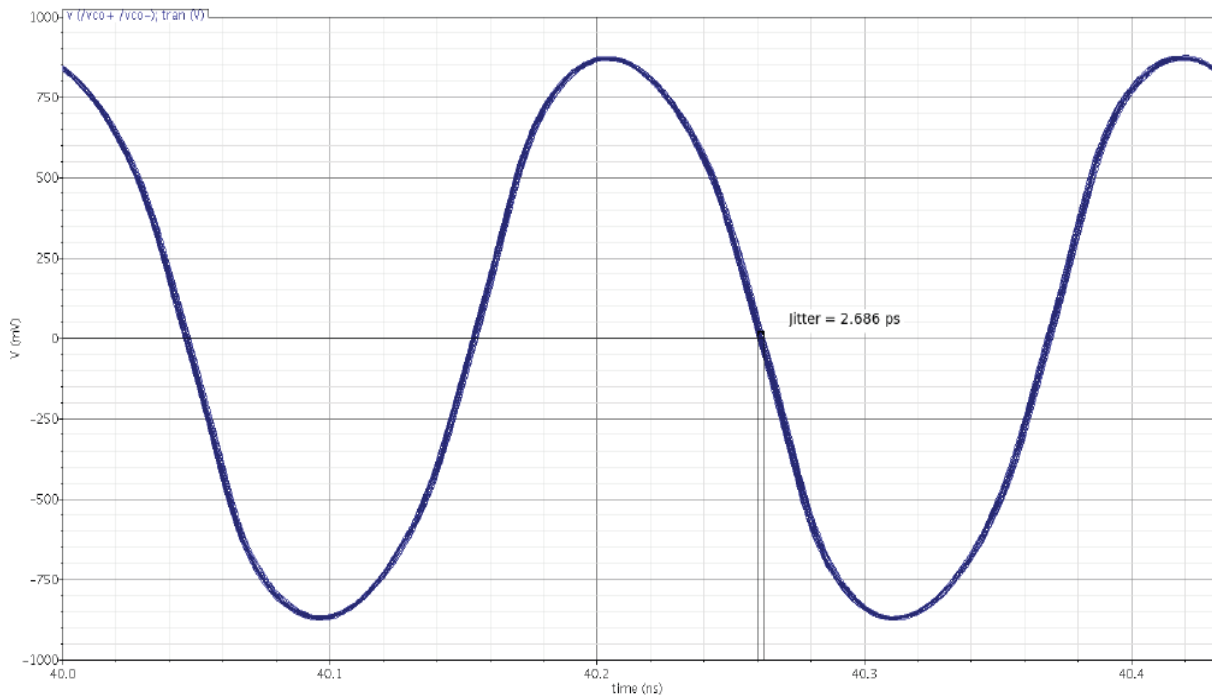


Рисунок 3.2 - Тремтіння низькочастотної ФАПЧ

Крім того, щоб продемонструвати ефективність частотного детектора, ми застосували сигнал, частота якого набагато нижча, ніж у тактового сигналу.

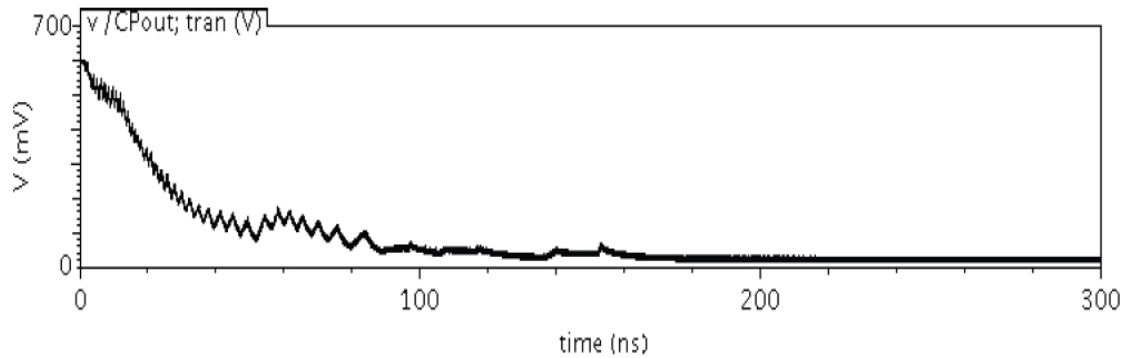


Рисунок 3.3 - Мінімальна керуюча напруга ГКН у низькочастотній системі ФАПЧ

Незважаючи на те, що ФАПЧ не блокується, фазового детектора повинен зменшити керуючу напругу ГКН якомога більше. Фактично це відбувається на рисунку 3.4.

3.3 Високочастотні фазові автопідлаштування частоти

На рисунку 3.5 (та наведена в додатку А рис.16) показаний вигляд високочастотної гібридної ФАПЧ на системному рівні.

Робота вищезазначеної системи ФАПЧ починається з гібридної системи фазові/частотні детекторів. Два вентиля MUX використовуються для вибору вихідних сигналів лінійного або двійкового фазового детектора. Частотний компаратор є блоком, відповідальним за вибір.

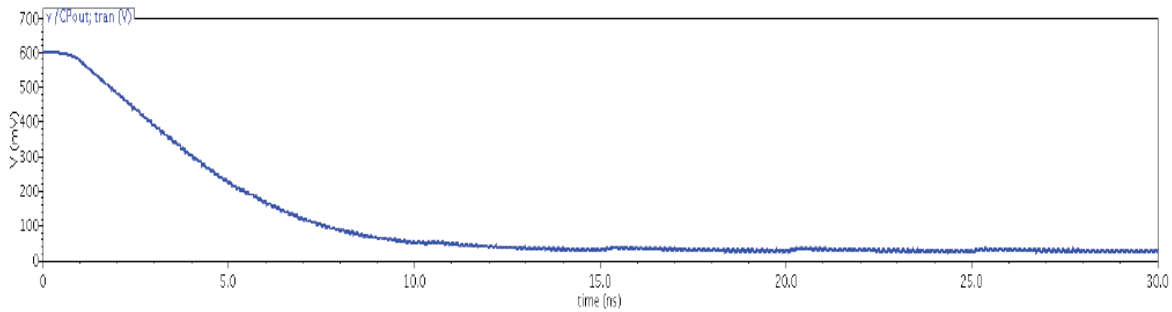


Рисунок 3.4 - Робота низькочастотного ФД

Версія вихідного сигналу частотного компаратора із затримкою використовується для перемикання блоку частотного компаратора. Таким чином, ми можемо бути впевнені, що після перемикання операцій частотний компаратор більше не споживає електроенергію. Зверніть увагу, що скидання системи також скидає вихід компаратора частоти, версія якого із затримкою повністю вмикає блок. Вихід двох вентилів MUX згодом керує насосом заряду, вихід якого підключений до фільтра петлі.

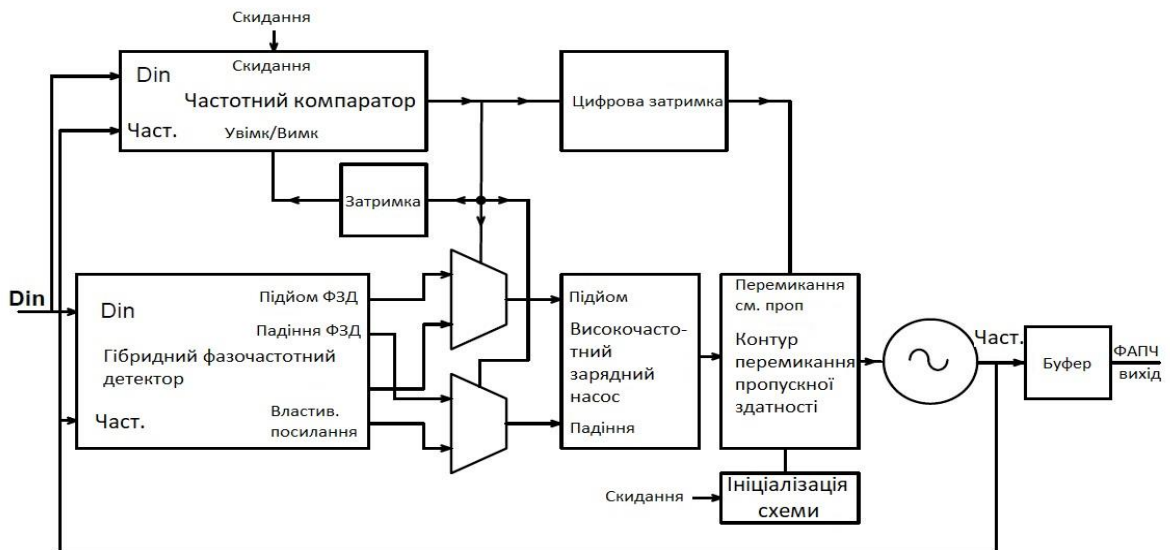


Рисунок 3.5 - Конструкція гібридної ФАПЧ

Вихід фільтра контуру підключається до керуючої напруги ГКН, а вихід ГКН подається назад на гібридний ГКН для замикання циклу. Версія вихідного сигналу частотного компаратора із затримкою піклується про перемикання смуги пропускання. Нарешті, зауважте, що, крім буфера та схеми ініціалізації, конструкція всіх інших блоків вже обговорювалася.

Вищевказаний ФАПЧ був розроблений, складений і змодельований за технологією IBM 0,13 мкм і з джерелом живлення 1,2 В. У результатах моделювання можна побачити три режими роботи, а саме двійковий ФАПЧ, лінійний ФАПЧ до перемикання смуги пропускання і, нарешті, лінійна ФАПЧ після перемикання смуги пропускання. На рисунку 3.6 (та наведена в додатку А рис.17) ми показали вихід нашої ФАПЧ, коли частота даних становить 4,54 ГГц, а тактова частота — 9,1 ГГц. На цьому малюнку ми намагалися продемонструвати роботу системи.

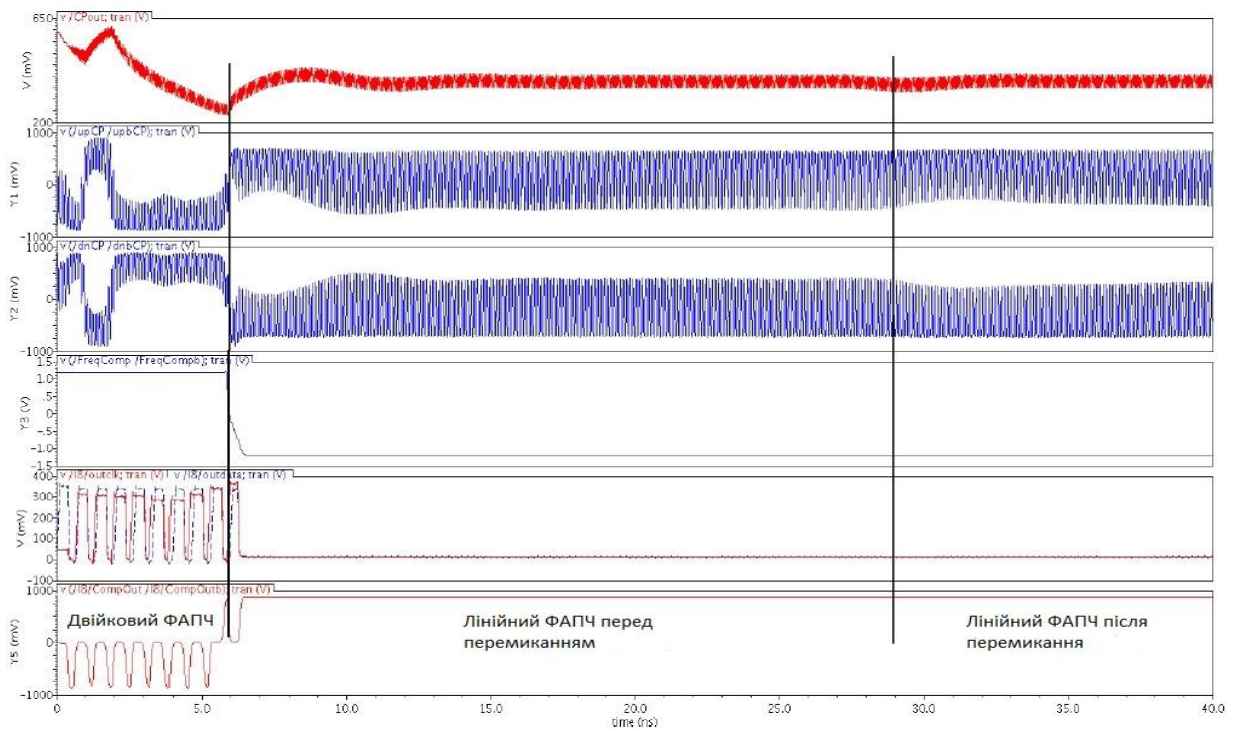


Рисунок 3.6 - Блокування вибірки височастотної системи ФАПЧ

На рисунку 3.6, зверху, перша фігура — це керуюча напруга ГКН; друга і третя фігури є командами вгору і вниз зарядний насос (ЗН) відповідно; четверта цифра - вихід частотного компаратора; п'ятий малюнок показує сигнали OutClk (суцільний червоний) і OutData (штриховий синій); і нарешті, нижня цифра - це вихід компаратора після буферизації та зсуву рівня [46].

На рисунку 3.6 можна побачити наступне:

Протягом перших 6 нс двійковий ФЧД активний.

Частотний компаратор відповідає за генерацію OutClk і вихідних даних. Оскільки частота зменшується, значення OutClk зростає, доки воно не перевищить Outdata, у цей момент відбувається перемикання (Рисунок 3.7 показує це більш чітко).

Потім частотний компаратор вимикається. Це можна побачити, зазначивши, що в решті моделювання сигнал не генерується на OutClk і Outdata. Нарешті зауважте, що якщо перемикання виконано належним чином, керуюча напруга ГКН повинна змінитися нахил після перемикання, що означає, що він повинен збільшуватися, якщо він зменшувався, і навпаки. Наприклад, на цьому малюнку перемикання відбувається, як тільки тактова частота падає нижче частоти даних. У цей момент лінійна ФАПЧ стикається з ситуацією, коли тактова частота трохи менша за частоту даних, і, отже, для блокування має бути збільшена ця частота [47].

Після цього та протягом решти операції лінійний фазовий детектор (ФД) бере на себе відповідальність за роботу, однак пропускну здатність залишається великою.

Нарешті, приблизно при $t = 28$ нс, смуга пропускання перемикається.

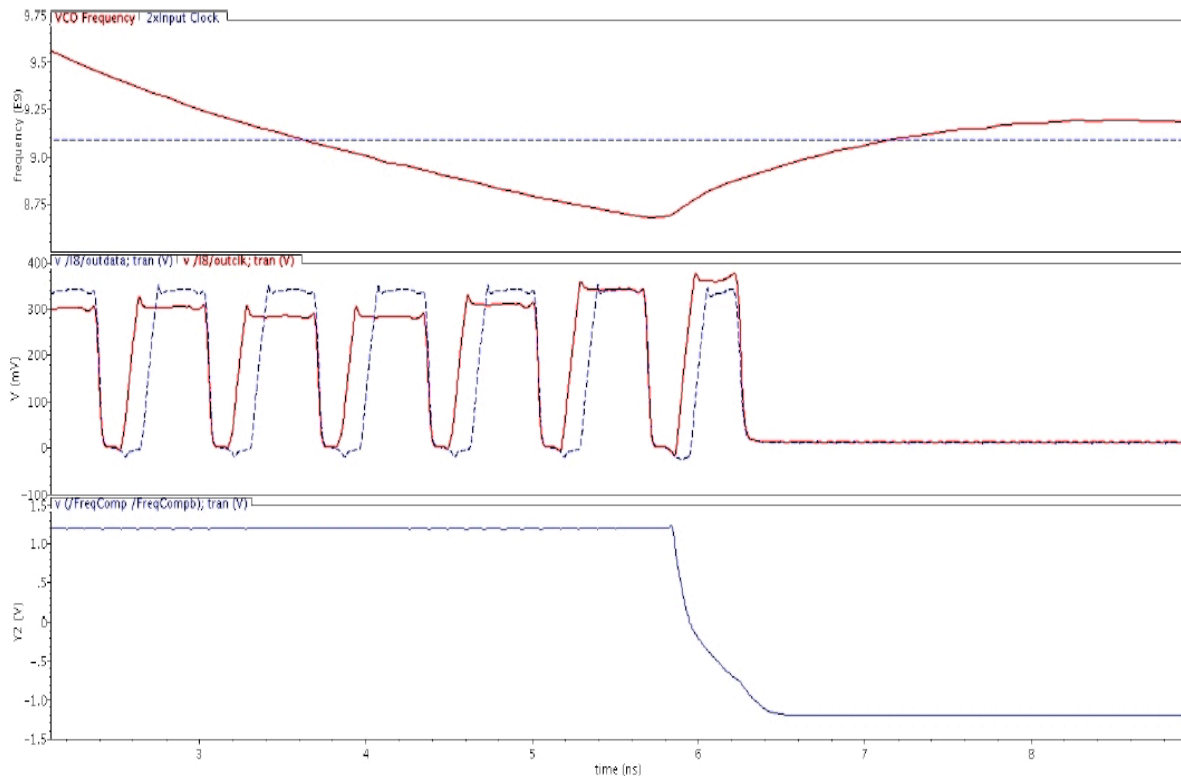


Рисунок 3.7 - Робота частотного компаратора

Зауважте, що система ФАПЧ після перемикання смуги пропускання все ще здатна відстежувати незначні зміни частоти на вході, однак, якщо ця зміна частоти є значною, повторне блокування може бути повільним. У таких випадках краще скинути ФАПЧ. Зауважте, що цей ФАПЧ споживає 36,3 мВт електроенергії.

На рисунку 3.7 (та наведена в додатку А рис.18) показана робота частотного компаратора. Якщо говорити точніше, ми збільшили масштаб, щоб показати OutClk і outdata на рисунку 3.6.

На рисунку 3.7 і ще раз зверху, синя пунктирна лінія — частота вхідних даних, помножена на два, суцільна червона лінія — частота ГКН; на другому малюнку суцільна червона лінія — OutClk, а пунктирна синя — Outdata; і третя фігура - вихід частотного компаратора [48].

Давайте тепер подивимося на виходи ФАПЧ на іншій частоті. Цього разу нехай частота даних буде 4,35 ГГц. Отримана тактова частота становитиме 8,7 ГГц. Це показано на рисунку 3.8. Щоб трохи зменшити цей малюнок, ми покажемо лише керуючу напругу ГКН та вихід частотного компаратора. Хоча це важко побачити в керуючій напрузі, смуга пропускання переключилася приблизно за $t = 34$ нс. Щоб показати це, до рисунку 3.8 додано ще одне зображення, яке показує частоту даних і годинник [49].

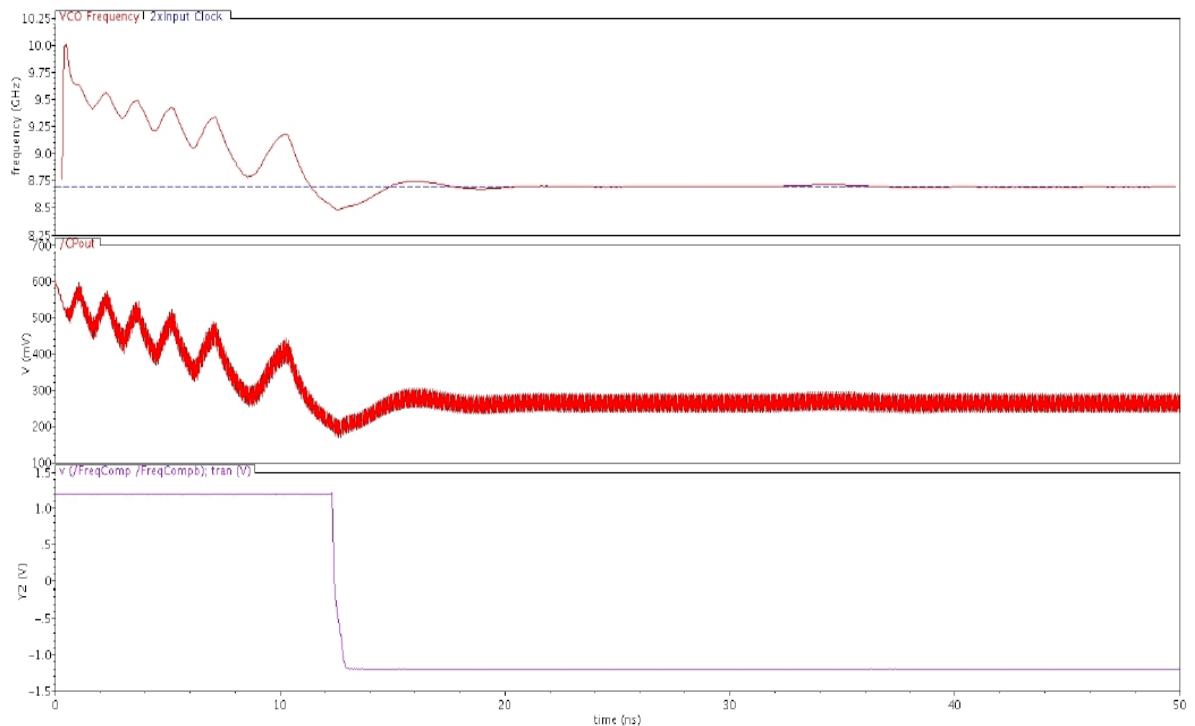


Рисунок 3.8 - Блокування ФАПЧ на частоті 8,7 ГГц

Таким чином, на рисунку 3.8 верхній малюнок є графіком тактової частоти та частот даних, де синя пунктирна лінія — частота вхідних даних, помножена на два, а суцільна червона лінія — частота ГКН; середня фігура - лінія керування ГКН; а нижня фігура - це вихід частотного компаратора [50].

На рисунку 3.9 ми покажемо вихід частотного компаратора, де синя пунктирна лінія — частота вхідних даних, помножена на два, суцільна червона

лінія — частота ГКН; на другому малюнку суцільна червона лінія — OutClk, а пунктирна синя — Outdata; і третя фігура - вихід частотного компаратора. Як на цьому малюнку, так і на рисунку 3.7 можна побачити, що частотний компаратор перемикає роботу через кілька наносекунд після того, як він повинен був. Причиною цього є властива затримка внутрішніх блоків частотного компаратора. Зауважте, що на рисунку 3.1 показано випадок, коли ручне перемикання виконується точно в потрібний час. Однак у цьому випадку перемикання відбувається повністю автоматично та затримується на кілька наносекунд [51].

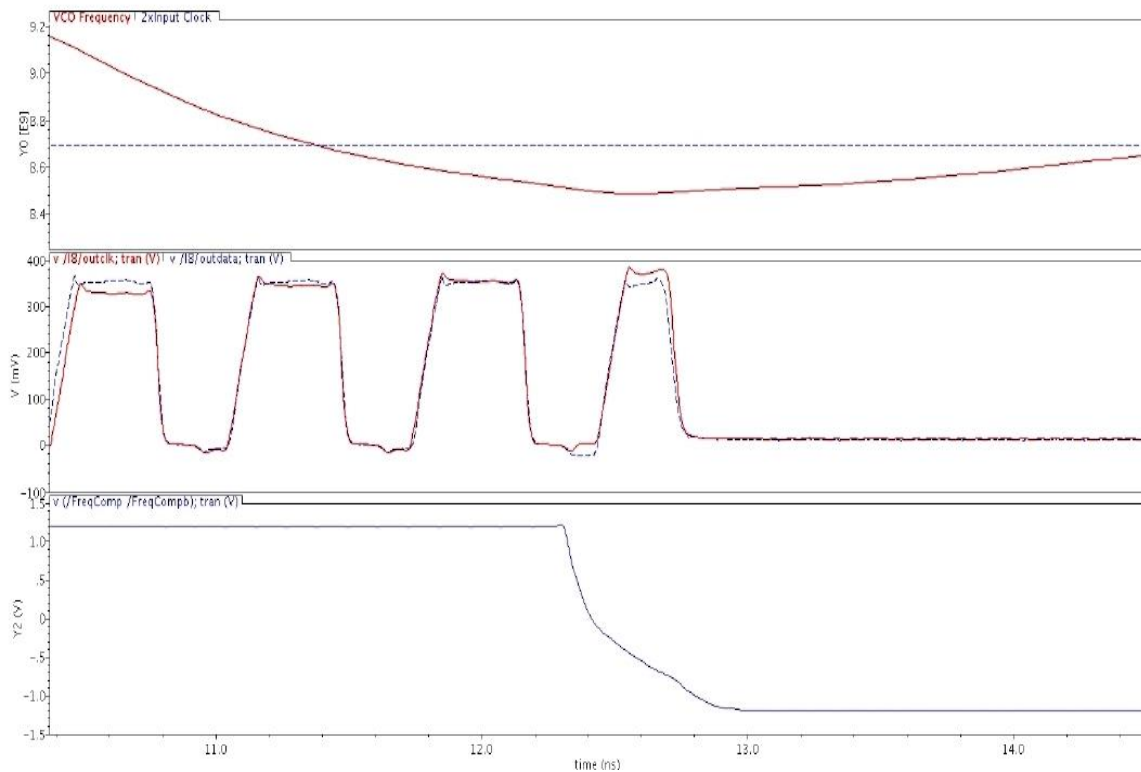


Рисунок 3.9 - Робота частотного компаратора

Тепер, коли ми побачили, як працює ФАПЧ, давайте подивимося на тремтіння ФАПЧ до і після перемикання пропускнуї здатності. Зверніть увагу, що в цьому моделюванні ігнорується внутрішній шум транзистора. Включення транзисторного шуму явно погіршить зареєстроване тремтіння, але тут можна

отримати принаймні деяке уявлення про ефект перемикання смуги пропускання. На рисунках 3.10 і 3.11 показана очкова діаграма ФАПЧ до і після блокування відповідно для блокування ФАПЧ, показаного на рисунку 3.8. Як видно на цих двох малюнках, детермінований тремтіння зменшилося зі 113 фс приблизно до 32 фс.

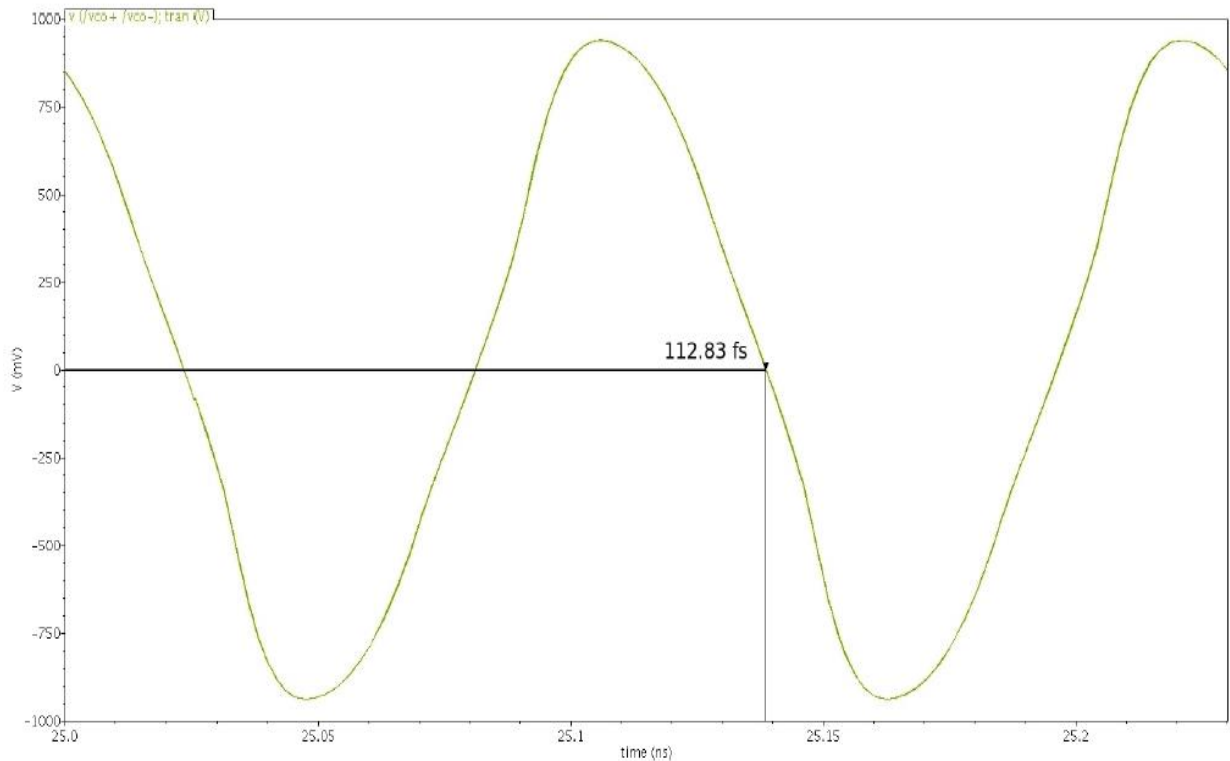


Рисунок 3.10 - Тремтіння ФАПЧ перед перемиканням смуги пропускання

Щоб знайти загальне випадкове тремтіння, слід зазначити, що на відміну від інших джерел шуму в типовій системі ФАПЧ, фазовий шум ГКН фільтрується на високих частотах, перш ніж він досягне вихідного сигналу. У багатьох конструкціях смуга пропускання ФАПЧ вибирається малою, що збільшує внесок фазового шуму ГКН у загальне джиттер ФАПЧ. Як правило, фаза ГКН

Шум є основним джерелом випадкового тремтіння ФАПЧ. Щоб знайти загальне випадкове тремтіння, спочатку слід знайти функцію передачі системи від джерела шуму, вставленого на виході ГКН, до виходу ФАПЧ. Помноження фазового шуму ГКН на цю передатну функцію та інтегрування результату дасть нам загальне випадкове тремтіння.

Використовуючи цей підхід, загальне випадкове тремтіння становить $0,12 \text{ UI}$ і $0,1 \text{ UI}$ до і після перемикавання пропускну здатності відповідно. Оскільки в цьому проекті цей шум значно більший, ніж детермінований шум, ми зосереджуємося лише на впливі випадкового тремтіння на тремтіння ФАПЧ.

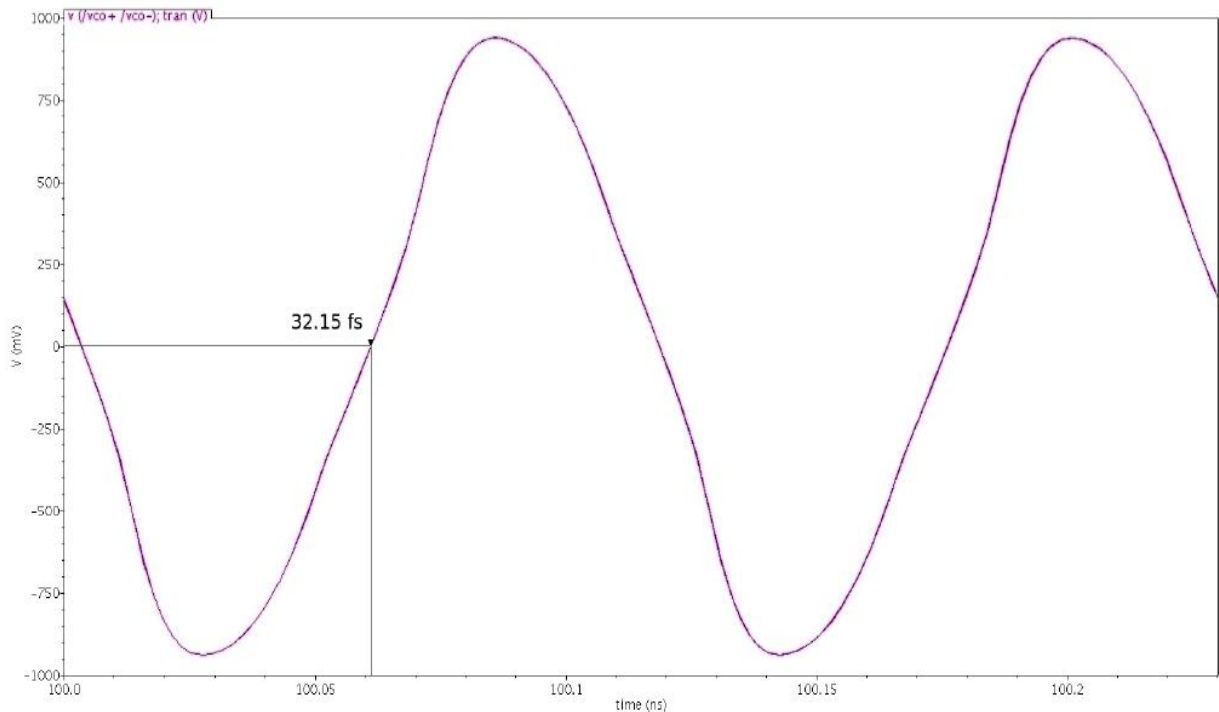


Рисунок 3.11 - Трепіння ФАПЧ після перемикавання смуги пропускання

Тепер давайте зменшимо вхідну частоту до мінімальної частоти блокування. На рисунку 3.12 видно, що ФАПЧ може зафіксувати частоту даних $4,16 \text{ ГГц}$, що робить тактову частоту $8,33 \text{ ГГц}$. Оскільки ми вже бачили роботу частотного компаратора, на цьому рисунку ми показуємо лише керуючу напругу

ГКН та вихід частотного компаратора (рисунок 3.13 показує збільшене зображення роботи частотного компаратора) [52].

На рисунку 3.12 верхній графік – це керуюча напруга ГКН, тоді як нижній – вихід частотного компаратора. На рисунку 3.13 показано роботу частотного компаратора, де синя пунктирна лінія — частота вхідних даних, помножена на два, суцільна червона — частота ГКН; на другому малюнку суцільна червона лінія — це OutClk, а пунктирна синя лінія — це Outdata; і третя фігура - це вихід компаратора частоти.

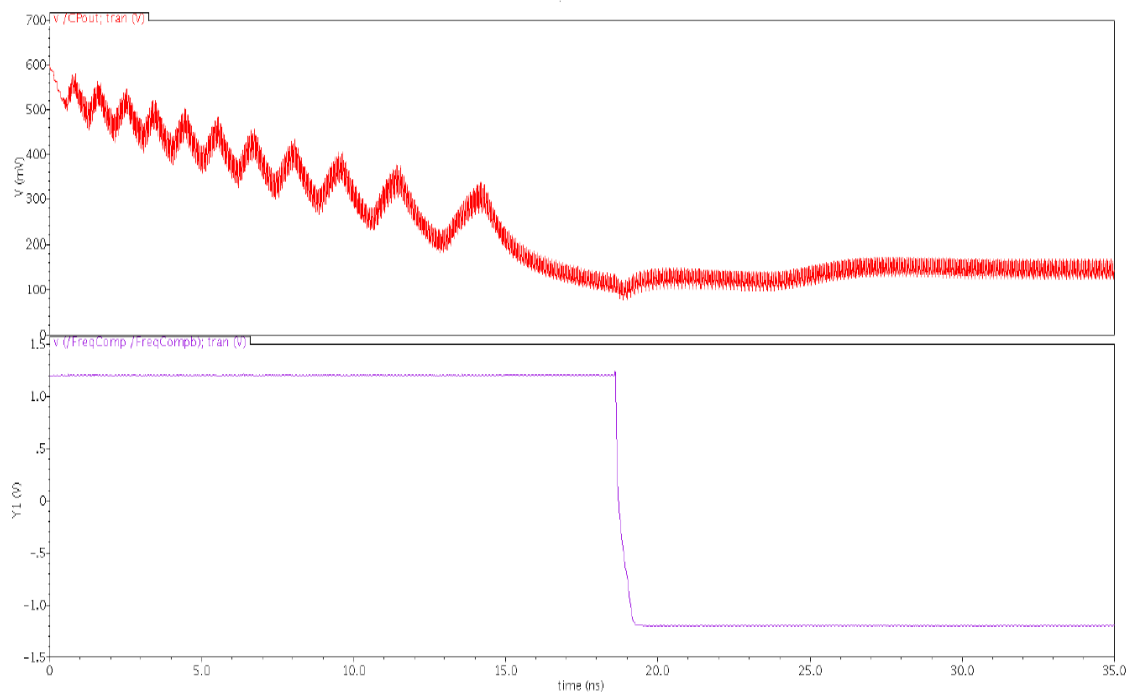


Рисунок 3.12 - Мінімальна частота синхронізації розробленої системи ФАПЧ

Зверніть увагу, що час блокування в найгіршому випадку займає менше 30 нс (для блокування високого тремтіння). Нарешті, давайте застосуємо сигнал зі значно нижчою частотою, щоб побачити роботу частини FD двійкового ФЧД. Це як показано на рисунку 3.14. Як і на рисунку 3.15, ми очікуємо, що керуюча напруга ГКН досягне свого мінімального значення, але, очевидно, ФАПЧ не заблокується [53].

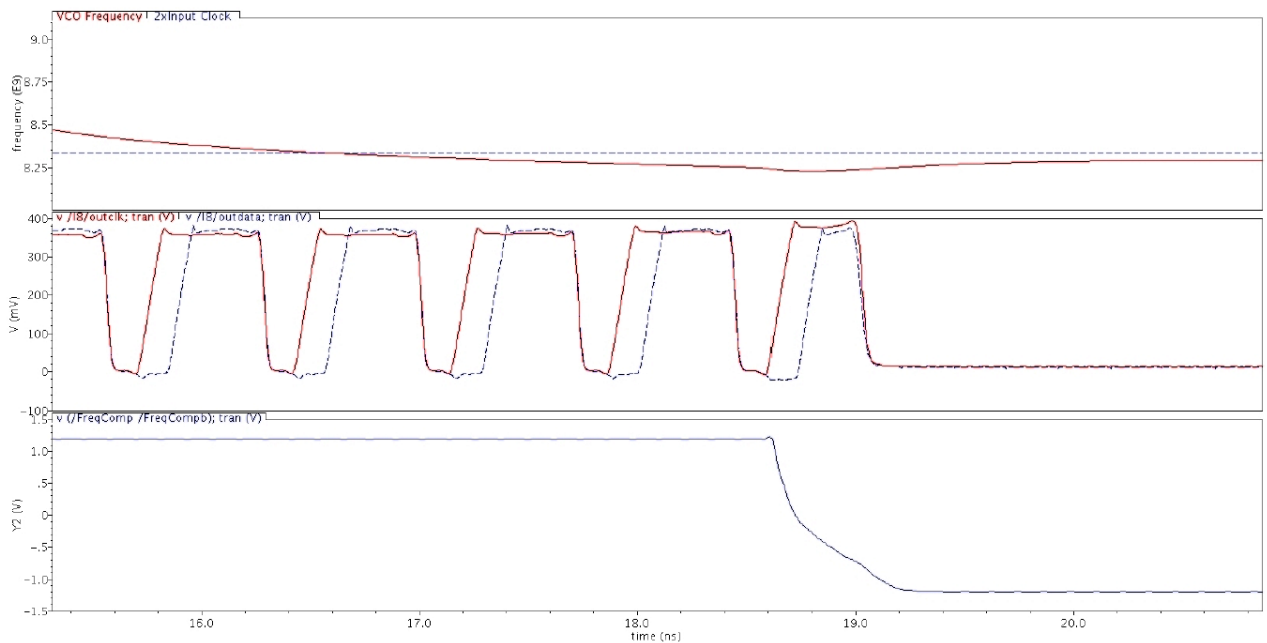


Рисунок 3.13 - Робота частотного компаратора

На рисунку 3.14 і зверху, верхня фігура - це керуюча напруга ГКН; на другому малюнку суцільна червона лінія – це команда вниз CP, тоді як пунктирна синя лінія – команда CP вгору; третій малюнок — це вихід компаратора частоти, який не змінює режим роботи з двійкового на лінійний, як очікувалося; четверта фігура - висновок лінійного PD; а п-та цифра — вихідний сигнал лінійного PD. Миттєві пульсації на всіх цих напругах викликані переходом у вхідних даних, оскільки вхідна частота 1 ГГц. Причина, по якій ми включили вихідні сигнали лінійного PD, полягає в тому, щоб показати, що вони

обидва залишаються на нульовому рівні у випадку відсутності переходу даних, що означає, що частота ГКН не зміниться, що робить ФАПЧ придатним для додатків CDR [54].

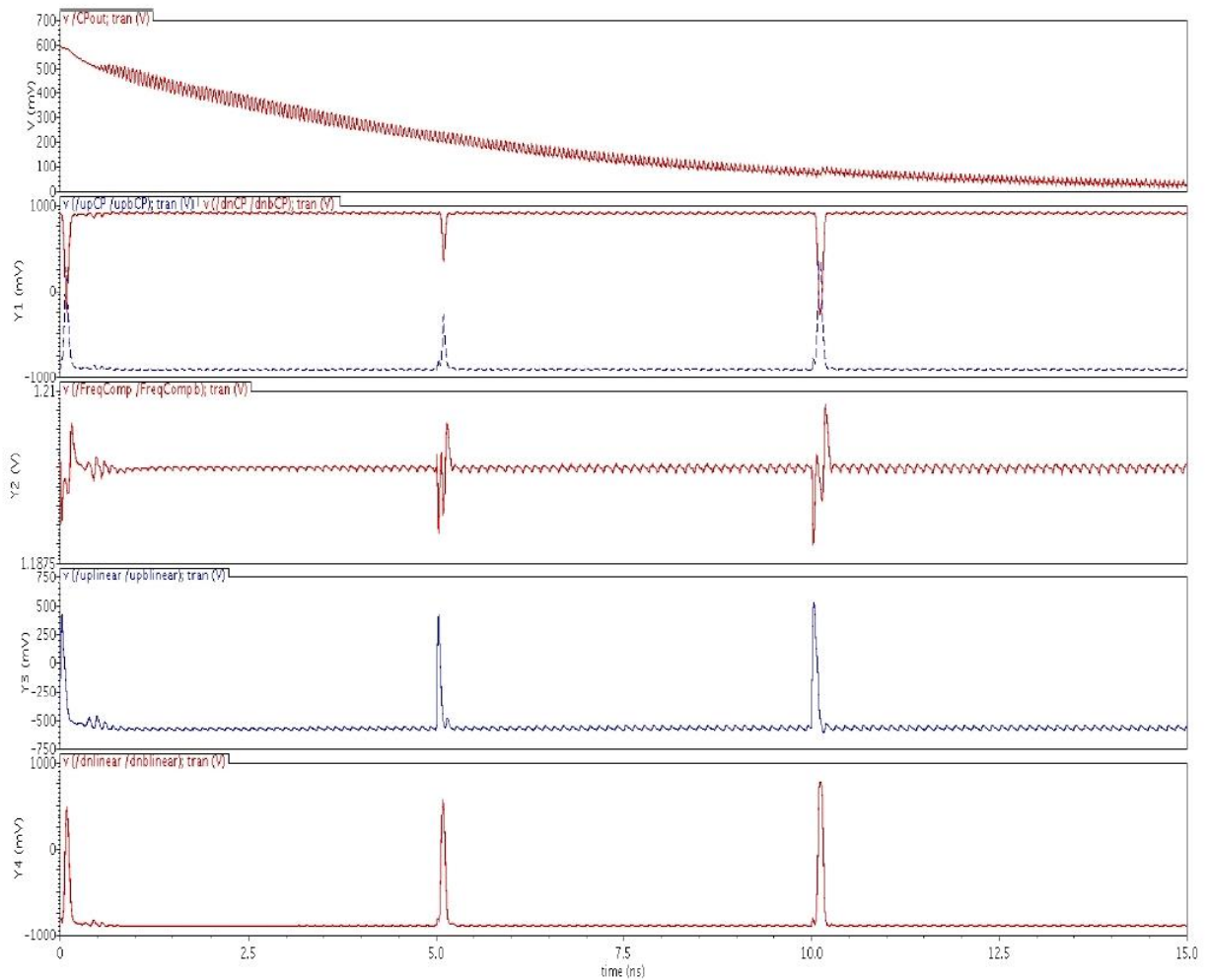


Рисунок 3.14 - Робота ФАПЧ при значній різниці частот

Підсумовуючи результати, ФАПЧ має діапазон блокування від 8,3 до 9,6 ГГц, споживає потужність 36 мВт і має детермінований і випадкове тремтіння приблизно 35 фс і 11,7 пс відповідно, принаймні в моделюванні, а його час блокування в найгіршому випадку становить менше 30 нс.

Таблиця 3.1 підсумовує наші результати та порівнює їх з декількома іншими системами ФАПЧ.

Таблиця 3.1 - Порівняння результатів ФАПЧ

Технології (мкм)	Діапазон блокування (ГГц)	Тремтіння (пс)	Потужність (мілі Ватт)	Час блокування (наносекунди)
0.13	8.3-9.6	11.7	36	30
0.13	5.3-5.7	NA	NA	750
0.35	0.62-0.93	12.5	NA	NA
0.18	10-10.25	2	NA	~200
0.18	5-6.25	11	120	NA
0.18	5.27-5.6	NA	19.8	<10000
0.13	0.05-0.36	9	NA	~900
0.13	8.7-10.96	15.1	195	NA
0.13	17.6-19.46	4.9	480	NA
0.13	2.5-3.1	0.86	35	NA
0.18	10-10.77	14.5	72	NA
-	2.25-2.35	7.7	100	NA
0.5	0.75-0.8	7.5	NA	200
0.15	0.07-0.04	200	NA	1000
0.35	0.36-1.44	45	23	2700

Зауважте, що наша ФАПЧ страждає від одного виходу. Якщо початкова частота даних дуже близька до тактової частоти, блокування досягається до того, як частотний компаратор встигає зарядити свої конденсатори. Таким чином, хоча ФАПЧ без частотного компаратора має діапазон блокування від 8,3 ГГц до 9,9 ГГц, існування частотного компаратора зменшило цей діапазон.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації.

Проблемі створення дешевих, економічних та високоякісних систем фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) вже більше ніж 80 років. Ще починаючи з 30-х та 40-х років минулого століття конструкції системи ФАПЧ постійно удосконалювались, набували кращих характеристик та функціонально насичувались. На даний момент існує безліч однокристальних систем ФАПЧ, які увібрали в себе весь набутий за довгий час досвід проектування даних приладів, але підґрунтям для дослідження нових методів побудови ФАПЧ є можливість значно покращити їх техніко-економічні властивості. Розробки систем ФАПЧ, які переповнили ринок на даний момент, все ще не повністю задовольняють вимоги, які до них висуваються, тому у даній дипломній роботі робиться дослідження одного з найперспективніших напрямків побудови систем ФАПЧ – побудова імпульсних ФАПЧ (ІФАПЧ).

ІФАПЧ відносяться до числа тих систем формування дискретної множини частот, які найдинамічніше розвиваються. Вирішальну роль при цьому відіграють такі найважливіші переваги СЧ з ІФАПЧ, як можливість реалізації високоякісних спектральних і прийнятних динамічних характеристик при хороших габаритних, енергетичних та інших показниках. Слід підкреслити також, що СЧ з ІФАПЧ не мають майже ніяких принципових обмежень з точки зору вибору частотного діапазону вихідного сигналу. Практично може використовуватись будь-яка ділянка частотної осі: від одиниць і десятків герц до гігагерц. Отже, вирішенням технічної проблеми є побудова СЧ з ІФАПЧ, які при відповідних схемних реалізаціях повністю задовольнятимуть вимоги, які висуваються до сучасного СЧ.

Науковий ефект НДР на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	56	51	54
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		53,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	67	73	70
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	70,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [56]

$$E_{\text{нау}} = 0,6 * k_{\text{нов}} + 0,4 * k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де - $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ – показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 53,7$, $k_{\text{теор}} = 70,0$ балів;

$0,6$ та $0,4$ – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 * k_{\text{нов}} + 0,4 * k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 53,7 + 0,4 \cdot 70,00 = 60,20 \text{ балів}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», даний рівень становить 60,20 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 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 [56]

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} * t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

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, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 12550,00 \cdot 22 / 22 = 12550,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – 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 науково-дослідної роботи	12550,00	570,45	22	12550,00
Науковий співробітник	11800,00	536,36	20	10727,27
Інженер-розробник РЕА	11670,00	530,45	18	9548,18
Інженер-радіотехнік 1-ї категорії	11820,00	537,27	22	11820,00
Фахівець 2-ї категорії	6800,00	309,09	18	5563,64
Всього				50209,09

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i * t_i, \quad (4.3)$$

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

$$C_i = \frac{M_M * K_i * K_c}{T_p * t_{зм}} \quad (4.4)$$

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) [56];

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 $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 6700,00 \cdot 1,10 \cdot 1,35 / (22 \cdot 8) = 56,53 \text{ (грн.)}$$

$$З_{р1} = 56,53 \cdot 7,80 = 440,94 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Трив. Роб., год	Розр. Роб.	Тариф. Коеф.	Пог. Тариф. Ст., грн	Вел. Опл. на роб. грн
Установка обладнання для проведення досліджень	7,80	2	1,10	56,53	440,94

Продовження таблиці 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Підготовка робочого місця розробника системи фазового автоматичного підстроювання частоти використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур	3	6,50	2	1,10	56,53	367,45
Встановлення програмного забезпечення розробки електронних схем		7,20	4	1,50	77,09	555,03
Підготовка бази даних		12,50	3	1,35	69,38	867,24
Монтаж компонентів пристрою		3,40	5	1,70	87,37	297,05
Випробування компонентів експериментальних блоків		2,10	4	1,50	77,09	161,88
Налагодження системи		2,25	5	1,70	87,37	196,57
Технічна підтримка експериментів		18,00	4	1,50	77,09	1387,59
Всього						4273,76

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) * \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{дод}} = (50209,09 + 4273,76) \cdot 10 / 100\% = 5448,29 \text{ (грн.)}$$

4.2.2 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

$$Z_{\text{н}} = (Z_{\text{о}} + Z_{\text{р}} + Z_{\text{дод}}) * \frac{H_{\text{зп}}}{100\%}, \quad (4.6)$$

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

$$Z_{\text{н}} = (50209,09 + 4273,76 + 5448,29) \cdot 22 / 100\% = 13184,85 \text{ (грн.)}$$

4.2.3 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 «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j * C_j * K_j - \sum_{j=1}^n B_j * C_{вj}, \quad (4.7)$$

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;

$C_{вj}$ – вартість відходів j -го найменування, (грн/кг.)

$$M_1 = 3,0 \cdot 210,90 \cdot 1,05 - 0 \cdot 0 = 664,34 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – 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
Багатофункціональний білий офісний папір OFFICE-500 A4	210,90	3,0	-	-	664,34
Папір для записів OFFICE 70 A5-250	93,24	3,0	-	-	293,71
Органайзер офісний OFFICE 100	194,25	2,0	-	-	407,93
Набір офісний DATUM 300	222,00	3,0	-	-	699,30

Продовження таблиці 4.6 – Витрати на матеріали

Картридж для принтера HP-5500	1123,32	1,0	-	-	1179,49
Склотекстоліт СТФ 2–1.5	101,00	0,1	-	-	10,61
Хлорне залізо	185,00	0,0500	-	-	9,71
Дріт монтажний	205,40	0,0500	-	-	10,78
Лак УР-231	399,60	0,0500	-	-	20,98
Спирт етиловий	172,04	0,2500	-	-	45,16
Припій ПОС-61	665,00	0,0300	-	-	20,95
Флюс БС-2	133,00	0,0100	-	-	1,40
Кабель силовий	68,81	0,2100	-	-	15,17
Всього					3379,51

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі ($K_в$), які використовують при проведенні НДР на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_в = \sum_{j=1}^n H_j * C_j * K_j, \quad (4.8)$$

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

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

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

$$K_в = 0 \cdot 0,00 \cdot 1,1 = 0,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.7.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Конденсатори			
SMD 0805	12	7,20	95,04
Резистори			
SMD 0805	14	2,60	40,04
Кварцовий резонатор			
16МГц	1	32,00	35,20
Мікросхеми			
STM32	1	210,00	231,00
STM8	1	75,00	82,50
Транзистори			
BC847	5	5,50	30,25
PSMN009	2	71,00	156,20
M2АПК0522	2	68,00	149,60
Роз'єми			
Чотирьохпровідний	1	45,00	49,50
П'ятипровідний	1	65,00	71,50
Діоди			
SMD 0805	6	7,80	51,48
Вимикач			
IRS-201	1	32,00	35,20
Всього			1027,51

4.2.5 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

$$V_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i * C_{\text{пр.}i} * K_i, \quad (4.9)$$

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

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

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

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{спец} = 5340,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 5607,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Блок живлення універсальний лабораторний	1	5340,00	5607,00
Вольтметр цифровий	1	8500,00	8925,00
Осцилограф цифровий	1	8800,00	9240,00
Частотомір	1	7850,00	8242,50
Всього			32014,50

4.2.6 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

$$B_{\text{прг}} = \sum_{i=1}^k \Pi_{i\text{прг}} * C_{\text{прг}.i} * K_i, \quad (4.10)$$

де $\Pi_{i\text{прг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, (грн.);

$C_{\text{прг}.i}$ – 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.

$$B_{\text{прг}} = 5645,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 6209,50 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.9.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows 11	1	5645,00	6209,50
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	1	5155,00	5670,50
Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	1	7646,00	8410,60
Всього			20290,60

4.2.7 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

$$A_{\text{обл}} = \frac{Ц_{\text{б}}}{T_{\text{в}}} * \frac{t_{\text{вик}}}{12}, \quad (4.11)$$

де $Ц_{\text{б}}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, (грн.);

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

$T_{\text{в}}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{\text{обл}} = \frac{44600,00}{3} * \frac{1}{12} = 1238,89 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.10.

Таблиця 4.10 – 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	44600,00	3	1	1238,89
Обчислювально-графічна система моделювання	34820,00	3	1	967,22
Робоче місце розробника РЕА	9600,00	5	1	160,00
Пристрій графічного виводу інформації	9200,00	4	1	191,67
Вольтметр цифровий	8925,00	5	1	148,75

Продовження таблиці 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Осцилограф цифровий	9240,00	4	1	192,50
Частотомір	8242,50	4	1	171,72
Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	8410,60	3	1	233,63
Лабораторія досліджень	370000,00	20	1	1541,67
Всього				4846,04

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} * t_i * C_e * K_{впі}}{\eta_i}, \quad (4.12)$$

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 $C_e = 7,50$ (грн.);

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

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

$$B_e = 0,45 \cdot 160,0 \cdot 7,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 540,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.11.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Обчислювальний комплекс комп'ютеризована система проектування та	0,45	160,0	540,00
Обчислювально-графічна система моделювання	0,35	110,0	288,75
Робоче місце розробника РЕА	0,05	160,0	60,00
Пристрій графічного виводу інформації	0,20	7,5	11,25
Вольтметр цифровий	0,08	50,0	30,00
Осцилограф цифровий	0,11	50,0	41,25
Частотомір	0,15	50,0	56,25
Оргтехніка	0,60	3,80	17,10
Всього			1044,60

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» 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

$$V_{CB} = (Z_o + Z_p) * \frac{H_{CB}}{100\%}, \quad (4.13)$$

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

$$V_{CB} = (50209,09 + 4273,76) * \frac{25}{100\%} = 13620,71 \text{ (грн.)}.$$

4.2.10 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

$$V_{CB} = (Z_o + Z_p) * \frac{H_{СП}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де $H_{СП}$ – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{СП} = 30\%$.

$$V_{CB} = (50209,09 + 4273,76) * \frac{30}{100\%} = 16344,86 \text{ (грн.)}.$$

4.2.11 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

$$I_B = (Z_o + Z_p) * \frac{H_{iB}}{100\%}, \quad (4.15)$$

де H_{iB} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{iB} = 55\%$.

$$I_B = (50209,09 + 4273,76) * \frac{55}{100\%} = 29965,57 \text{ (грн.)}.$$

4.2.12 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

$$V_{H3B} = (Z_o + Z_p) * \frac{H_{H3B}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де H_{H3B} – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{H3B} = 115\%$.

$$V_{H3B} = (50209,09 + 4273,76) * \frac{115}{100\%} = 62655,28 \text{ (грн.)}.$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної

індуктивності на основі напівпровідникових структур» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$V_{\text{заг}} = Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}} + Z_n + M + K_v + V_{\text{спец}} + V_{\text{пре}} + A_{\text{обл}} + V_e + V_{\text{св}} + V_{\text{сп}} + I_v + V_{\text{нев}} \quad (4.17)$$

$$V_{\text{заг}} = 50209,09 + 4273,76 + 5448,29 + 13184,85 + 3379,51 + 1027,51 + 32014,50 + 20290,60 + 4846,04 + 1044,60 + 13620,71 + 16344,86 + 29965,57 + 62655,28 = 258305,17 \text{ (грн.)}$$

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

$$ZB = \frac{V_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (4.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta = 0,9$.

$$ZB = \frac{258305,17}{0,9} = 287005,74 \text{ (грн.)}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням

активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою

$$K_p = \frac{I^n * T_C * R}{B * t}, \quad (4.19)$$

Де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 3$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n=1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n=2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n=3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n=3$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R=4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R=3$; якщо нижче відомих результатів, то $R=1$. Прийmemo $R=4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 287005,74$ (грн.);

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I, n, T_C, R, B, t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [56].

$$K_p = \frac{I^n * T_c * R}{B * t} = \frac{3^3 * 2 * 4}{287,0 * 0,08} = 9,03.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» складають 287005,74 (грн.). Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Створення безпечних умов праці – це невід’ємна частина соціально-економічного розвитку держави, складова державної політики, національної безпеки та державного будівництва, одна з найважливіших функцій органів виконавчої влади, місцевих державних адміністрацій, виконавчих органів рад, підприємств. Суперечна ситуація, у якій нині опинилися підприємства (коли, з одного боку, треба підвищувати рівень випуску виробів, а з іншого, вони змушені працювати у складних економічних умовах), не дає змоги суттєво поліпшити стан умов та безпеки праці [57].

Дослідження на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» проводилося за допомогою ПК та відповідного програмного забезпечення. На дослідника, згідно Державних санітарних норм та правил «Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу», мають вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

- фізичні: підвищена запыленість і загазованість повітря робочої зони; підвищена та знижена температура поверхонь обладнання, матеріалів; підвищена та знижена температура повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена та знижена вологість повітря; підвищена та знижена рухливість повітря; підвищена та знижена іонізація повітря; підвищене значення напруги в електричному ланцюзі, замикання якого може відбутися через тіло людини; підвищений рівень статичної електрики; нестача природного світла; недостатня освітленість робочої зони; підвищена яскравість світла; знижена контрастність; пряма та відбита блискіть; підвищена пульсація світлового потоку;

- хімічні: токсичні (озон, вуглекислий газ);
- психофізіологічні: фізичні перевантаження (статичні); нервово-психічні перевантаження (розумові перенапруження; перенапруження аналізаторів; емоційні перевантаження).

Оцінюючи визначені фактори, визначається рішення щодо безпечного виконання дослідження [58].

5.1 Технічні рішення з безпечного виконання дослідження

5.1.1 Вимоги безпеки під час роботи з екранними пристроями

Робота з екранними пристроями, такими як комп'ютери, планшети та смартфони, є поширеним видом діяльності в сучасному світі. Однак тривале використання екранних пристроїв може призвести до різних проблем зі здоров'ям, таких як втома очей, спазми очей і шиї, сухість очей, головні болі, зміни зору, стрес тощо. Для запобігання цим проблемам необхідно дотримуватися певних вимог безпеки під час роботи з екранними пристроями

Організація робочого місця користувача ПК має відповідати ергономічним вимогам ДСТУ 8604:2015, НПАОП 0.00-7.15-18, характеру та особливостям трудової діяльності. Площа одного робочого місця користувача ПК повинна складати не менше 6 м², а об'єм – не менше 20 м³. Прохід між рядами робочих місць має бути не меншим 1 м.

Робоче місце дослідника складається зі столу, стільця та підніжок, які спроектовані для забезпечення зручної та ефективної робочої пози протягом усього робочого дня. Робочий стіл, що відповідає сучасним ергономічним стандартам, має правильні розміри та функціональність для забезпечення комфорту та ефективності роботи. Він є достатньо великим, щоб вмістити всі додаткові предмети та має регульовану висоту, кут нахилу та обертовий екран.

Сидиння стільця є гладким, а передній край закруглений. Регулювання висоти та кута нахилу виконується незалежно, з легкістю та з надійним фіксуванням.

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.

Зручна робоча поза при роботі з комп'ютером забезпечується регулюванням висоти робочого столу, крісла та підставки для ніг. Рациональною робочою позою може вважатися таке положення, при якому ступні працівника розташовані горизонтально на підлозі або підставці для ніг, стегна зорієнтовані у горизонтальній площині, верхні частини рук - вертикальні. Кут ліктьового суглоба коливається в межах 70-90°, зап'ястя зігнуті під кутом не більше ніж 20°, нахил голови 15-20°.

Важливою є форма спинки крісла, яка повинна повторювати форму спини. Висота крісла повинна бути такою, щоб користувач не почував тиску на куприк або стегна. Крісло бажано обладнати бильцями. Його потрібно встановити так, щоб не треба було тягтися до клавіатури. Періодично користувачу необхідно рухатися, вчасно змінювати положення тіла і робити перерви у роботі. При напруженій роботі за комп'ютером щогодини необхідно робити перерву на 15 хвилин через кожну годину.

Екран комп'ютера та клавіатура повинні розташовуватися на відстані від очей користувача, яка забезпечує комфортну роботу. Відстань від очей до екрана повинна бути не менше 600 мм. Це гарантує, що користувач не буде напружувати очі, дивлячись на екран. Розмір алфавітно-цифрових знаків та символів на екрані також має враховуватися при виборі оптимальної відстані. Якщо знаки та символи занадто дрібні, користувачеві доведеться напружувати очі, щоб їх розібрати.

Щодня в приміщеннях, де працюють з комп'ютерами, потрібно проводити вологе прибирання, щоб видалити пил і бруд. Також у цих приміщеннях повинні бути медичні аптечки першої допомоги, щоб допомогти працівникам у разі травм або нещасних випадків [59].

5.1.2 Електробезпека

У приміщенні, де проводилося дослідження, використовується трифазна чотирипровідна мережа із заземленою нейтраллю напругою 380/220 В. Відповідно з НПАОП 40.1-1.32-01 умови праці за ступенем небезпеки ураження працівників електричним струмом є умовами без підвищеної небезпеки, тому що в приміщенні відсутні фактори підвищеної небезпеки ураження електричним струмом. Живлення обладнання та системи освітлення в досліджуваному приміщенні здійснюється від чотирьох провідної трифазної мережі з глухозаземленою нейтраллю 380 х 220В (фазна напруга фаза (фаза – «0») – 220В, а між фазна лінійна (фаза – фаза) – 380В).

Сучасний комп'ютер не є електроустановкою, і вимоги ПУЕ та ПТЕЕС можуть бути правомірні тільки для мережі його електроживлення, тобто на саму комп'ютерну техніку не поширюються. Вимоги безпеки електрообладнання комп'ютерної техніки регламентують державні стандарти, зокрема, серії ДСТУ EN 60335 та ДСТУ EN 60950.

Технічні засоби загального (побутового) призначення не повинні використовуватися в умовах підвищеної небезпеки, тож експлуатація сучасної комп'ютерної техніки не належить до робіт підвищеної небезпеки. Порядок використання комп'ютерної техніки на виробництві визначається настановою з експлуатування її заводу-виробника. Допуск працівників до роботи з комп'ютерною технікою повинен здійснюватися шляхом проведення навчання, до програми якого мають бути включені питання безпеки під час експлуатації

комп'ютерної техніки як електротехнічного пристрою. Розробляти окрему інструкцію з охорони праці під час використання на виробництві комп'ютерної техніки недоцільно, достатньо розробити загальну інструкцію з електробезпеки, яка враховує специфіку експлуатації цього обладнання.

ПК, периферійні пристрої ПК та устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження ПК, інше устаткування (апарати управління, контрольні-вимірні прилади, світильники тощо), електропроводи та кабелі за виконанням та ступенем захисту відповідають класу зони за ПУЕ, мають апаратуру захисту від струму короткого замикання та інших аварійних режимів.

Під час монтажу та експлуатації ліній електромережі необхідно повністю унеможливити виникнення електричного джерела загоряння внаслідок короткого замикання та перевантаження проводів, обмежувати застосування проводів з легкозаймистою ізоляцією і, за можливості, перейти на негорючу ізоляцію.

Для нейтралізації зарядів статичної електрики в приміщенні, де виконується робота на комп'ютерах, в тому числі на лазерних та світлодіодних принтерах, рекомендується збільшувати вологість повітря за допомогою кімнатних зволожувачів. Не рекомендується носити одяг з синтетичних матеріалів [60].

5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Мікрокліматичні умови на робочому місці, у виробничих приміщеннях – найважливіший санітарно-гігієнічний фактор, від якого залежить стан здоров'я та працездатність людини. Мікрокліматичні умови виробничого середовища залежать від таких факторів: особливостей технологічного процесу, видів

обладнання, клімату, сезону або періоду року, числа працівників, опалення та вентиляції, розмірів і стану виробничого приміщення (теплоізоляція та ін.) та інших. Мікроклімат виробничих приміщень нормується в залежності від теплових характеристик виробничого приміщення, категорії робіт по важкості і періоду року. Робота дослідника відноситься до категорії Ia. Допустимі параметри мікроклімату для категорії Ia наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення комфортних умов праці на підприємстві передбачені наступні заходи:

- централізована система опалення та вентиляції з режимом припливу та витяжки повітря. Ця система забезпечує постійну циркуляцію повітря в приміщенні, що сприяє підтримці оптимальних температурних та вологісних показників.
- регулярне, один раз на зміну, вологе прибирання, яке допомагає видалити пил та інші забруднення з поверхні, що сприяє зменшенню концентрації шкідливих речовин у повітрі.
- при необхідності – забезпечення провітрювання через вікна та двері. Провітрювання дозволяє свіжому повітрю проникати в приміщення, що також сприяє покращенню мікроклімату [61].

5.2.2 Склад повітря робочої зони

Шкідливі речовини, що потрапили тим чи іншим шляхом у організм, можуть зумовлювати отруєння (гострі чи хронічні). Ступінь отруєння залежить від токсичності речовин, їх кількості, часу дії, шляху, яким вони потрапили в організм, метеорологічних умов, індивідуальних особливостей організму тощо. Шкідливі речовини, що потрапили в організм людини, спричиняють порушення здоров'я лише в тому випадку, коли їхня кількість у повітрі перевищує граничну для кожної речовини величину. Допустимі граничні концентрації шкідливих речовин у досліджуваному місці, 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	
Пил нетоксичний	10	4	4
Озон	0,16	0,03	1
Вуглекислий газ	3	1	4

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціювання та вологого прибирання. За наявності великих концентрацій озону або інших шкідливих речовин можуть бути передбачені додаткові заходи для забезпечення здорового та безпечного робочого середовища [62].

5.2.3 Виробниче освітлення

Освітлення відіграє важливу роль у житті людини. Біля 90% інформації сприймається через зоровий канал, тому правильно виконане раціональне освітлення має важливе значення для виконання всіх видів робіт. Світло є не тільки важливою умовою роботи зорового аналізатора, але й біологічним фактором розвитку організму людини в цілому. Недостатня освітленість або її надмірна кількість знижують рівень збудженості центральної нервової системи і, природна активність усіх життєвих процесів. Раціональне освітлення є важливим фактором загальної культури виробництва.

Стан освітлення виробничих приміщень відіграє важливу роль і для попередження виробничого травматизму. Раціональне освітлення повинно відповідати таким умовам: бути достатнім (відповідним нормі); рівномірним; не утворювати тіней на робочій поверхні; не засліплювати працюючого; напрямок світлового потоку повинен відповідати зручному виконанню роботи. Це сприяє підтримці високого рівня працездатності, зберігає здоров'я людини та зменшує травматизм.

Відповідно до ДБН В.2.5-28:2018 система природного освітлення в досліджуваному приміщенні відноситься до бокової. Характеристика зорових робіт – високої точності. Нормовані значення штучного, природного та суміщеного освітлення наведені в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Вимоги до освітлення приміщень виробничих підприємств

Харак-ка зорової роботи	Найменши й або еквівалентний розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Під-розряд зорової роботи	Контраст об'єкта з фоном	Характеристика фону	Штучне при системі комбінованого освітлення		Природнє Ен пр	Сумісне Е сум
						всього	у т. ч. від загального		
Високої точності	Від 0,3 до 0,5 включно	Ш	в	малий середній великий	світлий середній темний	600	200	-	3,0

Для забезпечення достатнього освітлення здійснюють систематичне очищення скла та світильників від пилу (не рідше двох разів на рік), використовують жалюзі. В разі нестачі природного освітлення, використовують загальне штучне освітленням, що створюється за допомогою світлодіодних ламп [63].

5.2.4 Виробничий шум

Шум як несприятливий чинник виробничого середовища наявний у промисловості, на транспорті (залізничному, автомобільному), у сільському господарстві тощо. Вплив шуму на організм людини пов'язаний в основному із застосуванням нового, високопродуктивного устаткування, з механізацією й автоматизацією виробничих процесів, переходом на високі швидкості під час експлуатації верстатів та агрегатів.

Ступінь прояву патологічних змін в організмі людини, зумовлених впливом шуму, значною мірою залежить від його параметрів (інтенсивність і частотний склад), стажу роботи, тривалості дії протягом робочого дня, індивідуальної чутливості організму, поєднання з іншими професійними

чинниками. Рівні звукового тиску в октавних смугах частот, рівні звуку та еквівалентні рівні звуку на робочих місцях, обладнаних ПК, мають відповідати вимогам наведеним в таблиці 5.4 (відповідно до ДСН 3.3.6.037-99).

Таблиця 5.4 – Допустимі рівні звуку, еквівалентні рівні звуку і рівні звукового тиску в октавних смугах частот

Вид трудової діяльності, робочі місця	Рівні звукового тиску в дБ в октавних смугах із середньо геометричними частотами, Гц								
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Оператори з обробки інформації	96	83	74	68	63	60	57	55	54

Одним з найпростіших та економічно доцільних способів зниження шуму є застосування методів звукоізоляції та звукопоглинання, тому раціональним рішенням буде установка пластикових вікон, для зменшення звукового навантаження на працівників [64].

5.2.5 Електромагнітні випромінювання

Електромагнітні поля особливо негативно впливають на організм людини, яка безпосередньо працює з джерелом випромінювання. В діапазоні промислових частот більше негативний вплив на біологічний об'єкт має електрична складова поля. Найчутливішими до ЕМП є нейродинамічні процеси, які прямо чи побічно перемикають хронобіологічні процеси організму на патологічний або стресовий режим функціонування. При дії ЕМП на людину можливі гострі та хронічні форми порушення фізіологічних функцій організму. Такі порушення виникають в результаті дії електричної складової ЕМП на

нервову систему, а 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 в організмі людини та захворювань.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань на робочому місці дослідника наведені в таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Допустимі значення параметрів неіонізуючого електромагнітного випромінювання

Найменування параметра	Допустимі
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	10В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	0,3А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	20кВ/м
для дорослих користувачів	15кВ/м
для дітей дошкільних установ і що вчаться середніх спеціальних і вищих учбових закладів	

Для зменшення впливу електромагнітного випромінювання на дослідника слід дотримуватися раціонального режиму роботи та відпочинку [63].

5.2.6 Психофізіологічні фактори

Трудова діяльність працівників невиробничої сфери належить до категорії робіт, які пов'язані з використанням великих обсягів інформації, із

застосуванням комп'ютеризованих робочих місць, із частим прийняттям відповідальних рішень в умовах дефіциту часу, безпосереднім контактом із людьми різних типів темпераменту тощо. Оцінка психофізіологічних факторів під час виконання дослідження на тему «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» здійснюється відповідно до Гігієнічної класифікацією праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу.

Загальні енергозатрати організму: до 174 Вт.

Стереотипні робочі рухи (кількість за зміну): до 40 000.

Робоча поза: вільна зручна поза, можливість зміни пози («сидячи – стоячи») за бажанням працівника; перебування в позі «стоячи» до 40% часу зміни.

Нахили тулуба (вимушені, більше 30°), кількість за зміну: до 50 раз.

Класи умов праці за показниками напруженості праці:

Інтелектуальні навантаження:

- зміст роботи – творча діяльність, що вимагає вирішення складних завдань за відсутності алгоритму;
- сприймання інформації та їх оцінка – сприймання сигналів з наступним порівнянням фактичних значень параметрів з їх номінальними значеннями. Заключна оцінка фактичних значень параметрів;
- розподіл функцій за ступенем складності завдання – обробка, виконання завдання та його перевірка.

Сенсорні навантаження:

- зосередження (%за зміну) – до 5-75%;
- щільність сигналів (звукові за 1 год) – до 150;

- навантаження на слуховий аналізатор (%) – розбірливість слів та сигналів від 50 до 80 %;
- спостереження за екранами відеотерміналів (годин на зміну) – 4-6 год.
- навантаження на голосовий апарат (протягом тижня) – від 16 до 20.

Емоційне навантаження:

ступінь відповідальності за результат своєї діяльності – є відповідальним за функціональну якість основної роботи; Ступінь ризику для власного життя – вірогідний;

Режим праці:

- тривалість робочого дня – 8 год;
- змінність роботи – однозмінна (без нічної зміни).

За зазначеними показниками важкості та напруженості праці, робота, яка виконується належить до допустимого класу умов праці (напруженість праці середнього ступеня) [65].

5.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Дослідження стійкості роботи РЕС фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур в умовах дії загрозливих факторів надзвичайних ситуацій

5.3.1 Дія іонізуючих випромінювань на радіоелектронні системи

В залежності від виду випромінювання, дози радіації, природи опромінюваної речовини та умов навколишнього середовища в значній мірі залежить дія радіації на матеріали та деталі апаратури [66].

В перелік матеріалів, з яких виготовляють елементи радіоелектронних систем (РЕС) відносять: метали, неорганічні матеріали, напівпровідники та різні

органічні сполуки (діелектрики, смоли тощо). При цьому метали найбільш чутливі до радіації, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

Робота РЕС в умовах дії радіоактивних випромінювань має такі особливості: РЕС може раптово втратити працездатність при певних рівнях радіації (критичних); в елементах схем РЕС можуть початись зворотні і незворотні процеси.

Для запобігання цього проводяться розрахунки з безпеки роботи в умовах дії радіації та приймаються рішення щодо захисту елементів РЕС.

Для зниження рівня забруднення радіоактивними речовинами використовують дезактивацію.

5.3.2 Оцінка стійкості роботи РЕС приладу в умовах дії іонізуючих випромінювань

Вихідні дані: $p_5 = 51$ Р/год; $K_{\text{носл}} = 7$; $t_n = 2$ год.

Проводимо аналіз приладу і визначаємо радіоелектронні елементи, від яких залежить її функціонування: діоди, резистори, конденсатори, напівпровідники, мікросхеми, інтегральні схеми, діелектрики.

Визначаємо максимально допустимі експозиційні дози, при яких в елементах можуть виникнути незворотні зміни. Дані заносимо в таблицю 5.6.

Таблиця 5.6 – Максимально допустимі експозиційні дози елементів РЕС

Елементи РЕС	$D_{\text{гр}}, \text{P}$
Діоди	10^5
Резистори	10^6
Конденсатори	10^6
Напівпровідники	10^5
Мікросхеми	10^5

Продовження таблиці 5.6 – Максимально допустимі експозиційні дози елементів РЕС

Інтегральні схеми	$5 \cdot 10^5$
Діелектрики	10^4

Проаналізувавши дані визначаємо межу стійкості $D_{гр}$, роботи РЕС

$$D_{гр} = 10^4(P).$$

Визначаємо рівень радіації через 1 год після аварії:

$$p_1 = p_t \sqrt{t}^4 [P]; \quad (5.1)$$

$$p_1 = 51 \sqrt{5}^4 = 76,26 (P).$$

Визначаємо час стійкої роботи РЕС у заданих умовах

$$t_D = \left(\frac{D_{ГР} K_{посл} + 2 p_{1max} \sqrt{t_{П}}}{2 p_{1max}} \right)^2 [\text{год}]; \quad (5.2)$$

$$t_D = \left(\frac{10^4 * 7 + 2 + 76,26 \sqrt{5}}{2 * 76,26} \right)^2 = 211941 (\text{год}) \approx 24 (р).$$

Оскільки допустимий час роботи РЕС в умовах дії на них іонізуючих випромінювань більший за можливий час роботи приладу, то стійкість її забезпечується.

Досліджено стійкість роботи РЕС фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових

структур в умовах дії загрозливих факторів підзвичайних ситуацій. З дослідження дії іонізуючих випромінювань на стійкість роботи РЕС фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур можна сказати, що РЕС виявилася стійкою в роботі.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі розроблено систему фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур, присвячена глибокому вивченню та дослідженню сучасних технологій систем фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) з активною індуктивністю на основі напівпровідникових структур.

В першому розділі розглянуто Основи фазового автопідстроювання частоти, розглянута класифікація систем ФАПЧ, динаміка контуру ФАПЧ у режимі напруги, фазовий шум та моделювання фазового шуму. Це створює необхідну теоретичну базу для подальших розділів.

В другому розділі розроблено схему ФАПЧ струмового режиму з активними котушками індуктивності детально розглядається схема ФАПЧ зі струмовим режимом, використанням активних котушок індуктивності. Вивчено контурний фільтр струмового режиму та його динаміку у режимах типу I та типу II. Також проведено аналіз фазового шуму в струмовому режимі та наведено приклади проектування. Цей розділ вносить практичні аспекти в дослідження, розглядаючи конкретні схеми та їхню ефективність.

З таблиці 2.2 видно, що індуктивність активних котушок індуктивності зі зміщенням репліки та без нього має відмінності, обумовлені різними умовами зміщення постійного струму. Наприклад, при значенні напруги 1.70 В, індуктивність із зміщенням репліки становить 193.2 нГн, тоді як індуктивність без зміщення репліки складає 154.2 нГн. Подібні відмінності спостерігаються при інших значеннях напруги, що підкреслює значення зміщення репліки для індуктивності активних котушок індуктивності.

В третьому розділі розглянуто результати симуляції, наведено результати проектування фазового автопідлаштування частоти з висновками для низько- та високочастотних фазових автопідлаштувань. Таблиця 3.1 детально вказує на

технологічні характеристики та ефективність розглянутих систем. Наприклад, система, розроблена у магістерській роботі, з технологією 0.13 мкм має діапазон блокування від 8.3 до 9.6 ГГц, тремтіння 11.7 пс, потужність 36 мВт та час блокування 30 нс. Ці дані свідчать про високий рівень ефективності та конкурентоспроможності запропонованої системи у порівнянні з іншими відомими технологіями.

В четвертому розділі розглянута економічна частина, яка містить оцінку наукового ефекту та розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи. Тут детально розглядаються витрати на оплату праці, соціальні відрахування, сировину, матеріали, комплектуючі, програмне забезпечення, амортизацію та інші витрати.

П'ятий розділ присвячений охороні праці та безпека в надзвичайних ситуаціях розглянуті технічні рішення для безпечного виконання досліджень, включаючи вимоги безпеки та аспекти гігієни праці.

Усі розділи магістерської роботи інтегрують теоретичні знання, експериментальні результати та практичні аспекти.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Семенов А.О., Оніщук М.О. Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур. Збірник праць ІХ Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПІРН-2023)», 15-17 листопада 2023, Вінниця, ВНТУ. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2023/paper/view/19168>
2. M. Straayer, J. Cabanillas, and G. Rebeiz. “A low-noise transformer-based 1.7 GHz CMOS VCO”. In Proc. IEEE Int’l Conf. Solid-State Circuits, volume 1, pages 286–287, Feb. 2002.
3. D. Baek, T. Song, E. Yoon, and S. Hong. “8-GHz CMOS quadrature VCO using transformer-based LC tank”. IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 13(10):446–448, Oct. 2003.
4. H. Wang, M. Lin, Y. Li, and H. Chen. “Some design aspects on 5 GHz CMOS quadrature VCO with fully integrated LC-tank”. Proc. 5th Int’l Conf. ASIC, 2:1010–1013, Oct. 2003.
5. S. Gierkink, S. Levantino, R. Frye, C. Samori, and V. Boccuzzi. “A low-phase-noise 5-GHz CMOS quadrature VCO using superharmonic coupling”. IEEE J. Solid-State Circuits, 38(7):1148–1154, Jul. 2003.
6. H. Choi, S. Shin, and S. Lee. “A low-phase noise LC-QVCO in CMOS technology”. IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 14(11):540–542, Nov. 2004.
7. R. Dehghani and S. Atarodi. “Design of an optimized 2.5 GHz CMOS differential LC oscillator”. IEE Proceedings - Microwave, Antenna, and Propagation, 151(2):167–172, April 2004.

8. J. Kim, Y. Lee, and S. Park. "Low-noise CMOS LC oscillator with dual-ring structure". IEE Electronics Letters, 40(17):1031–1032, Aug. 2004.
9. J. Chang and C. Kim. "A symmetrical 6-GHz fully integrated cascode coupling CMOS LC quadrature VCO". IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15(10):670–672, Oct. 2005.
10. N. Oh and S. Lee. "11-GHz CMOS differential VCO with back-gate transfer feedback". IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 15(11):733–735, Nov. 2005.
11. S. Mohan, S. Hershenson, M. Boyd, and T. Lee. "Bandwidth extension in CMOS with optimized on-chip inductors". IEEE J. Solid-State Circuits, 35(3):346–355, Mar. 2000.
12. B. Sun and F. Yuan. "A new inductor series-peaking technique for bandwidth enhancement of CMOS current-mode circuits". Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 37(3):259–264, Dec.. 2003.
13. F. Yuan. CMOS current-mode circuits for data communications. Springer, New York, 2007.
14. B. Ballweber, R. Gupta, and D. Allstot. "A fully integrated 0.5-5.5 GHz CMOS distributed amplifier". IEEE J. Solid-State Circuits, 35(2):231–239, Jan. 2000.
15. H. Ahn and D. Allstot. "A 0.5-8.5 GHz fully differential CMOS distributed amplifier". IEEE J. Solid-State Circuits, 37(8):985–993, Aug. 2002.
16. B. Razavi. RF microelectronics. Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., 1998.
17. B. Leung. VLSI for wireless communication. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
18. M. Tsai and H. Wang. "A 0.3-2.5 GHz ultra-wideband mixer using commercial 0.18 μm CMOS technology". IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 14(11):522–524, Nov. 2004.
19. L. Lu and Y. Liao. "A 4-GHz phase shifter MMIC in 0.18- μm CMOS". IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15(10):694–696, Oct. 2005.

20. W. Kuhn, F. Stephenson, and A. Elshabini-Riad. "A 200 MHz CMOS Q-enhanced LC bandpass filter". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 31(8):1112–1122, Aug. 1996.
21. R. Duncan, K. Martin, and A. Sedra. "A Q-enhanced active-RLC bandpass filter". *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 44(5):341–347, May 1997.
22. T. Soorapanth and S. Wong. "A 0-dB IL 2140 ± 30 MHz bandpass filter utilizing Qenhanced spiral inductors in standard CMOS". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 37(5):579–586, May 2002.
23. F. Dulger, E. Sanchez-Sinencio, and J. Silva-Martinez. "A 1.3-V 5-mW fully integrated tunable bandpass filter at 2.1 GHz in $0.35\mu\text{m}$ CMOS". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 38(6):918–928, June 2003.
24. W. Kuhn, D. Nodde, D. Kelly, and A. Orsborn. "Dynamic range performance of on-chip RF bandpass filters". *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, 50(10):685–694, Oct. 2003.
25. S. Bantas and Y. Koutsoyannopoulos. "CMOS active-LC bandpass filters with coupled inductor Q-enhancement and center frequency tuning". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 51(2):69–76, Feb. 2004.
26. J. Kulyk and J. Haslett. "A monolithic CMOS 2368 ± 30 MHz transformer based Qenhanced series-C coupled resonator bandpass filter". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 41(2):362–374, Feb. 2006. L. Lu, Y. Liao, and C. Wu. "A miniaturized Wilkinson power divider with CMOS active inductors". *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, 15(11):775–777, Nov. 2005.
27. C. Yue and S. Wong. "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 33(5):743–752, May 1998.
28. A. Zolfaghari, A. Chan, and B. Razavi. "Stacked inductors and transformers in CMOS technology". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 36(4):620–628, Apr. 2001.

29. Y. Lin, C. Chen, H. Liang, and C. Chen. "High-performance on-chip transformers with partial polysilicon patterned ground shields (PGS)". *IEEE Trans. Electron Devices*, 54(1):157–160, Jan. 2007.
30. B. Owens, S. Adluri, P. Birrir, R. Shreeve, K. Mayaram S. Arunachalam, and T. Fiez. "Simulation and measurement of supply and substrate noise in mixed-signal ICs". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 40(2):382–391, Feb. 2005.
31. C. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. Lee, and S. Wong. "A physical model for planar spiral inductor on silicon". In *Proc. Int'l Electron Devices Meeting*, pages 155–158, Dec. 1996.
32. O. Kenneth. "Estimation methods for quality factors of inductors fabricated in silicon integrated circuit process technologies". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 33(8):1249–1252, Aug. 1998.
33. Y. Cao, R. Groves, X. Huang, N. Zamdmer, J. Plouchart, R. Wachnik, T. King, and C. Hu. "Frequency-dependent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors". *IEEE J. Solid-State Circuits*, 38(3):419–426, Mar. 2003.
34. Y. Wu, X. Ding, M. Ismail, and H. Olsson. "RF band-pass filter design based on CMOS active inductors". *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 50(12):942–949, Dec. 2003.
35. A. Thanachayanont and A. Payne. "CMOS floating active inductor and its applications to band-pass filter and oscillator design". *IEE Proceedings, Part G - Circuits, Devices, and Systems*, 147(1):42–48, Feb. 2000.
36. A. Thanachayanont. "A 1.5-V high-Q CMOS active inductor for IF/RF wireless applications". In *Proc. IEEE Asia-Pacific Conf. Circuits Syst.*, volume 1, pages 654–657, 2000.
37. T. Lin and A. Payne. "Design of a low-voltage, low-power, wide-tuning integrated oscillator". In *Proc. IEEE Int'l Symp. Circuits Syst.*, volume 5, pages 629–632, Geneva, Switzerland, May 2000.

38. E. Sackinger and W. Fischer. "A 3 GHz 32 dB CMOS limiting amplifier for SONET OC-48 receivers". In Proc. Int'l Solid-State Circuits Conf., volume Proc. IEEE Int'l Solid-State Circuit Conf., page 158, Feb. 2000.
39. E. Sackinger and W. Fischer. "A 3-GHz 32-dB CMOS limiting amplifier for SONET OC-48 receivers". IEEE J. Solid-State Circuits, 35(12):1884–1888, Dec. 2000.
40. Y. Wu, M. Ismail, and H. Olsson. "CMOS VHF/RF CCO based on active inductors". IEE Electronics Letters, 37(8):472–473, Apr. 2001.
41. M. Grozing, A. Pascht, and M. Berroth. "A 2.5 V CMOS differential active inductor with tunable L and Q for frequencies up to 5 GHz". In Proc. Int'l Microwave Symp., volume 1, pages 575–578, Phoenix, May 2001.
42. M. Grozing, A. Pascht, and M. Berroth. "A 2.5 V CMOS differential active inductor with tunable L and Q for frequencies up to 5 GHz". In Proc. IEEE Radio Freq. Integrated Circuits Symp., pages 271–274, 2001.
43. Y. Wu, X. Ding, M. Ismail, and H. Olsson. "Inductor-less CMOS RF band-pass filter". IEE Electronics Letters, 37(16):1027–1028, Aug. 2001.
44. Y. Wu, C. Shi, X. Ding, M. Ismail, and H. Olsson. "Design of CMOS VHF/RF biquadratic filters". Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 33:239–248, 2002.
45. A. Thanachayanont. "Low-voltage low-power high-Q CMOS RF bandpass filter". IEE Electronics Letters, 38(13):615–616, June 2002.
46. H. Xiao and R. Schaumann. "Very-high-frequency low-pass filter based on a CMOS active inductor". In Proc. IEEE Int'l Symp. Circuits Syst., volume 2, pages 1–4, May 2002.
47. H. Xiao, R. Schaumann, and W. Daasch. "A radio-frequency CMOS active inductor and its application in designing high-Q filters". In Proc. IEEE Int'l Symp. Circuits Syst., volume 4, pages 197–200, Vancouver, May 2004.

48. J. Liang, C. Ho, C. Kuo, and Y. Chan. “CMOS RF band-pass filter design using the high quality active inductor”. *IEICE Trans. on Electron*, E88-C(12):2372–2376, Dec. 2005.
49. Z. Gao, M. Yu, Y. Ye, and J. Ma. “Wide tuning range of a CMOS RF bandpass filter for wireless applications”. In *Proc. IEEE Conf. Electron Devices & Solid-State Circuits*, pages 53–56, Dec. 2005.
50. Z. Gao, M. Yu, Y. Ye, and J. Ma. “A CMOS RF tuning wide-band bandpass filter for wireless applications”. In *Proc. IEEE Int’l Conf. SOC.*, pages 79–80, Spet. 2005.
51. Z. Gao, M. Yu, Y. Ye, and J. Ma. “A CMOS RF bandpass filter based on the active inductor”. In *Proc. Int’l Conf. ASIC.*, pages 604–607, Oct. 2005.
52. J. Chen, G. Sheets, C. Guo, F. Saibi, F. Yang, K. Azadet, J. Lin, and G. Zhang. “Electrical backplane equalization using programmable analog zeros and folded active inductors”. *IEEE Tran. on Microwave Theory Tech.*, 55(7):1366–1369, July 2005.
53. J. Chen, G. Sheets, C. Guo, F. Saibi, F. Yang, K. Azadet, J. Lin, and G. Zhang. “Electrical backplane equalization using programmable analog zeros and folded active inductors”. In *Proc. IEEE MidWest Symp. Circuits Syst.*, pages 1366–1369, Aug. 2005.
54. F. Mahmoudi and C. Salama. “8 GHz tunable CMOS quadrature generator using differential active inductors”. In *Proc. IEEE Int’l Symp. Circuits Syst.*, volume 3, pages 2112–2115, May 2005.
55. J. Jiang and F. Yuan. “A new CMOS current-mode multiplexer for 10Gbps serial links”. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 44(1):61–67, Jul. 2005.
56. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

57. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги.
http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028
58. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. Режим доступу:
http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=77160
59. НПАОП 40.1-1.32-01 Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок. Режим доступу:
<https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0272203-01#Text>.
60. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
61. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:
<http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
62. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885
63. 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>
64. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу:
http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html

65. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_праор_0_00-7_15-18_01_ua.php
66. ДСТУ Б В.2.5-82:2016 Електробезпека в будівлях і спорудах. Вимоги до захисних заходів від ураження електричним струмом- [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=65395

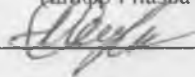
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ З ВИКОРИСТАННЯМ АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-22м
спеціальності 172 Телекомунікації та
радіотехніка

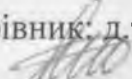
(цифра і назва напряму підготовки, спеціальності)



Оніщук М. О

(прізвище та ініціали)

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



Семенов А. О

(прізвище та ініціали)

«14» _____ 12 2023 р.

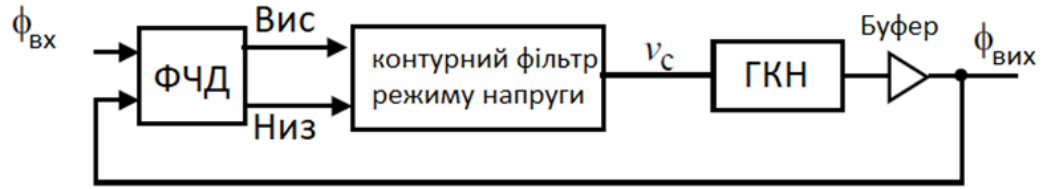


Рисунок 1 - Конфігурація систем ФАПЧ з режимом напруги

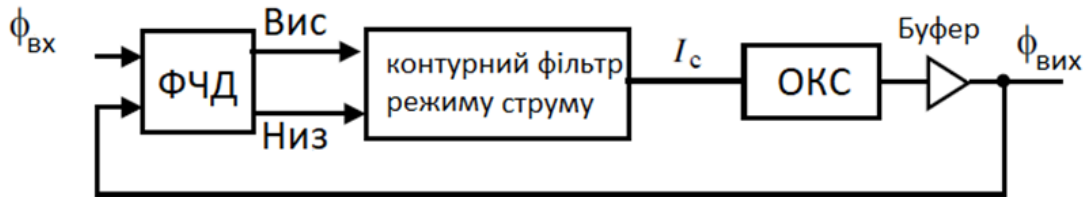


Рисунок 2 - Конфігурація систем ФАПЧ з режимом струму

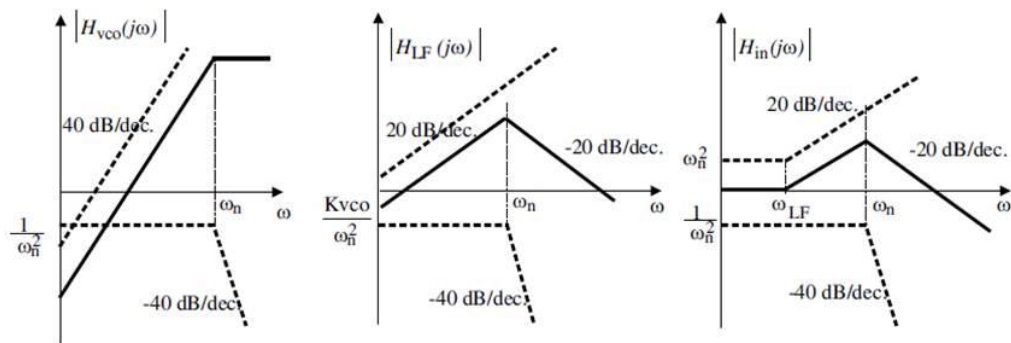


Рисунок 3 - Графік Боде (величина) передатних функцій від джерел шуму до вихідного сигналу ФАПЧ типу II з напругою

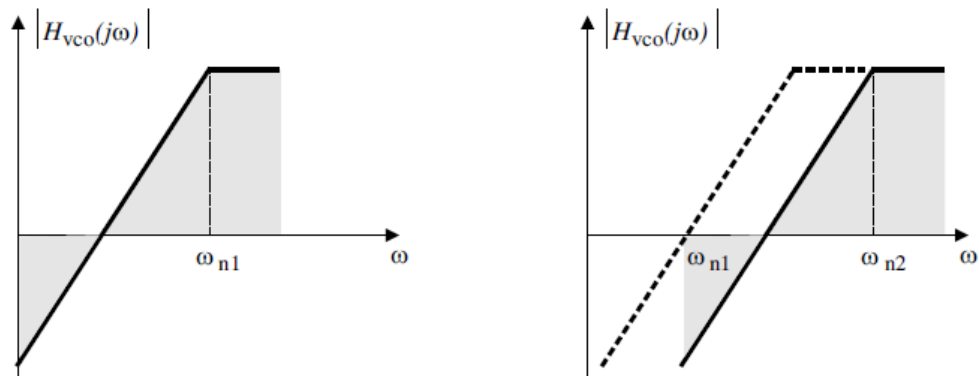


Рисунок 4 - Графік Боде (величина) передатної функції від джерела шуму ГКН до виходу ФАПЧ типу II з режимом напруги ($\omega_{n2} > \omega_{n1}$)

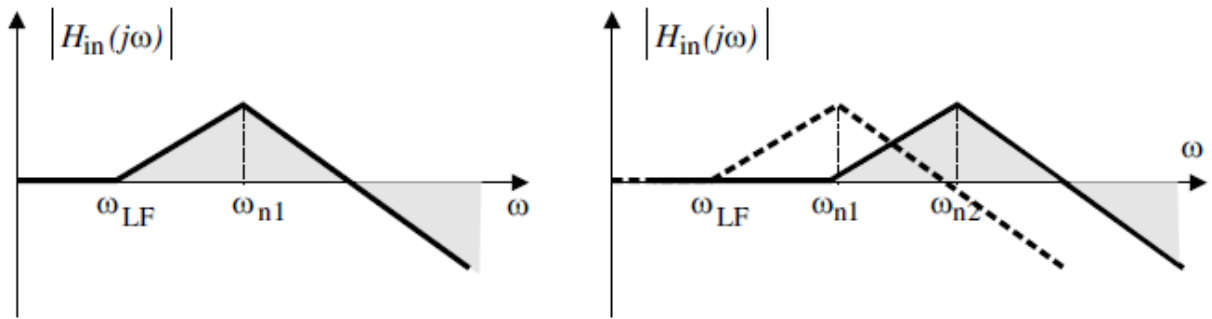


Рисунок 5 - Графік Бодє (величина) передатної функції від джерела шуму входу до виходу ФАПЧ типу II з напругою ($\omega_{n2} > \omega_{n1}$)

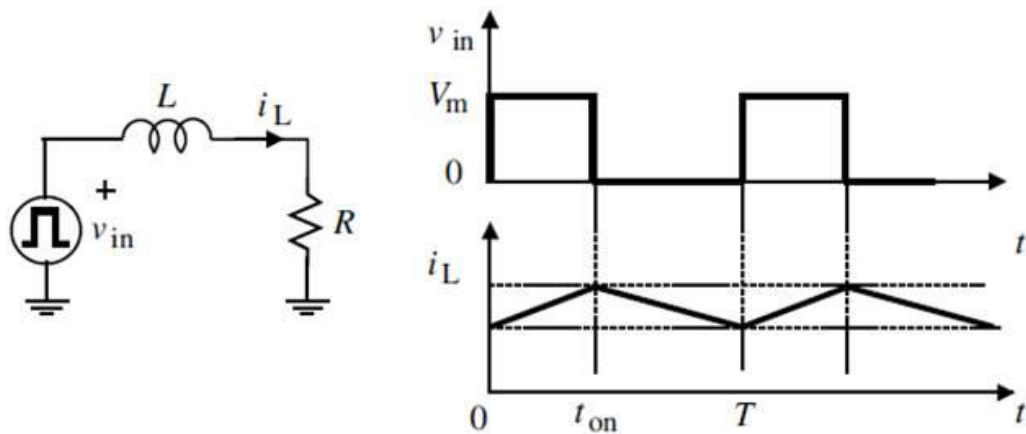


Рисунок 6 - Базова конфігурація фільтрів низьких частот струмового режиму

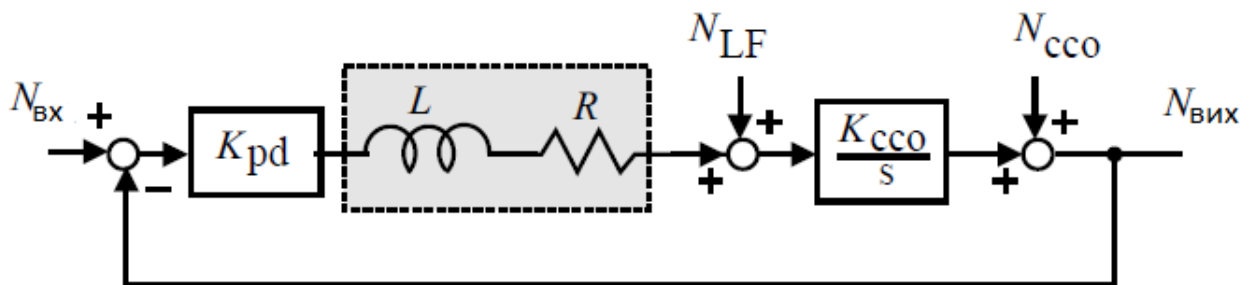


Рисунок 7 - Аналіз фазового шуму ФАПЧ струмового режиму типу I з ідеальним фільтром контуру активної індуктивності

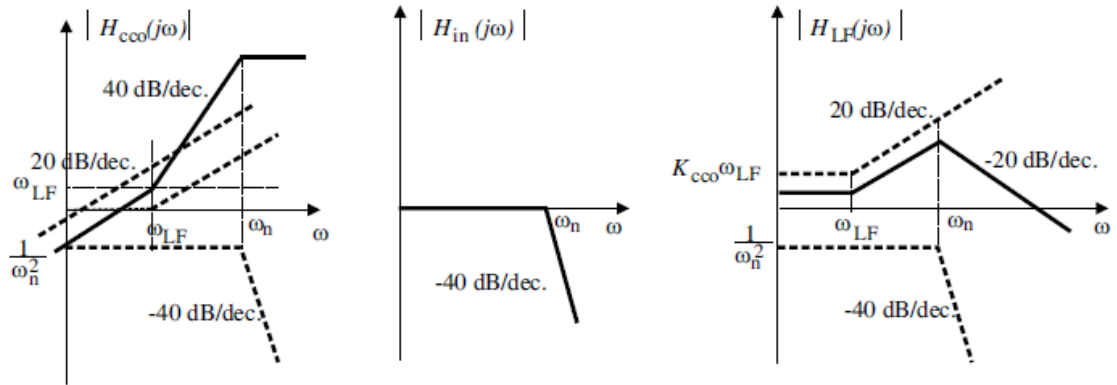


Рисунок 8 - Графік Боде (величина) функції передачі від джерел шуму до вихідного сигналу ФАПЧ струмового режиму типу I

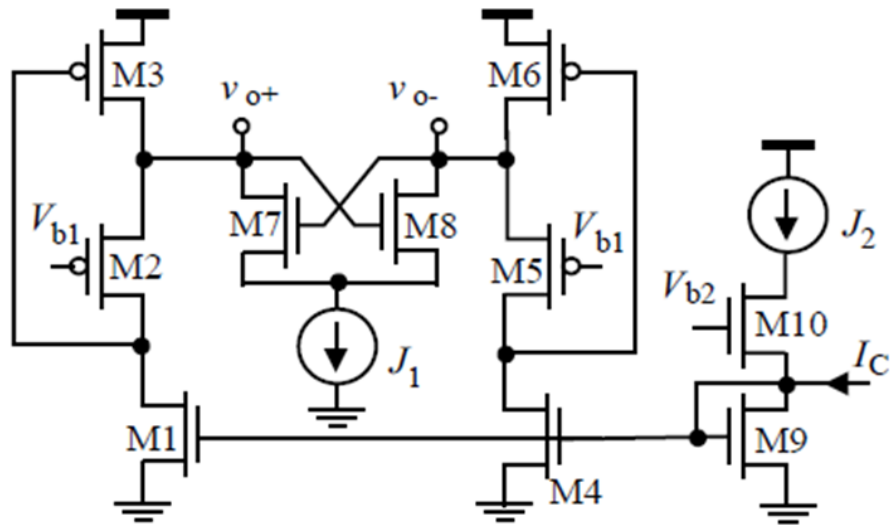


Рисунок 9 - Спрощена схема генератора, керованого струмом, із повторним використанням струму активними котушками індуктивності



Рисунок 10 - Блок-схема активного індуктора ФАПЧ струмового режиму від

ДіКлементе та Юаня

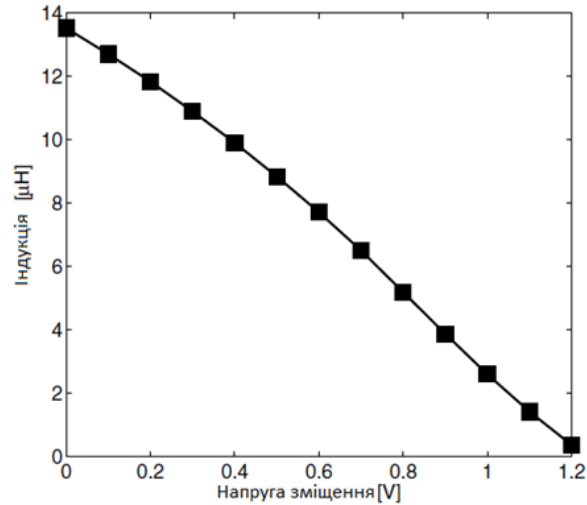


Рисунок 11 - Змодельована залежність індуктивності плаваючого активного індуктора від напруги змiщення V_{b2} . Індуктивність оцінюється на 3 ГГц

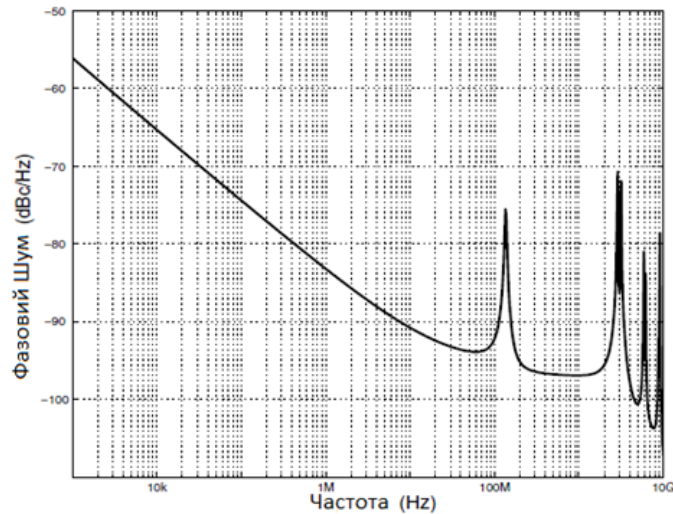


Рисунок 12 - Змодельований фазовий шум ФАПЧ у поточному режимі з плаваючим фільтром петлі активної індуктивності Махмуді-Салама та ССО повторного використання струму активної індуктивності W_u (с IEEE 2007)

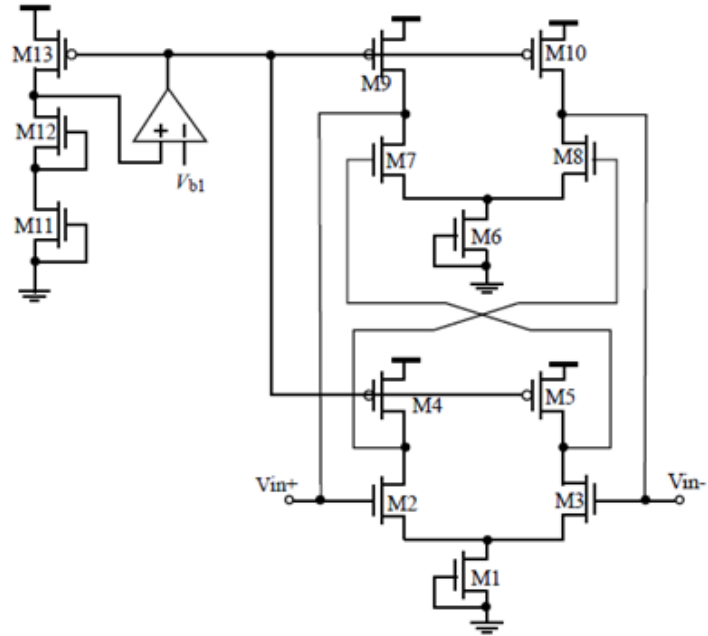


Рисунок 13 - Спрощена схема диференціального активного індуктора з реплікою зміщення

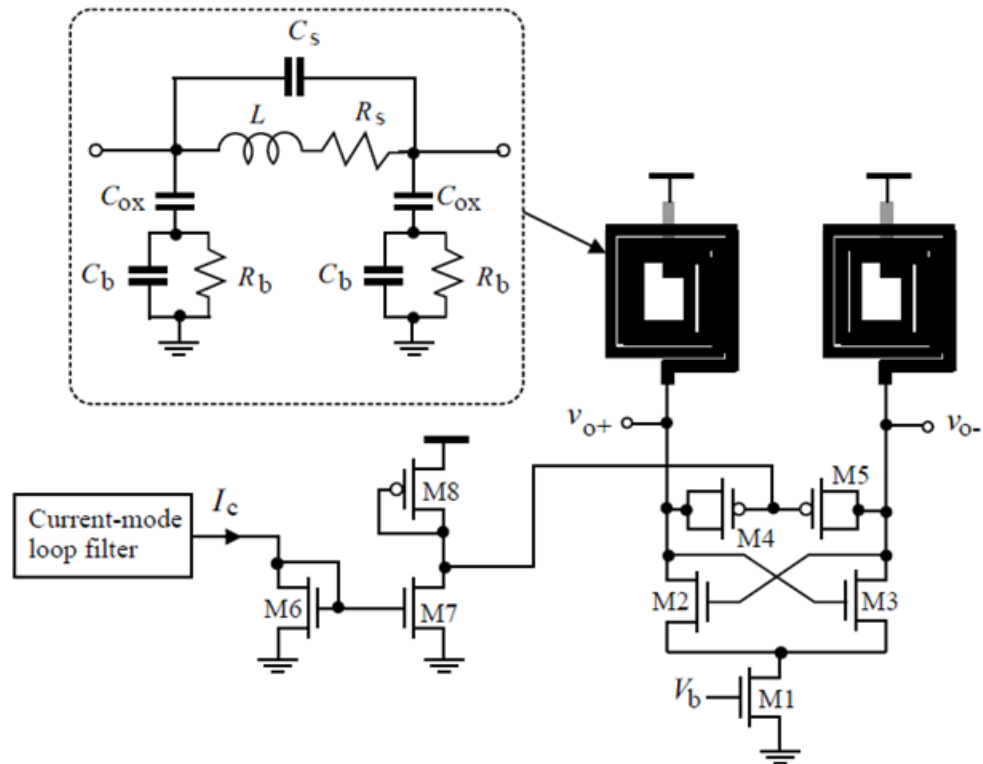


Рисунок 14 - Спрощена схема керованого струмом LC-генератора зі спіральними індукторами

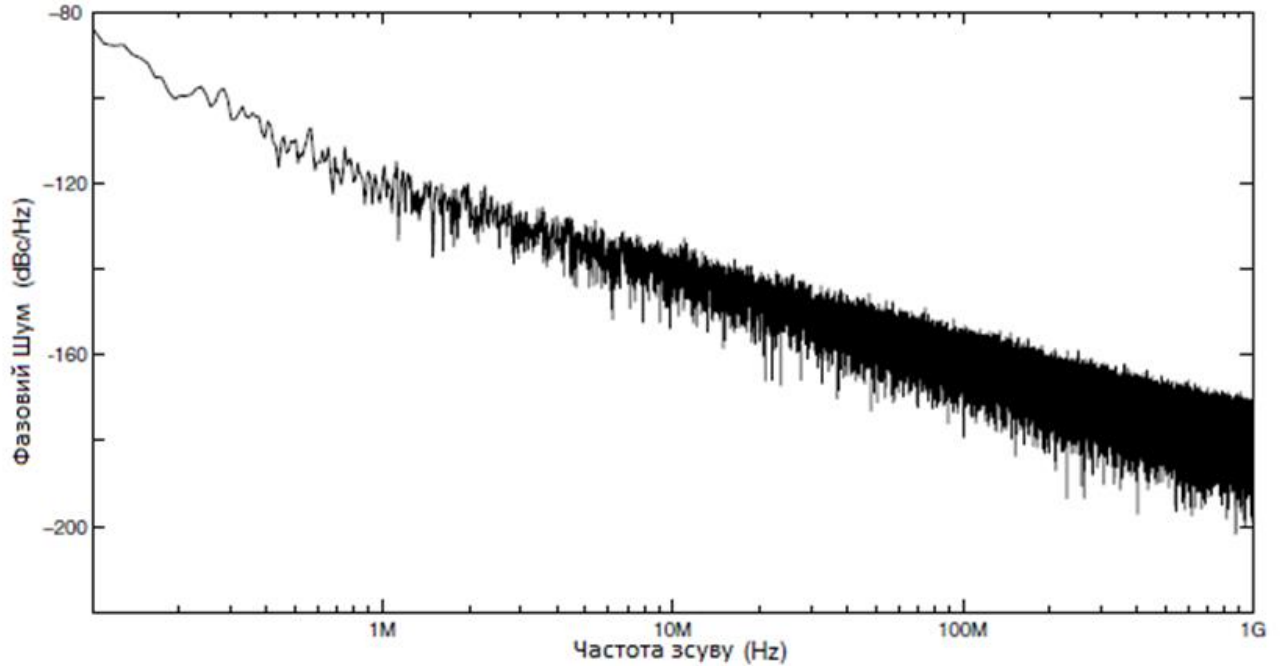


Рисунок 15 - Змодельований фазовий шум ФАПЧ у режимі струму з петлевым фільтром з плаваючим активним індуктором і спіральним індуктором ОКС

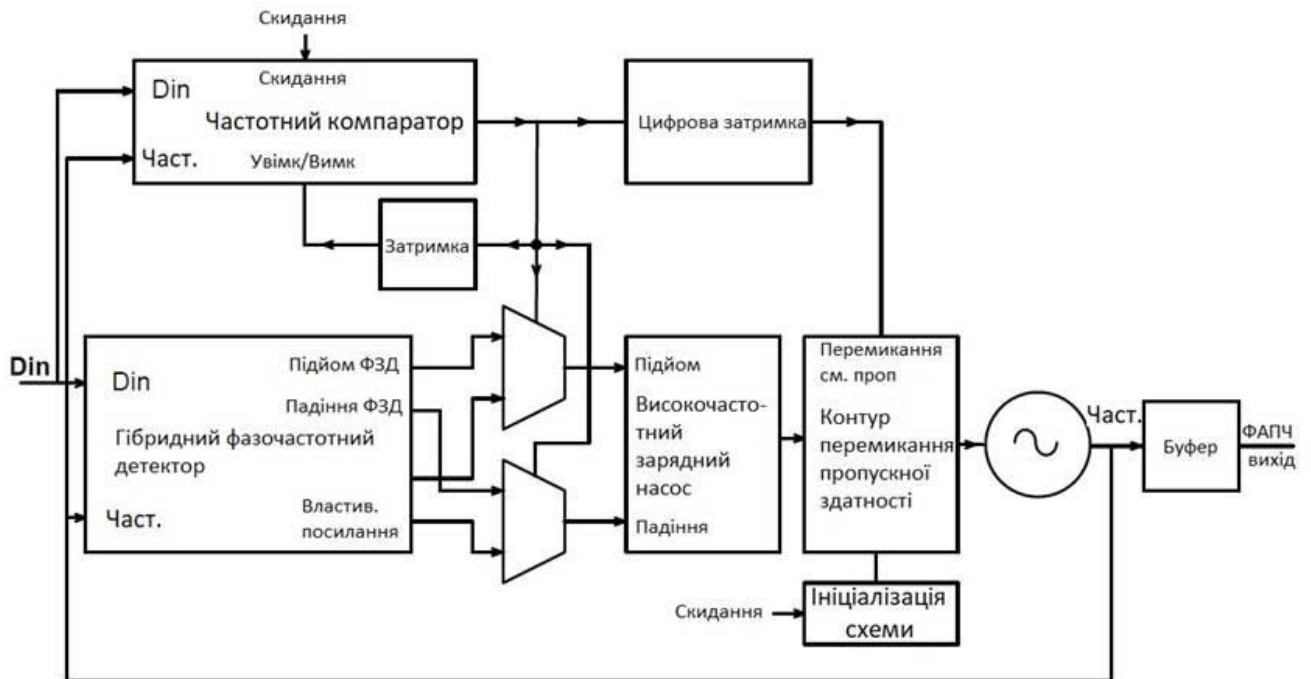


Рисунок 16 - Конструкція гібридної ФАПЧ

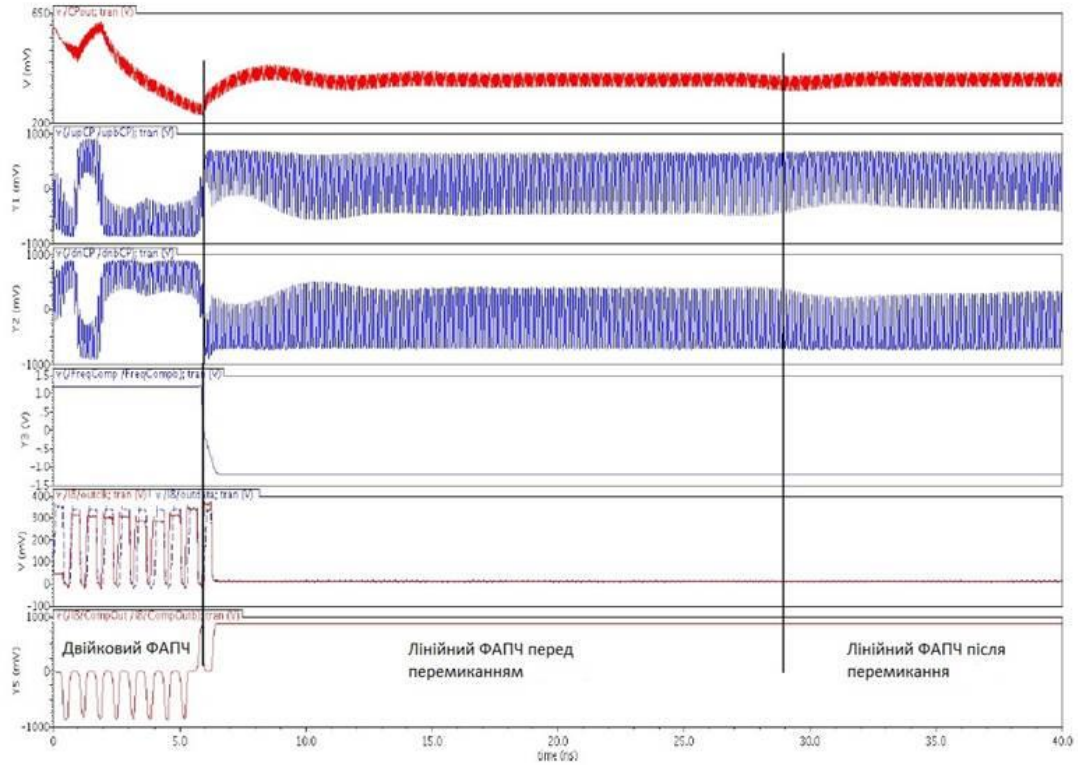


Рисунок 17 - Блокування вибірки високочастотної системи ФАПЧ

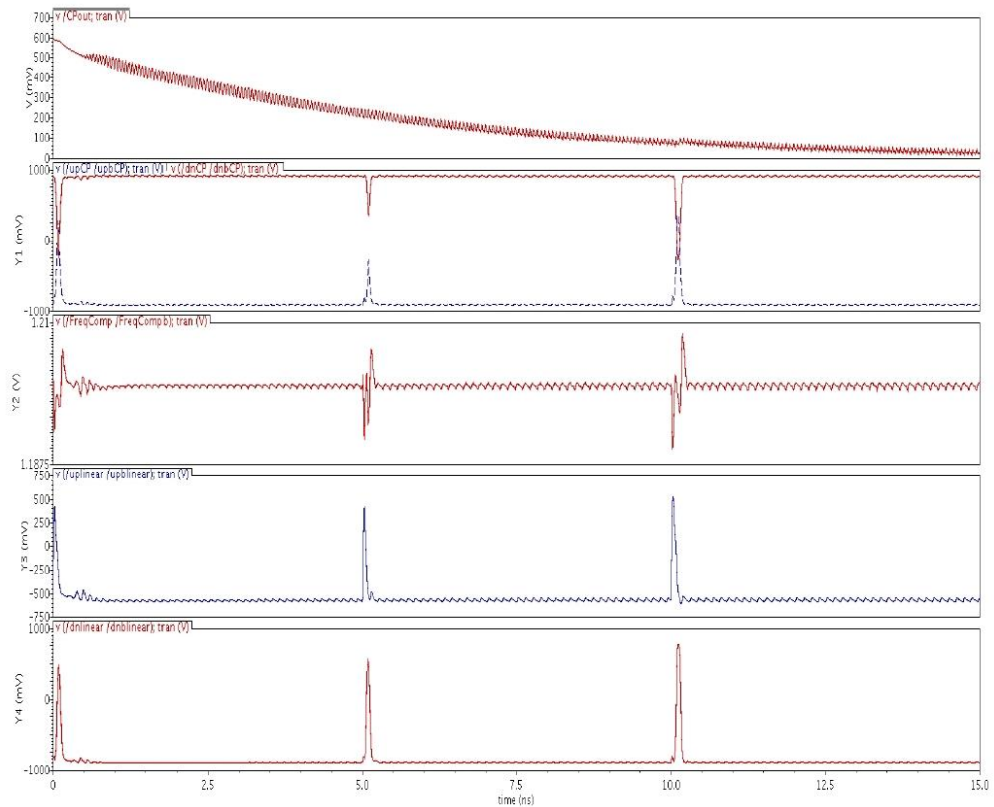


Рисунок 18 - Робота ФАПЧ при значній різниці частот

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ
ЧАСТОТИ З ВИКОРИСТАННЯМ АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА
ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР**

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Системи фазового автоматичного підстроювання частоти з використанням активної індуктивності на основі напівпровідникових структур»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра ІРТС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichек

Оригінальність 99,87% Схожість 0,13%


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.

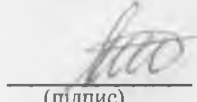
Особа, відповідальна за перевірку 
(підпис)

Звягін О.С.
(прізвище, ініціали)

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

Автор роботи 
(підпис)

Онїшук М.О.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи 
(підпис)

Семенов А.О.
(прізвище, ініціали)