

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вишого 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:

«ЕЛЕКТРИЧНО КЕРОВАНІ ГЕНЕРАТОРИ З АНАЛОГАМИ АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР»

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)



Хльоба А.А.

(прізвище та ініціали)

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



Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 12 2023 р.

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



Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

« 17 » 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

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Хльобі Антону Анатолійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Електрично керовані генератори з аналогами 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)

затверджені наказом вищого навчального закладу від «18» 09.2023 р. №247.



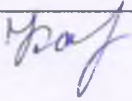
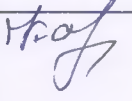

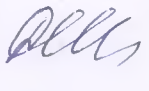
2. Строк подання студентом роботи 15.12.2023р.

3. Вихідні дані до роботи: Діапазон частот генератора від 1.2 до 3.7 ГГц; максимальний фазовий шум при зсуві на 1 МГц -75 дБн/Гц; максимальна споживана потужність 3 мВт; вихідна потужність при навантаженні 50 Ом не менше -6 дБм; мінімальна амплітуда вихідного сигналу 150 мВ; показник якості при зсуві на 1 МГц не менше -135 дБн/Гц; напруга живлення 1 В; технологічний процес 90 нм.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Основні види котушок індуктивності на кристалі та їх характеристики. Приклади реалізації активного індуктора. Генератори та ГКН з активними індукторами. Реалізація ГКН на основі індуктора Ліанга. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Найпоширеніші реалізації КМОН-гіратора із заземленням. Активна котушка індуктивності з плаваючим гіратором-С з втратами. Несиметричні ланцюги з від'ємним опором. Зміна добротності з частотою для різних моделей. Зміна індуктивності з частотою для різних моделей. Модифікована активний індуктор Венг Куо (а), активний індуктор Ліанга (б). Графік залежності індуктивності (а) і добротності (б) від частоти. Запропонована схема ГКН. Зібрана схема у програмі Cadence 6.16. Диференціальне вихідна напруга. Графік залежності фазового шуму від частотного зсуву, частоти ГКН, якості генератора при різних напругах налаштування.

6. Консультанти розділів роботи


Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор, 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	Примітка
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.	05.11.2023-18.11.2023	
7.	Економічна частина.	19.11.2023-25.11.2023	
8.	Охорона праці (ОП).	26.11.2023-30.11.2023	
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


(підпис)

Хльоба А.А.

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.373.122

Хльоба А.А. Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур: магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ 2023 р. – 127 стор., 45 рис., 57 бібл., 18 табл. – української мовою.

Мета даної магістерської кваліфікаційної роботи розробити генератор керований напругою (ГКН) на основі активного індуктора, тобто гіратора виконаного по 90 нм технології на МОН транзисторах. Для цього спочатку було проведено дослідження основних видів котушок індуктивності що використовуються на підкладках з кремнію, наведені переваги та недоліки, надалі увага акцентується на принципі роботи гіратор-С, наведено його основні характеристики, особлива увага приділяється фазовим шумам. Також було розглянуті варіанти його реалізації на МОН транзисторах та орієнтуючись на знайдені дослідження вибрана найкращий варіант реалізації схеми. Наведено два типи генераторів, LC і кільцеві, перераховані основні параметри ГКН і вже існуючі генератори на основі активної індуктивності. Гіратор було реалізовано за схемою Ліанга, для виконання умови балансу фаз та амплітуд (також відомими як критерії Баркгаузена) було використано вже класичну схему перехресного зв'язку, яка також має властивість від'ємного опору для усунення активного опору контурів, а також дає змогу знімати диференціальний сигнал. Наведено запропоновану схему. Шляхом вивчення останніх досліджень по цій темі і декільком моделюванням, були обрані співвідношення (W/L) для МОН-транзисторів схеми, наведено результати моделювання у програмі Cadence 6.16. Також у роботі проведено розрахунки економічної частини, охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: активна індуктивність, гіратор, ГКН, індуктор Венга-Куо, індуктор Ліанга.

ABSTRACT

Khloba A.A. Electrically controlled generators with active inductance analogues based on semiconductor structures: master's thesis - Vinnytsia: VNTU 2023 – 127 pp., 45 fig., 57 bibl., 18 table. - in the Ukrainian language.

The purpose of this master's thesis is to develop a voltage-controlled oscillator (VCO) based on an active inductor, i.e. a gyrator made on 90 nm technology on MOSFETs. For this purpose, first, a study of the main types of inductors used on silicon substrates was conducted, the advantages and disadvantages were presented, then attention was focused on the principle of operation of the gyrator-C, its main characteristics were given, with special attention paid to phase noise. The variants of its realization on MOSFETs were also considered, and based on the studies found, the best variant of the scheme realization was chosen. Two types of oscillators, LC and ring oscillators, are presented, the main parameters of the VCO and the already existing active inductance-based oscillators are listed. The oscillator was realized according to the Liang scheme, and to fulfill the condition of phase and amplitude balance (also known as Barkhausen criteria), the already classical cross-coupling scheme was used, which also has the property of negative resistance to eliminate the active resistance of the circuits, and also allows the removal of a differential signal. The proposed scheme is presented. By studying the latest research on this topic and several simulations, the ratios (W/L) for the MOSFETs of the circuit were selected, and the results of modeling in the Cadence 6.16 program are presented. The paper also calculates the economic part, labor protection, and safety in emergency situations.

Keywords: active inductance, gyrator, VCO, Weng-Kuo inductor, Liang inductor.

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1 ОСНОВНІ ВИДИ КОТУШОК ІНДУКТИВНОСТІ НА КРИСТАЛІ ТА ЇХ ХАРАКТЕРИСТИКИ	8
1.1 Огляд планарних та складених котушок індуктивності.....	8
1.2 Активні котушки індуктивності та трансформатори.....	13
1.3 Принцип роботи активних індукторів Гіратор-С.....	16
1.4 Характеристики активних індукторів	28
2 ПРИКЛАДИ РЕАЛІЗАЦІЇ АКТИВНОГО ІНДУКТОРА	41
2.1 Базова реалізація активної індуктивності на МОН транзисторах.....	41
2.2 Порівняння продуктивності різних топологій активних індукторів.....	46
3 ГЕНЕРАТОРИ ТА ГКН З АКТИВНИМИ ІНДУКТОРАМИ	50
3.1 LC генератори	51
3.2 Кільцеві генератори.....	52
3.3 Параметри керованих напругою генераторів	55
3.4 Приклади реалізації ГКН на основі активної індуктивності	57
4 РЕАЛІЗАЦІЯ ГКН НА ОСНОВІ ІНДУКТОРА ЛІАНГА	62
4.1 Розробка принципової схеми ГКН	62
4.2 Вибір співвідношення (W/L) для МОН-транзисторів	71
4.3 Результати моделювання	73
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	78
5.1 Оцінювання наукового ефекту.....	78
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	81
5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру	94
5.4 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	95
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	96
6.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	97

	3
6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	100
6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	107
ВИСНОВКИ	110
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	112
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	118
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки магістерської кваліфікаційної роботи.....	126

ВСТУП

Актуальність теми.

Спіральні котушки індуктивності та трансформатори КМОН знайшли широке застосування у високошвидкісній обробці аналогових сигналів, включаючи узгодження імпедансу та підсилення у бездротових приймачах, покращення пропускної здатності у широкосмуговій передачі даних по дротових та оптичних каналах, генераторах та модуляторах, радіочастотних смугових фільтрах, радіочастотних фазообертачах, радіочастотних дільниках потужності, а також для зв'язку у ВЧ діапазоні. Традиційно пасивні котушки індуктивності і трансформатори є дискретними компонентами, що винесені за межі кристалу [1]. Необхідність позачипового зв'язку з цими пасивними компонентами суттєво обмежує смугу пропускання, знижує надійність і збільшує вартість систем. З початку 1990-х років було докладено значних зусиль для виготовлення котушок індуктивності та трансформаторів на кремнієвій підкладці, щоб весь бездротовий приймач/передавач можна було інтегрувати на одній підкладці. У той же час, потреба у великій площі кремнію для виготовлення спіральних індукторів і трансформаторів також викликала великий інтерес і інтенсивні дослідження з синтезу індукторів і трансформаторів з використанням активних пристроїв, спрямовані на мінімізацію споживання кремнію, а отже, і вартості виготовлення та покращення характеристик.

Індуктивні характеристики критично необхідні у високошвидкісних пристроях для поліпшення продуктивності систем, таких як розширення смуги пропускання і збільшення коефіцієнта підсилення, а також для виконання специфічних завдань, таких як узгодження імпедансу і вибір частоти. До таких застосувань належать LC-генератори, розширення смуги пропускання в широкосмуговому зв'язку, узгодження імпедансу у вузькосмуговому зв'язку, фазовий зсув для радіочастотних антен і радарів, радіочастотні дільники потужності, вибір частоти, зокрема, смугові

радіочастотні фільтри, радіочастотні підсилювачі потужності і підсилення коефіцієнта підсилення малошумних радіочастотних підсилювачів.

Аналіз останніх досліджень.

Останнє десятиліття стало свідком колосального зростання індустрії зв'язку. Низьке енергоспоживання, низька вартість і великий об'єм вже давно стали нормою в індустрії інтегральних схем. Цифрові інтегральні схеми поклалися на високий рівень інтеграції та масштабованості, який забезпечували КМОН-процеси, щоб підняти ставки в показниках продуктивності, зберігаючи при цьому комплексні цінові переваги.

В епоху сучасних систем зв'язку генератор, керований напругою (ГКН), є багатоцільовим радіочастотним блоком. Це особливий тип коливального контуру з властивістю змінювати вихідний сигнал в динамічному діапазоні, який управляється вхідною постійною напругою, а вихідна частота знаходиться в прямій лінійній залежності від вхідної напруги. Він застосовується в численних додатках у випадку радіочастот. Використання спіральних котушок індуктивності має ряд недоліків: велика площа кристалу, складність досягнення високих значень індуктивності у поєднанні з низькими значеннями добротності, а також їхня геометрія не дуже ефективна, що перешкоджає їхньому використанню при високій щільності інтеграції [2]. Для того, щоб подолати ці недоліки, активні котушки можуть бути ефективно використані для досягнення таких цілей, як низька вартість, низька напруга живлення, відповідна робоча частота, які є важливими параметрами для проектування схем ГКН. Реалізацією активного індуктора є методологія, яка називається конфігурацією Гіратор-С. Комбінування елементів схеми, таких як резистор, конденсатор, транзистор, у вигідний спосіб, який буде діяти як еквівалент реактивного імпедансу котушки.

Така конфігурація Гіратор-С демонструє набагато вищі значення індуктивності та добротності в кількісному порівнянні з традиційними спіральними індукторами [3]. Мережа Гіратор-С конфігурується різними способами і має варіації таких параметрів, як частотний діапазон,

енергоспоживання, діапазон регулювання індуктивності, вимоги до площі кремнію для фізичної реалізації.

Метою роботи є дослідження генераторів керованих напругою (ГКН) на основі активних індукторів та розробка нової схеми з кращими параметрами.

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз планарних та складених котушок індуктивності, різних реалізацій активних індуктивностей, схем на її основі, параметрів що доступні на даний момент;
- провести літературний огляд теоретичних основ побудови гіратор-С, порівняти їх, кільцевих та LC-ГКН, його параметрів;
- розробити варіант генератора керованого напругою на основі найкращої схеми активного індуктора;
- здійснити дослідження параметрів отриманої схеми.

Об'єктом дослідження є фізичні процеси які дають можливість реалізувати активну індуктивність на основі МОН транзисторів, характеристики які впливають на якість отриманих схем.

Предметом дослідження є реалізація котушок індуктивності, активних котушок, гіратор-С, кільцеві та LC-ГКН, керування параметрами та характеристиками.

Наукова новизна одержаних результатів – отримано подальший розвиток побудови генератора керованого напругою на основі активної котушки індуктивності.

Практична новизна одержаних результатів – полягає в отриманні нової конструкції LC-ГКН з покращеними параметрами.

Публікації результатів наукових досліджень. За темою досліджень автором опубліковано 1 тезу у збірнику тез доповідей «IX Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2023)», 15-17 листопада 2023 року, м. Вінниця, Вінницький національний технічний університет [4].

Також автором було опубліковано ряд статей, а саме «Synthesis of a device for remote control of a video camera using the LANC protocol» у журналі Системи та технології, 14 липня 2023 року [5].

«Diagnostic device for gas-filled devices for visual reproduction of the information» у журналі Вчені Записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського, 2023 року [6].

«Analysis of anti-drone systems» у журналі «Modern Engineering and Innovative Technologies» 30 квітня 2023 року [7].

«Мікроелектронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором» у журналі «Measuring and computing devices in technological processes» 30 листопада 2023 року [8].

«Development of a 150 w linear laboratory power supply unit» у журналі «Measuring and computing devices in technological processes» 5 випуск 2023 року [9].

Ряд тез було опубліковано на конференціях, а саме «Вдосконалення управління безпекою праці в галузі радіотехніки» на 27-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті» [10].

«Аналіз газорозрядних засобів візуального відтворення інформації» у «Тези XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології»» 30–31 березня 2023 року [11].

«Діяльність структур охорони праці у США» у «Матеріали LII науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету» 21-23 червня 2023 року [12].

«Дослідженні потужності WI-FI годинника» у «The 12 th International scientific and practical conference «Science and innovation of modern world»», 10-12 серпня, 2023 року [13].

«Аналізатор спектра звукового сигналу на базі ATMEGA8» у «The 6th International scientific and practical conference «Modern problems of science, education and society» 14-16 серпня, 2023 року [14].

1 ОСНОВНІ ВИДИ КОТУШОК ІНДУКТИВНОСТІ НА КРИСТАЛІ ТА ЇХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1.1 Огляд планарних та складених котушок індуктивності

Котушки індуктивності та трансформатори на кристалі також відомі як спіральні котушки через спосіб, у який ці котушки скомпоновані. Відомі як планарні, так і стекові спіральні котушки індуктивності та трансформатори, а також доступні детальні характеристики та моделювання цих елементів схеми. Сучасні САПР для проектування ІС мають у своїх бібліотеках компонентів спіральні котушки індуктивності як стандартні елементи.

Одним з ключових застосувань котушок індуктивності і трансформаторів у бездротовому зв'язку є створення LC-генераторів. У порівнянні з кільцевими генераторами, LC-генератори зі спіральними котушками індуктивності або трансформаторами мають ключову перевагу - низький рівень фазового шуму. Вони широко використовуються в бездротових системах зв'язку, де існують жорсткі обмеження на фазовий шум генераторів. Підстроювання частоти LC-генераторів зі спіральними котушками індуктивності або трансформаторами зазвичай здійснюється шляхом зміни ємності LC-контурів, оскільки підстроювання індуктивності спіральних котушок індуктивності або трансформаторів в монолітній інтеграції є досить складним завданням. Ці змінні конденсатори зазвичай реалізуються за допомогою МОН-варикапів і забезпечують відносно невеликий діапазон зміни ємності, а отже, і невеликий діапазон зміни частоти генераторів. Оскільки потреба в діапазоні перестройки частоти у вузькосмугових бездротових пристроях значно менша порівняно з потребою у відновленні синхронізації та передачі даних у широкосмугових системах передачі даних по дротових лініях або оптичних каналах, перестройка частоти на основі ємності зазвичай забезпечує достатній діапазон перестройки частоти.

1.1.1 Планарні спіральні котушки індуктивності

На рисунку 1.1 (та представлено в додатку А рис. 1) наведено ескіз плоскої спіральної котушки індуктивності квадратної форми. Укрупнена еквівалентна схема спіральної котушки індуктивності наведена на рисунку 1.2, де L - індуктивність спіральної котушки індуктивності, R_s - послідовний опір спіралі, спричинений скін-ефектом та опором, індуктованим вихровим струмом в підкладці, C_s - ємність зумовлена перекриттям спіралі та центральним відгалуженням, C - ємність між спіраллю та підкладкою, C_b та R_b - ємність та опір підкладки, відповідно. Хоча сучасні КМОН-технології оснащені декількома металевими шарами, зазвичай тільки верхній металевий шар використовується для побудови плоских спіральних котушок індуктивності і трансформаторів таким чином, щоб звести до мінімуму небажану паразитну ємність між спіраллю і підкладкою. Як зазначено в [15], втрати в підкладці призводять до 10-30% зниження добротності спіральних котушок індуктивності в низькочастотних діапазонах, в основному через проникнення електричного поля, генерованого спіраллю, в підкладку. Основним недоліком плоских спіральних індукторів є їх низька індуктивність.

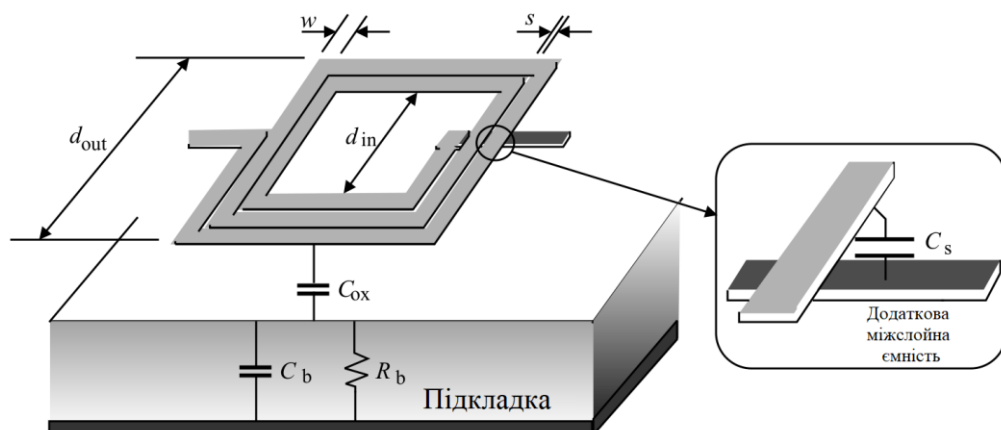


Рисунок 1.1 - Плоска спіральна котушка індуктивності квадратної форми (w - ширина спіралі, а s - відстань між витками спіралі)

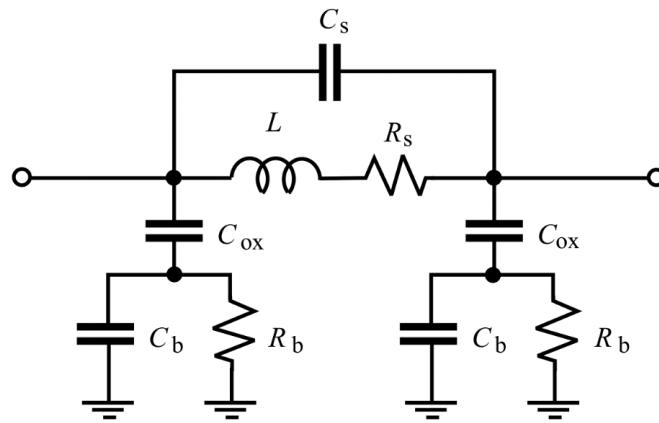


Рисунок 1.2 - Модель плоских спіральних індукторів із зосередженими параметрами

1.1.2 Складені спіральні котушки індуктивності

Індуктивність спіральних котушок можна значно збільшити, використовуючи стекові конфігурації, як показано на рисунку 1.3 (та представлено в додатку А рис. 2), однак, ціною збільшення ємності між спіраллю та підкладкою, оскільки нижні шари металу також використовуються в конструкції котушки [16].

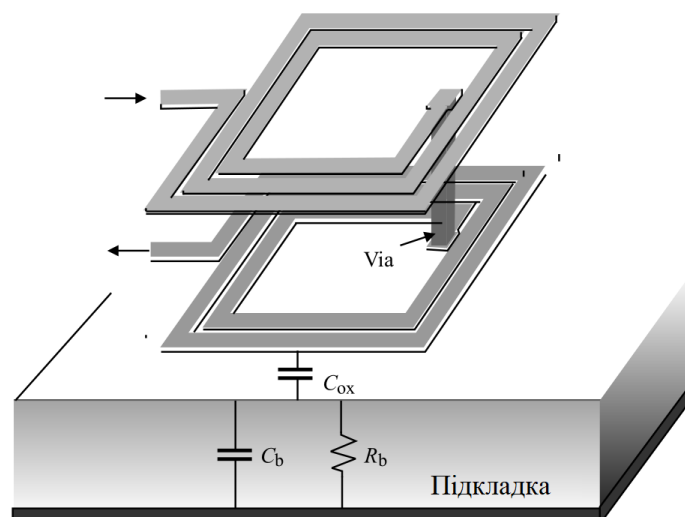
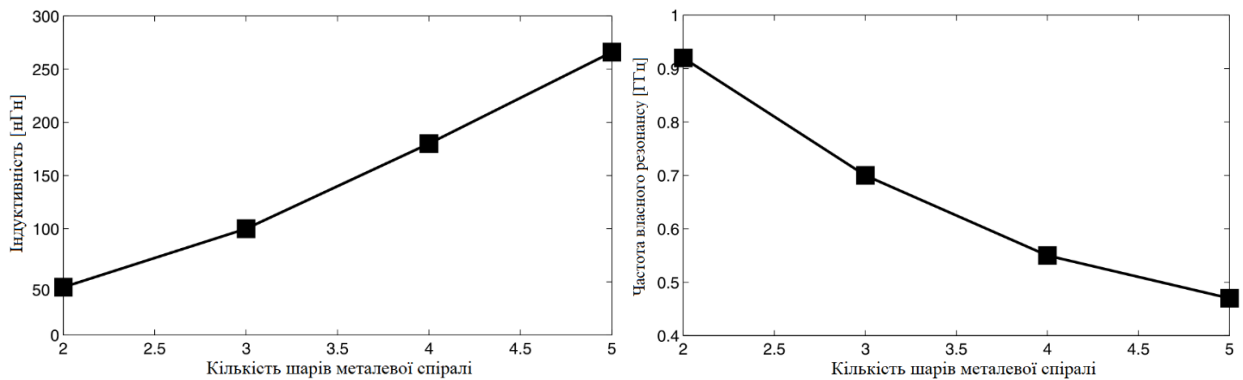


Рисунок 1.3 - Спіральні котушки індуктивності квадратної форми

Повна індуктивність складеного індуктора з двома спіральними шарами має вигляд

$$L_{\text{заг}} = L_1 + L_2 + 2M, \quad (1.1)$$

де L_1 і L_2 - самоіндуктивності спіралей 1 і 2 відповідно, а M - взаємна індуктивність між двома спіралями. Напрямок розташування спіралей у диференціальних металевих шарах повинен бути ретельно підібраний таким чином, щоб загальна індуктивність зростала. На рисунку 1.4 (а, б) показано залежність вимірної індуктивності і частоти власних коливань складених котушок індуктивності від кількості шарів спіралей [16]. Видно, що індуктивність складених спіральних котушок індуктивності зростає приблизно лінійно зі збільшенням кількості спіральних шарів котушки. Саморезонансна частота складених котушок індуктивності зменшується зі збільшенням кількості спіральних шарів нелінійно.



(а)

(б)

Рисунок 1.4 - Залежність індуктивності складених спіральних індукторів від кількості спіральних шарів (а), залежність резонансної частоти складених спіральних котушок індуктивності від кількості спіральних шарів (б)

1.1.3 Спіральні трансформатори

Для збільшення індуктивності без значного збільшення площі кремнію були створені спіральні трансформатори зі складеними спіралями та

двошарові спіральні трансформатори. Трансформатори по суті є двома спіральними котушками індуктивності, з'єднаними магнітним зв'язком. На рисунку 1.5 показано укрупнену схему біфілярного спірального трансформатора [17], де C_{12} - взаємна ємність між первинною і вторинною обмотками, а k_{12} , k_{21} - коефіцієнти зв'язку. Всі інші параметри співпадають з параметрами на рисунку 1.2.

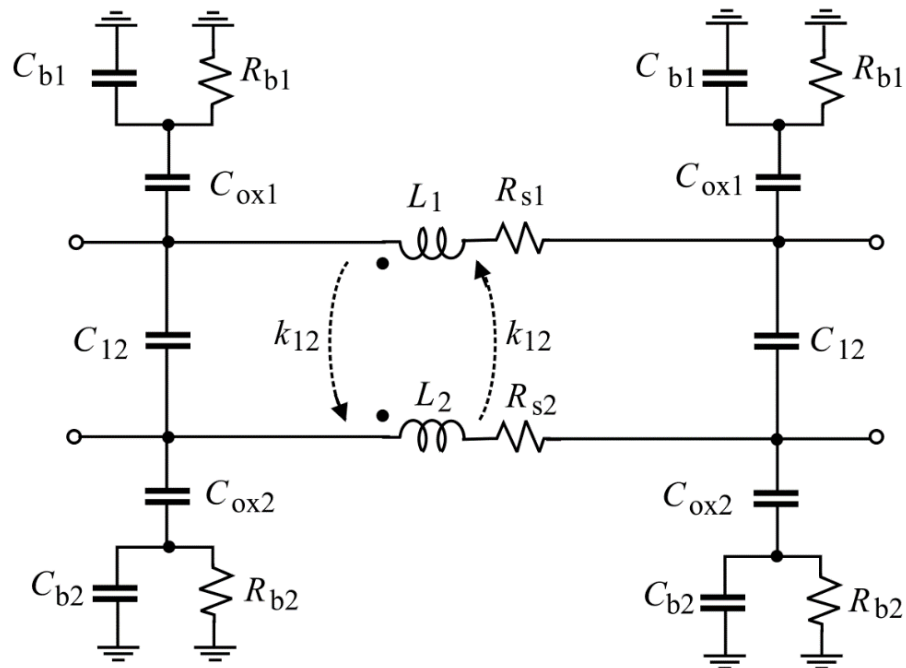


Рисунок 1.5 - Модель спірального трансформатора із зосередженими параметрами

Спіральні котушки індуктивності та трансформатори мають такі ключові переваги, як чудова лінійність та низький рівень шуму. На їх продуктивність і застосування впливає ряд недоліків, які притаманні фізичній геометрії цих пасивних пристроїв і КМОН-технологій, в яких вони реалізовані. До цих недоліків відносяться:

Низька добротність - добротність спіральних котушок індуктивності в стандартному КМОН зазвичай нижче 20.

Низька саморезонансна частота - типова саморезонансна частота спіральних котушок індуктивності знаходиться в діапазоні 1-4 ГГц.

Низька і фіксована індуктивність - єдиний спосіб збільшити індуктивність спірального індуктора або збільшити кількість витків спіралі, або використати стекову конфігурацію

Велика площа кремнію - індуктивність цих котушок прямо пропорційна кількості витків спіралі котушки індуктивності, площа кремнію, необхідна для прокладки спіралі котушки індуктивності, є великою.

1.2 Активні котушки індуктивності та трансформатори

Активні котушки індуктивності КМОН - це схеми, які складаються переважно з МОН-транзисторів. Резистори іноді використовуються як елементи зворотного зв'язку для покращення характеристик активних котушок індуктивності. За певних умов зсуву постійного струму та обмежень на розмах сигналу ці мережі демонструють індуктивну характеристику в певному діапазоні частот. У порівнянні зі своїми спіральними аналогами, активні котушки індуктивності КМОН мають наступні привабливі переваги:

Низьке споживання кремнію - оскільки для реалізації КМОН активних котушок зазвичай потрібні тільки МОН-транзистори, а індуктивність цих активних котушок обернено пропорційна провідності транзисторів, споживання кремнію в КМОН активних котушках є незначним порівняно з їх спіральними аналогами.

Висока частота власного резонансу, яку можна перелаштовувати - дуже бажано мати активні котушки індуктивності КМОН з високою частотою власного резонансу. Наприклад, центральна частота смуги пропускання радіочастотного фільтра з активною котушкою індуктивності зазвичай встановлюється на саморезонансній частоті активної котушки індуктивності фільтра. Чим більша саморезонансна частота активної котушки індуктивності, тим вища центральна частота смуги пропускання фільтра. У пристроях, де активні котушки індуктивності КМОН використовуються для фільтрів нижніх частот, ці фільтри працюють на частотах, нижчих за власну

резонансну частоту активних котушок індуктивності. Висока власна резонансна частота активних котушок гарантує, що вони матимуть індуктивну характеристику в широкому діапазоні частот. Саморезонансна частота активної котушки індуктивності КМОН є максимальною частотою транзисторів, що складають активну котушку індуктивності. При використанні базових конфігурацій транзисторів, таких як транзистори зі спільним витоком і спільним затвором, ця частота наближається до $f_{пор}$ пристроїв.

Велика і регульована індуктивність - Індуктивність активних котушок КМОН обернено пропорційна до провідності транзисторів, що синтезують котушки індуктивності. Чим менша ширина транзисторів, тим більша індуктивність. Також індуктивність можна зручно налаштувати, змінюючи умови зміщення по постійному струму транзисторів, що синтезують котушку індуктивності з великим діапазоном налаштування. Таким чином зазвичай досягається грубе налаштування індуктивності. Точної настройки активних котушок можна також досягти, змінюючи ємність навантаження транзисторів за допомогою МОН-варикапів.

Велика і регульована добротність - добротність активних котушок індуктивності КМОН задається омичними втратами, що виникають в основному через вихідний опір транзисторів. Добротність активних котушок індуктивності КМОН можна підвищити, збільшивши цей вихідний опір. Існує ряд методів підвищення вихідного опору, таких як каскоди, регульовані каскоди та компенсація від'ємним опором. У кожному з цих підходів ступінь компенсації можна змінювати. Наприклад, в каскодному підході вихідний опір транзистора з каскодною конфігурацією можна регулювати, змінюючи напругу зсуву каскодного транзистора. або змінюючи коефіцієнт підсилення напруги його допоміжного підсилювача напруги. У підході з компенсацією від'ємним опором його можна регулювати, змінюючи струм зміщення. Детальний опис цих підходів буде наведено нижче.

Сумісність з цифровими КМОН технологіями - Спіральні котушки індуктивності недоступні в недорогих цифрових КМОН процесах. Вони доступні лише в більш дорогих технологіях змішаного режиму КМОН. Однак активні котушки індуктивності КМОН можуть бути реалізовані за допомогою стандартних цифрових КМОН-процесів.

Активні котушки індуктивності та трансформатори на основі КМОН-технології знаходять все більше застосування в областях, де потрібна індуктивні властивості. Ці застосування включають LC і кільцеві генератори, радіочастотні смугові фільтри, радіочастотні фазообертачі, підсилювачі для оптичного зв'язку, малошумні підсилювачі для бездротового зв'язку, радіочастотні ділянки потужності, надширокопasmові малошумні підсилювачі і приймачі для високошвидкісних каналів передачі даних по дротяних лініях зв'язку.

Однак застосування активних котушок індуктивності пов'язане з деякими труднощами, що виникають через внутрішні характеристики МОН-пристроїв. Ці труднощі включають обмежений динамічний діапазон, високий рівень шуму, коливання напруги живлення і явище «брязкоту» землі. Слід зазначити, що ці обмеження не є унікальними для активних котушок індуктивності КМОН, а скоріше спільними для всіх синтезованих пристроїв. Крім того, вплив багатьох з цих труднощів можна зменшити за допомогою інноваційних конструкцій. Наприклад, обмежений динамічний діапазон активних індукторів можна розширити, використовуючи конфігурації класу АВ, де коливання напруги активних індукторів можна зробити майже максимальним [1]. Ефект високої чутливості до розкиду параметрів можна мінімізувати, використовуючи можливість налаштування як індуктивності, так і добротності активних котушок індуктивності. Вплив коливань напруги живлення та брязкоту землі можна значно зменшити, використовуючи методи повторного зміщення та правильну конфігурацію схеми.

Вплив високого рівня шуму активних котушок індуктивності на фазовий шум LC-генераторів з активними котушками можна звести до мінімуму, підвищивши добротність активних котушок індуктивності [1].

Для подальшого покращення характеристик активних котушок та трансформаторів все ще критично необхідні нові методи проектування. Нові сфери застосування КМОН продовжують розширюватися разом з появою нових методів проектування і топологій схем цих активних пристроїв.

1.3 Принцип роботи активних індукторів Гіратор-С

Коли пасивні котушки індуктивності зміщуються синусоїдальним струмом, фаза результуючої напруги зсувається на 90° . Ця поведінка передається функціями імпедансу та адмітансу, які характеризують електронні схеми в частотній області. Якщо можна спроектувати схему з використанням неіндуктивних компонентів, з'єднаних таким чином, що результуючий імпеданс зберігає описаний зсув фази на 90° , то схема імітує поведінку котушки індуктивності. У цьому розділі показано, що транзистори і конденсатори є достатніми для створення такої схеми, що дозволяє значно зменшити споживану площу кремнію завдяки компактним розмірам цих пристроїв.

Фазовий зв'язок між напругою і струмом конденсатора є зворотним до фазового зв'язку котушки індуктивності. З цієї причини схема, що імітує індуктивність за допомогою конденсаторів, повинна інвертувати ємнісний опір, щоб забезпечити необхідне співвідношення фаз. Ця інверсія досягається за допомогою двопортової мережі, відомої як гіратор, представленої Теллегеном [18]. Гіратор складається з двох джерел струму, керованих напругою, з'єднаних, як показано на рисунку 1.6 (та представлено в додатку А рис. 3).

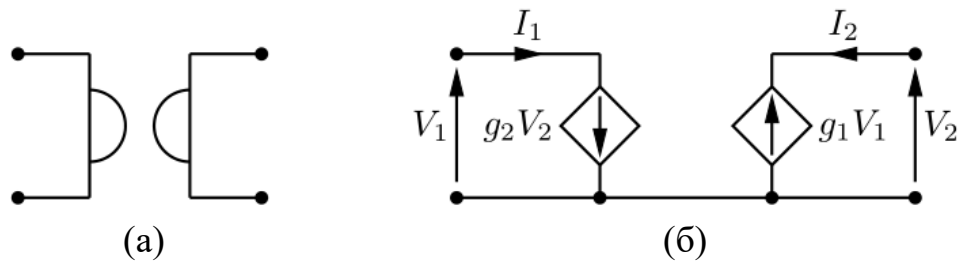


Рисунок 1.6 - Гіратор: (а) символ, (б) схема

Перше спостереження полягає в тому, що схема Теллегена порушує правило взаємності мережі. Згідно з теоремою, коли електрорушійна сила E підключена в одній гілці взаємної мережі, вона викликає струм I в іншій гілці. Якщо E перемістити з першої гілки до другої, то вона викличе такий самий струм у початковій гілці, де E і g_2 було замінено на коротке замикання [19]. Якби схема з рисунку 1.6 (б) була зворотною, то струми на обох виходах були б однаковими, що відповідає нездійсненній вимозі $g_2 = -g_1$ для ненульових g_1 і g_2 .

Найзручніший спосіб опису гіратора має вигляд матриці допусків, яка має вигляд

$$[I] = [Y][V]$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g_2 \\ -g_1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

де g_1 і g_2 - дійсні і відомі як гіраційні провідності [20]. Якщо один з портів навантажений загальним провідністю $Y_{нав}(j\omega)$ таким чином, що $I_2 = Y_{нав}(j\omega) \cdot V_2$, то вхідна провідність $Y_{in}(j\omega)$ та імпеданс $Z_{in}(j\omega)$ гіратора дорівнюють

$$Y_{in}(j\omega) = \frac{I_1}{V_1} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{Y_{нав}(j\omega) + y_{22}} = \frac{g_1g_2}{Y_{нав}(j\omega)} \quad (1.3)$$

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{1}{Y_{in}(j\omega)} = \frac{Y_{нав}(j\omega)}{g_1g_2} \quad 3,3 \quad (1.4)$$

Активні котушки індуктивності насправді є окремим випадком більш загальної концепції гіратора. Якщо гіратор навантажений конденсатором, то загальне навантаження $Y_{нав}(j\omega)$ стає $j\omega C$, а вхідний опір згідно з (1.4) тепер дорівнює

$$Z_{in}(j\omega) = j\omega \frac{C}{g_1 g_2} = j\omega L \quad (1.5)$$

Рівняння (1.5) математично доводить, що гіратор може імітувати індуктивний опір за допомогою одного конденсатора і двох джерел струму, керованих напругою. З точки зору проектування обидва джерела струму, керовані напругою завжди реалізуються з використанням джерел струму і потребують зміщення по постійному струму для роботи. Таким чином, на відміну від пасивного підходу, будь-який резонатор, що складається з активної індуктивності, розсіює потужність.

1.3.1 Типи активних індукторів

Загалом, можна виділити різні типи активних індукторів:

Односторонні або диференціальні: Однополюсники мають лише один порт, де проявляється індуктивний опір. Ці схеми мають зазвичай просту архітектуру. Диференціальні активні котушки індуктивності використовують диференціальні транзистори для покращеної фільтрації сигналів синфазного режиму, однак вимагають вдвічі більшої кількості компонентів ніж односторонні реалізації.

Заземлені або плаваючі: Заземлені котушки індуктивності мають один вивід, підключений або до землі, або до живлення [19], тобто імітують паралельну індуктивність. Плаваючі активні котушки індуктивності мають два послідовно з'єднані між собою порти з індуктивним опором і підходять для застосувань, що вимагають послідовної індуктивності.

Однокаскадні або багатокаскадні джерела струму: Однокаскадні підсилювачі використовують один транзистор для забезпечення гіраційної

провідності. Багатокаскадні підсилювачі забезпечують більший коефіцієнт підсилення і можуть мінімізувати деякі паразитні ефекти. Недоліком є більше енергоспоживання і більша кількість компонентів.

На практиці використовуються комбінації вищезгаданих схем. Як правило, однополюсник призводить до заземленого контуру індуктивності, в той час як диференціальна схема більше підходить для плаваючого гіратора. У всіх випадках, за необхідності, можна використовувати багатокаскадні підсилювачі. На рисунку 1.7 (та представлено в додатку А рис. 4) показано кілька прикладів заземлених індукторів, які протягом багатьох років слугували основою для подальших удосконалень, описаних у численних роботах [21, 22]. У всіх випадках один з портів завжди навантажений ємністю (деякі автори використовують тільки паразитні транзисторні ємності), тоді як протилежний порт створює індуктивний опір. Важливо зазначити, що практичні схеми рідко бувають симетричними, і з цієї причини одному з портів зазвичай надають перевагу як входу. Заземлені гіратори з рисунків 1.7 (а) і 1.7 (б) представляють найпростіші архітектури: односторонні з використанням однокаскадних транзисторів. Перевагами є проста конструкція і найменша кількість використовуваних пристроїв.

Платою за простоту є відносно великі втрати в схемі через паразитні ефекти транзисторів. Третій гіратор з рисунка 1.7 (в) використовує двокаскадний підсилювач для збільшення вхідного опору активної котушки індуктивності. У порівнянні з попередніми архітектурами, додатковий транзистор вносить додатковий шум і нелінійність у схему.

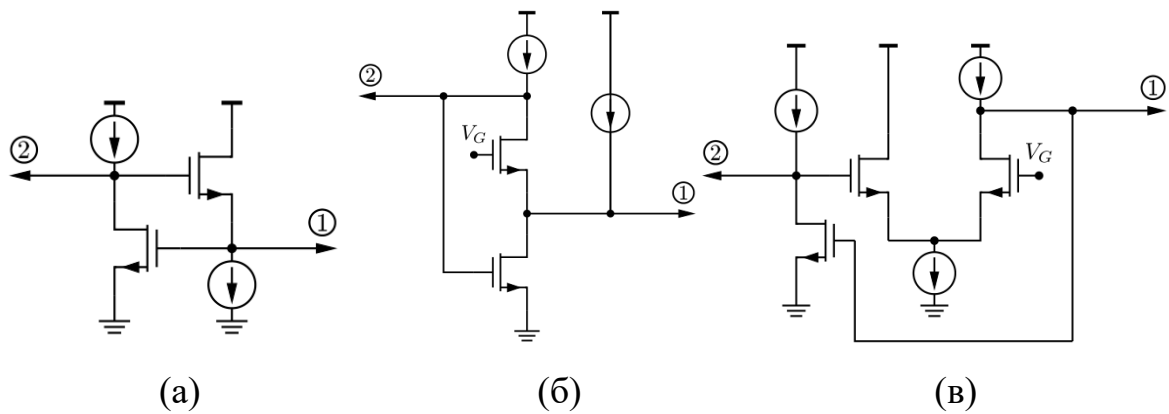


Рисунок 1.7 - Найпоширеніші реалізації КМОН-гіратора із заземленням: (а) спільний витік - спільний стік, (б) спільне витік - спільний затвор, (в) спільне витік - двокаскадний підсилювач [22]

1.3.2 Заземлені активні котушки індуктивності Гіратор-С без втрат

Гіратор складається з двох зустрічно з'єднаних перетворювачів. Коли один порт гіратора підключений до конденсатора, як показано на рисунку 1.8, схема називається гіратор-С. Вважається, що схема гіратора-С є мережею без втрат, коли вхідний і вихідний опори перетворювачів мережі нескінченні, а провідності перетворювачів є постійними. На рисунку зображено перетворювач у прямому колі який має додатну крутизну, тоді як перетворювач у колі зворотного зв'язку має від'ємну крутизну (рисунку 1.8 (а) і навпаки (б)). G_{m1} і G_{m2} - коефіцієнт провідності перетворювачів 1 і 2 відповідно, а C - ємність навантаження у вузлі 1.

Розглянемо мережу гіратора-С без втрат, показану на рисунку 1.8 (а). Вхідний опір, що входить у порт 2 гіратора-С, визначається формулою [1]

$$Y = \frac{I_{in}}{V_2} = \frac{1}{s \left(\frac{C}{G_{m1} G_{m2}} \right)}. \quad (1.6)$$

Рівняння (1.6) показує, що порт 2 мережі гіратора-С поводитья як односторонній індуктор без втрат з індуктивністю, що дорівнює

$$L = \frac{C}{G_{m1}G_{m2}}. \quad (1.7)$$

Отже, гіраторні мережі можуть бути використані для синтезу котушок індуктивності. Ці синтезовані котушки індуктивності називаються активними котушками індуктивності гіратор-С. Індуктивність такої котушки прямо пропорційна ємності навантаження C і обернено пропорційна до добутку провідностей транзисторів гіратора. Крім того, мережа гіратор-С є індуктивною у всьому частотному спектрі. Слід також зазначити, що перетворювач у прямому каналі може мати від'ємну провідність, тоді як перетворювач у каналі зворотного зв'язку має додатну провідність, як показано на рисунку 1.8 (б).

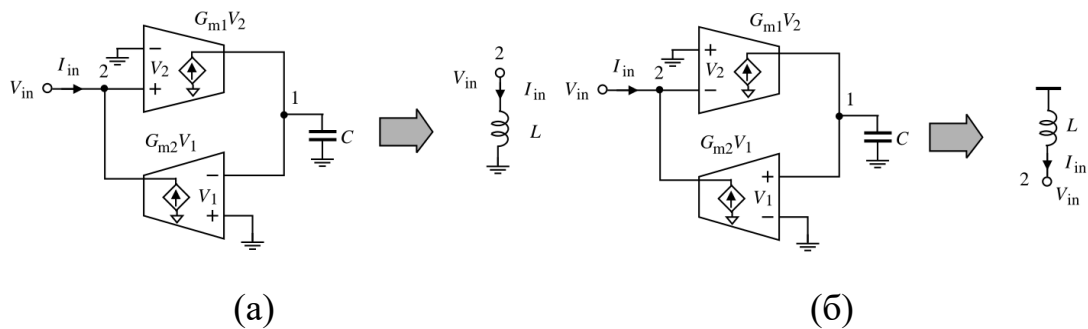


Рисунок 1.8 - Активна котушка індуктивності з одностороннім гіратор-С без втрат [1]

Хоча транзистори гіратора-С можуть бути сконфігуровані різними способами, обмеження, що синтезовані індуктори повинні мати широкий частотний діапазон, низький рівень енергоспоживання і малу площу кремнію, вимагають, щоб ці транзистори були сконфігуровані якомога простіше. На рисунку 1.9 показані спрощені схеми основних перетворювачів, які широко використовуються для конфігурації активних котушок

індуктивності гіратора- С. Транзистори зі спільним затвором, спільним стоком і диференціальною парою мають позитивну провідність, тоді як транзистор зі спільним витоком має негативну провідність. Щоб підтвердити це, розглянемо транзистор зі спільним затвором. Збільшення v_{in} призведе до зменшення i_D . Оскільки $i_o = J - i_D$, i_o відповідно збільшиться. Отже, провідність транзистора зі спільним затвором є додатною. Аналогічно, для перетворювача з диференціальною парою на рисунку 1.9 (г). Збільшення v_{in} призведе до збільшення i_{D1} . Оскільки $i_{D2} = J_3 - i_{D1}$, то i_{D2} зменшиться. Далі $i_o = J_2 - i_{D2}$, i_o зростатиме. Таким чином, диференціально-парний перетворювач має позитивну провідність.

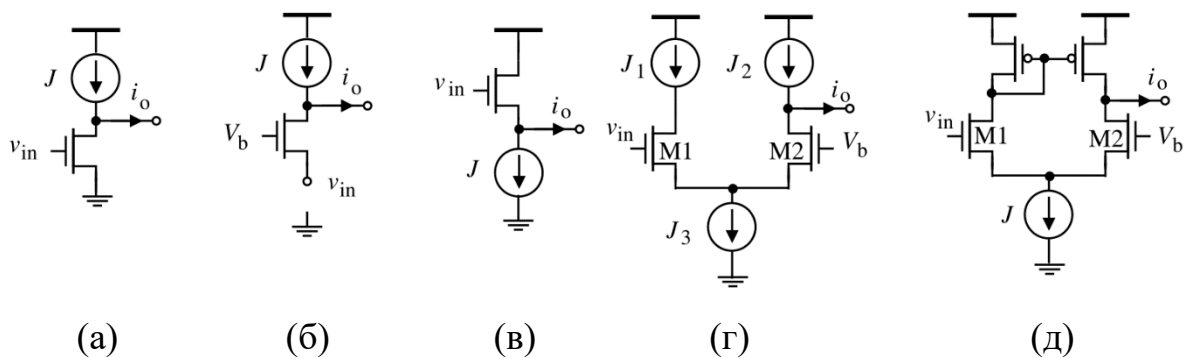


Рисунок 1.9 - Спрощена схема базових перетворювачів, транзистор із загальним витоком $i_o = -g_m v_{in}$ (а); транзистор із загальним затвором (б); транзистор із загальним стоком (в); транзистори з диференціальною парою

$$i_o = g_m v_{in} \text{ (г, д) [1]}$$

1.3.3 Плаваючі активні котушки індуктивності Гіратор-С без втрат

Котушка індуктивності вважається плаваючою, якщо обидві клемми котушки індуктивності не з'єднані ні з землею, ні з джерелом живлення контурів, що містять активну котушку індуктивності. Плаваючі активні котушки індуктивності типу гіратор-С можна сконструювати так само, як і заземлені, замінивши заземлені на перетворювачі з диференційованою

конфігурацією, як показано на рисунку 1.10 [1], G_{m1} і G_{m2} - коефіцієнти провідності 1 і 2 відповідно, а C - ємність навантаження у вузлах 1+ і 1-.

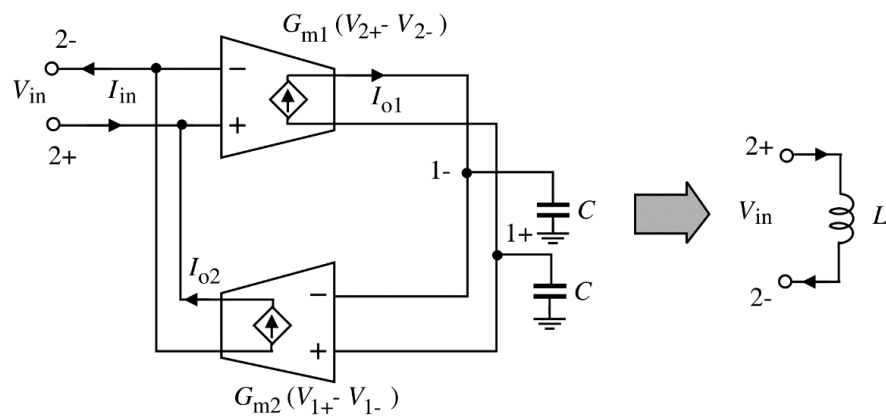


Рисунок 1.10 - Активна котушка індуктивності з плаваючим гіратор-С без втрат

Оскільки

$$\begin{aligned} V_{in1}^+ &= -\frac{g_{m1}}{sC} (V_{in2}^+ - V_{in2}^-), \\ V_{in1}^- &= -\frac{g_{m1}}{sC} (V_{in2}^+ - V_{in2}^-), \\ I_{o2} &= g_{m2} (V_{in1}^+ - V_{in1}^-), \end{aligned} \quad (1.8)$$

Звідси маємо

$$I_{o2} = -\frac{2g_{m1}g_{m2}}{sC} (V_{in2}^+ - V_{in2}^-) \quad (1.9)$$

Провідність контактів 2 мережі гіратора-С, подається через

$$Y = \frac{I_{in}}{V_{in2}^+ - V_{in2}^-} = \frac{1}{s \left(\frac{2C}{g_{m1}g_{m2}} \right)}. \quad (1.10)$$

Рівняння (1.10) показує, що контакт 2 мережі гіратора-С веде себе як плаваючий індуктор з індуктивністю, що визначається виразом

$$L = \frac{2C}{g_{m1}g_{m2}}. \quad (1.11)$$

Плаваючі активні котушки індуктивності гіратора-С мають наступні переваги над своїми односторонніми аналогами: Диференціальна конфігурація транзисторів ефективно відкидає синфазні збурення, що робить їх особливо привабливими для застосувань, де аналогові та цифрові схеми виготовляються на одній підкладці; Рівень коливань напруги плаваючих активних котушок індуктивності вдвічі вищий, ніж у відповідних односторонніх активних котушок.

1.3.4 Заземлені активні індуктори Гіратор-С з втратами

Коли або вхідний, або вихідний опір елементів гіраторних мереж є скінченними, синтезовані індуктори перестають бути ідеальними. Крім того, гіратор-С є індуктивним лише в певному діапазоні частот. Розглянемо мережу, показану на рисунку 1.11, де G_{01} і G_{02} позначають повні провідності у вузлах 1 і 2 відповідно. G_{01} пов'язано з скінченним вихідним опором перетворювача 1 і скінченним вхідним опором перетворювача 2. Для спрощення аналізу припускається, що провідності перетворювачів є сталими. Напишемо рівняння Кірхгофа у вузлах 1 та 2

$$(sC_1 + G_{01})V_1 - g_{m1} V_2 = 0 \text{ (вузол 1)}, \quad (1.12)$$

$$-I_{in} + (sC_2 + G_{02})V_2 - G_{m2}(-V_1) = 0 \text{ (вузол 2)}. \quad (1.13)$$

Повна провідність другого вузла дорівнює

$$Y = \frac{I_{in}}{V_2} = sC_2 + G_{02} + \frac{1}{s \left(\frac{C_1}{G_{m1}G_{m2}} \right) + \frac{G_{01}}{G_{m1}G_{m2}}}. \quad (1.14)$$

Рівняння (1.14) можна представити у вигляді RLC-мережі, зображеної на рисунку 1.11 (та представленої в додатку А рис. 5) з параметрами, що задаються

$$R_p = \frac{1}{G_{02}}; C_p = C_2; R_s = \frac{G_{01}}{G_{m1}G_{m2}}; L = \frac{C_1}{G_{m1}G_{m2}}. \quad (1.15)$$

де C_1 і G_{01} , C_2 і G_{02} позначають повні ємності та провідності у вузлах 1 і 2 відповідно.

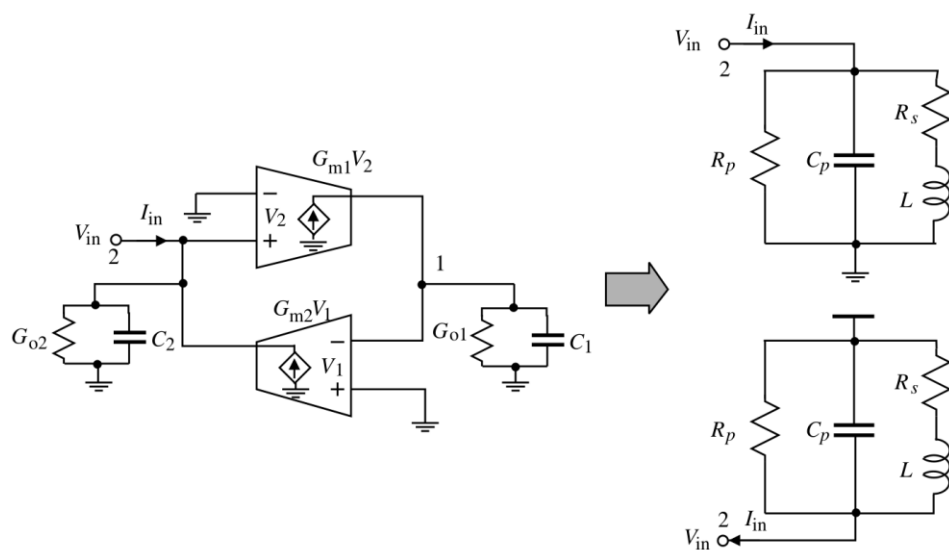


Рисунок 1.11 - Активна котушка індуктивності з заземленим гіратор-С з втратами [1]

З цього можна зробити такі висновки:

Якщо врахувати входні та вихідні провідності провідників, то мережа гіратора-С поводитья як індуктивність з втратами з паразитним паралельним опором R_p , паралельною ємністю C_p та послідовним опором R_s . R_p слід максимізувати, а R_s - мінімізувати, щоб зменшити омичні втрати. Однак скінченні входні та вихідні опори провідників мережі гіратора-С не впливають на індуктивність активної котушки індуктивності.

R_p і C_p обумовлені виключно G_{02} і C_2 . G_{01} та C_1 впливають лише на R_s та L .

Резонансна частота RLC-мережі активної котушки індуктивності визначається

$$\omega_0 = \frac{1}{LC_p} = \sqrt{\frac{G_{m1}}{C_1} \cdot \frac{G_{m2}}{C_2}} = \sqrt{\omega_{t1}\omega_{t2}}, \quad (1.16)$$

де,

$$\omega_{t1,2} = \frac{G_{m1,2}}{C_{1,2}}. \quad (1.17)$$

Це частота відсічки транзисторів. ω_0 - саморезонансна частота активної котушки індуктивності гіратора-С. Ця саморезонансна частота зазвичай є максимальною частотою, на якій працює активна котушка індуктивності. Саморезонансна частота активної котушки індуктивності задається частотою зрізу транзисторів, з яких складається активна котушка індуктивності.

Поведінка активної котушки індуктивності гіратора-С при малих сигналах повністю характеризується його RLC-еквівалентною схемою. Однак RLC-еквівалентна схема активних котушок індуктивності гіратора С не може бути використана для кількісної оцінки поведінки при великих сигналах, такої як залежність індуктивності від умови зміщення постійного струму транзисторів і максимальний розмах сигналу [1].

Коли провідності у вузлах 1 і 2 активних індукторів гіратора-С дорівнюють нулю (без втрат), зсув фази синтезованого індуктора дорівнює $\frac{\pi}{2}$. Однак, коли ці провідності відмінні від нуля, фаза синтезованої котушки індуктивності буде відхилятися від $\frac{\pi}{2}$, що призведе до виникнення фазової похибки. Вона обумовлена R_p і R_s активних котушок індуктивності. Зсув фази практичних активних котушок індуктивності слід робити постійною і максимально наближеною до $\frac{\pi}{2}$.

Кінцеві входні та вихідні опори транзисторів, що складають активні котушки індуктивності, призводять до кінцевої добротності. Для смугових фільтрів, активні котушки індуктивності з великою добротністю є обов'язковими. У цих випадках для підвищення добротності активних котушок слід застосовувати методи підсилення добротності, які можуть компенсувати негативний вплив R_p і R_s .

1.3.5 Плаваючий активні індуктори Гіратор-С з втратами

Плаваючий активні індуктори з втратами можна аналізувати так само, як і заземлені активні індуктивності з втратами. Розглянемо мережу показану на рисунку 1.12.

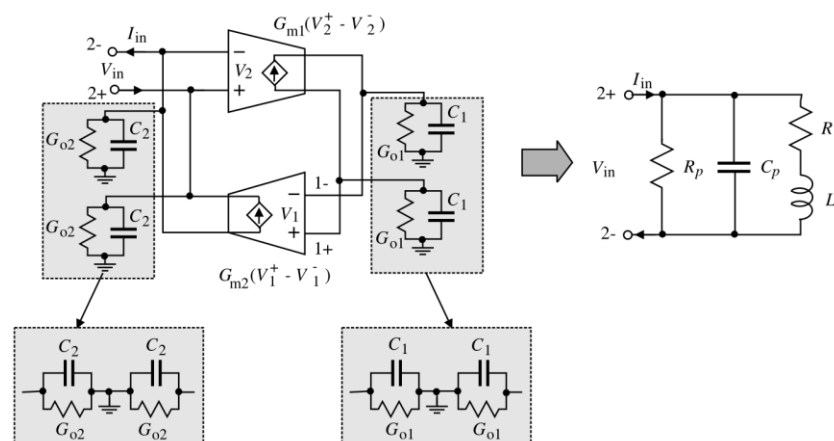


Рисунок 1.12 - Активна котушка індуктивності з плаваючим гіратором-С з втратами [1]

Продовжуємо припускати, що провідності перетворювачів постійні. Запис рівняння Кірхгофа у вузлах 1-, 1+, 2- і 2+ дає

$$-G_{m1}(V_2^+ - V_2^-) + \left(\frac{sC_1 + G_{01}}{2}\right) \cdot (V_1^- - V_1^+) = 0, \quad (1.18)$$

$$I_{in} + \left(\frac{sC_2 + G_{02}}{2}\right) (V_2^- - V_2^+) + G_{m2}(V_1^+ - V_1^-) = 0. \quad (1.19)$$

Повна провідність другого вузла дорівнює

$$Y = \frac{I_{in}}{V_2^- - V_2^+} = s \frac{C_2}{2} + \frac{G_{02}}{2} + \frac{1}{s \left(\frac{C_1}{2G_{m1}G_{m2}} \right) + \frac{G_{01}}{2G_{m1}G_{m2}}}. \quad (1.20)$$

Рівняння (1.18-1.19) можуть бути представлені RLC-мережею, зображено на рисунку 1.12 з параметрами, що задаються

$$R_p = \frac{2}{G_{02}}; C_p = \frac{C_2}{2}; R_s = \frac{G_{01}/2}{G_{m1}G_{m2}}; L = \frac{C_1/2}{G_{m1}G_{m2}}. \quad (1.21)$$

Дільник 2 у (1.21) пояснюється плаваючою конфігурацією активної котушки індуктивності.

1.4 Характеристики активних індукторів

Як було зазначено вище, у найпростішому випадку активна котушка індуктивності створюється за допомогою двох однокаскадних джерел струму, з'єднаних між собою і навантажених конденсатором, як показано на рисунку 1.13 (а). Детальний розгляд [19] показує, що для правильної роботи одне джерело струму, кероване напругою завжди має форму інвертуючого підсилювача.

На цьому етапі припускається, що обидва перетворювача є ідеальними, тобто мають нескінченний вхідний опір і ідеальні джерела струму на виході. У цьому випадку значення змодельованої індуктивності має вигляд

$$L_{sim} = \frac{C_g}{gm_1 gm_2}. \quad (1.22)$$

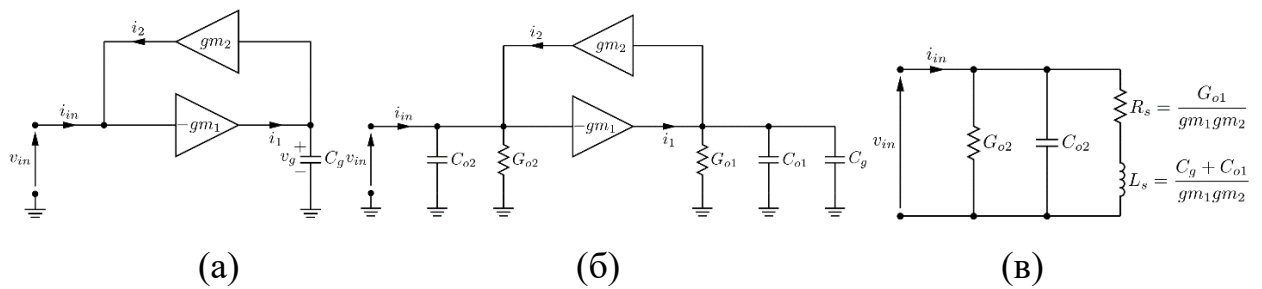


Рисунок 1.13 - Загальна модель активної котушки індуктивності: ідеальний контур (а), контур з втратами (б), еквівалентна модель контуру з втратами (в)

Головною перевагою активної індуктивності над пасивною є властивість її можливість налаштування через залежну від зсуву підсилювача крутизну gm . Таким чином, змінюючи точку спокою транзисторів, можна змінювати резонансну частоту генератора і не потрібно використовувати варистори для підстроювання генератора. Через неідеальність підсилювачів крутизни інтегровані гіратори завжди мають втрати. По-перше, підсилювачі мають нескінченний вхідний і вихідний опір, фактично перетворюючи ємнісне навантаження на RC-мережу. По-друге, транзистори містять складні паразитні мережі, які спричиняють додаткове погіршення характеристик на високих частотах.

Щоб детально проаналізувати, як паразитні ланцюги впливають на поведінку гіратора, можна розглянути загальну модель ланцюга заземленої активної котушки індуктивності з втратами, зображену на рисунку 1.13 (б). Компоненти $G_{01,02}$ представляють повні провідності в заданих вузлах і складаються з резистивних втрат транзисторів, а також реальної частини вхідних/вихідних опорів, що залежать від конфігурації підсилювача. Аналогічно, $C_{01,02}$ представляють сумарні ємності вузлів, зумовлені власними паразитними опорами транзисторів і залежними від архітектури реактивними опорами, такими як наприклад, ємність Міллера. В результаті, схема гіратора більше не імітує ідеальну індуктивність, а більш складну резонансну структуру. Крутизна $gm_{1,2}$ вважається реальною. Вхідний опір тепер дорівнює [19]

$$Y_{in}(j\omega) = G_{02} + j\omega C_{02} + \frac{gm_1 gm_2}{j\omega(C_g + C_{02}) + G_{01}}. \quad (1.23)$$

Відповідна еквівалентна схема зображена на рисунку 1.13 (в). В результаті індуктивність тепер моделюється послідовним резистором, пропорційним втратам на виході гіратора, які разом з G_{02} погіршують добротність схеми. Крім того, вхідна ємність обмежує максимальну частоту, на якій активна котушка індуктивності може працювати до досягнення резонансу.

1.4.1 Добротність неідеальної активної котушки індуктивності

Добротність активної котушки індуктивності з втратами визначається [1] як

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_{po2}}{R_{po2} + R_s \left(1 + \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s^2}\right)} \cdot \left(1 - \frac{R_s^2 C_p}{L_s} - \omega^2 L_s C_p\right), \quad (1.24)$$

де

$$R_{po2} = \frac{1}{G_{02}}; C_p = C_{02}; R_s = \frac{G_{01}}{gm_1 gm_2}; L_s = \frac{C_g + C_{01}}{gm_1 gm_2}. \quad (1.25)$$

Далеко від частоти саморезонансу добротність активної котушки індуктивності в основному контролюється лише R_s . Таким чином, щоб мінімізувати втрати, G_{01} має бути якомога меншим. Зазвичай ця провідність відповідає вихідним провідностям МОН-транзисторів, що використовуються в підсилювачах, і її величина не може бути відокремлена від транзисторної провідності без використання багатокаскадних підсилювачів. Ця проблема стає важливою в субмікронних приладах, де опір від стоку до виток менший, ніж для довгоканальних транзисторів.

Добротність з (1.24) може бути використана для перетворення моделі активної котушки індуктивності з рисунка 1.9 (с) в паралельний еквівалент. Використовуючи техніку перетворення представлену в [19] для спіральних котушок індуктивності, і припускаючи, що частота сигналу є набагато меншою за частоту саморезонансу, це призводить до наступної моделі

$$R_{pai} = \frac{1}{G_{02}} + \frac{G_{01}}{gm_1 gm_2} (1 + Q^2) \approx \frac{1}{G_{02}} + \frac{G_{01}}{gm_1 gm_2} \left[1 + \left(\frac{\omega(C_g + C_{01})}{G_{01}} \right)^2 \right]. \quad (1.26)$$

$$L_{pai} = \frac{C_g + C_{01}}{gm_1 gm_2} \left(\frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) \approx \frac{C_g + C_{01}}{gm_1 gm_2} \left[1 + \left(\frac{G_{01}}{\omega(C_g + C_{01})} \right)^2 \right]. \quad (1.27)$$

Рівняння (1.24), (1.26) і (1.27) доводять, що для успішного проектування резонатора схема активної котушки індуктивності вимагає більш ретельного моделювання, ніж схема пасивної котушки індуктивності. Транзистори мають складніші паразитні мережі, які загалом мають тенденцію до збільшення розкиду параметрів. Крім того, наведені формули представляють малі сигнальні апроксимації параметрів нелінійного підсилювача, отже, вони стають менш точними зі збільшенням амплітуди сигналу. Це важливе спостереження для проектування генераторів, яке зазвичай опускається в існуючій літературі.

1.4.2 Шум активних індуктивних резонаторів

Шумові властивості резонатора мають безпосередній вплив на характеристики генератора. Для спрощення розрахунків припускається, що вихідна провідність G_{o1} є незначною і отже, не впливає на шум резонатора. Хоча точність такого припущення дещо нижча (оскільки на практиці G_{o1} не є незначним і вносить свій внесок у функції передачі шуму), воно дозволяє точно визначити основні джерела шуму гіратора.

В багатьох літературних джерелах, є припущення, що паралельна еквівалентна схема активного індуктора має таку саму поведінку, як і його пасивний аналог [19]. Це вірно з точки зору моделі малого сигналу, однак це не так у випадку шуму і великого сигналу. Таким чином, усі висновки, зроблені на основі аналізу пасивних резонаторів, не застосовуються до активних котушок індуктивності.

Аналіз шуму, складається з двох частин. У першій шум некомпенсованої активної котушки індуктивності представлено за тією ж методологією, що і в роботі Кауністо [23], однак для зручності розрахунків паралельну провідність замінено на опір. У другій частині наведено аналіз шумів резонатора з активною котушкою індуктивності, компенсованого від'ємним опором. Цей розв'язок у замкненій формі, являє собою більш практичну модель шуму активного індуктивного резонатора.

1.4.2.1 Некомпенсований активний індуктивний резонатор

На рисунку 1.14 (а) зображено еквівалентну шумову модель активного індуктивного резонатора. Конденсатор C_T являє собою загальну ємність контуру і включає вхідну паразитну ємність від транзисторів. Шумові характеристики цього резонатора розраховуються з використанням того ж підходу, що і в [19]. Спочатку, щоб порівняти характеристики активного і пасивного резонаторів, виконано шумовий аналіз некомпенсованого і ненавантаженого контуру. Схема характеризується ненавантаженою добротністю Q_0 . Використовуючи перетворення паралельного контуру замість R_{pai} пасивного резонатора введено еквівалентний опір R_p . Цей паралельний резистор можна вважати безшумним, оскільки більша частина шуму походить від обох підсилювачів провідності (вузлові провідності гіратора взагалі не розсіюють потужність). Як зазначено в розділі 1.4.1, R_{pai} залежить від конфігурації схеми і використовуваних транзисторів, в

результаті чого Q_0 не може бути вільно відрегульоване до заданого значення.

На відміну від пасивного контуру, тут присутні два джерела шуму, кожен з яких відповідає одному підсилювачу. У найпростішому випадку використовуються одинарні МОН-підсилювачі і, для простоти розрахунків, розглядається лише тепловий шум транзистора [24]. На рисунку 1.14 (б) зображено отриману еквівалентну шумову модель гіратора.

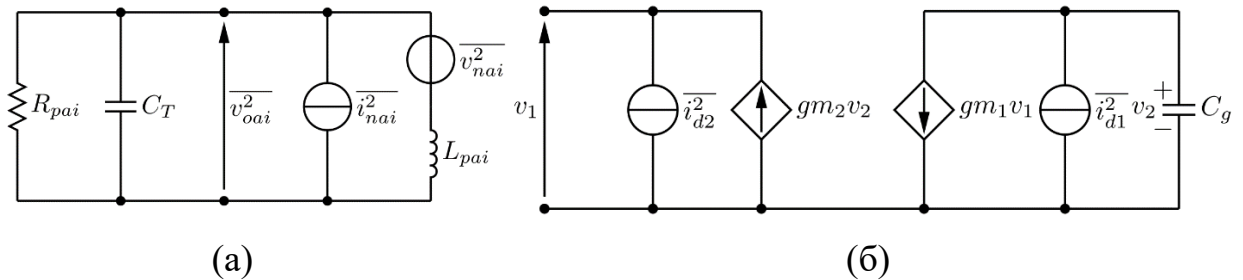


Рисунок 1.14 - Шумова модель активного індуктивного резонатора (а), джерела шуму активного індуктора (б)

А детальний аналіз показує, що відповідні джерела шуму дорівнюють [25]

$$\frac{\overline{i_{nai}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_{d2}^2}}{\Delta f} = 4kT\gamma gm_2, \quad (1.28)$$

$$\frac{\overline{v_{nai}^2}}{\Delta f} = \frac{1}{gm_1^2} \frac{\overline{i_{d1}^2}}{\Delta f} = \frac{4kT\gamma}{gm_1}, \quad (1.29)$$

де $\frac{\overline{i_{d2}^2}}{\Delta f}$ - спектральна щільність потужності струму шуму, k - стала

Больцмана, T - температура, γ - параметр шуму, залежний від процесу CMOS.

Це рішення справедливе лише для однокаскадних підсилювачів на МОН-транзисторах. Якщо використовуються багатокаскадні транзистори, то генератори шуму потрібно розраховувати окремо.

Рівняння (1.28) і (1.29) показують, що шум обох транзисторів можна зменшити, якщо значення gm_1 і gm_2 максимізувати і мінімізувати відповідно. Однак для максимальної амплітуди вхідного сигналу обидва транзистори мають однаковий коефіцієнт підсилення. Це особливо важливо для ГКН, оскільки рівень фазового шуму обернено пропорційний потужності сигналу, що подається генератором. З цієї причини шум резонатора з активною котушкою індуктивності не можна мінімізувати, встановивши gm_2 набагато меншим, ніж gm_1 . Необхідно провести ретельний аналіз схеми, щоб визначити інші способи контролю шуму в контурі.

Як і у випадку з пасивним резонатором, передатна функція шумового струму генератора $\overline{i_{nai}^2}$ дорівнює повному опору контуру і розраховується з [19], підставляючи L_{pai} замість L_p . Використовуючи методику звідти, передатна функція еквівалентного джерела вхідної шумової напруги $\overline{v_{nai}^2}$ знаходиться з рисунка 1.10 (а)

$$A_{nai}(j\omega) = \frac{R_{pai}}{j\omega L_{pai} + R_{pai}(1 - \omega^2 C_T L_{pai})}. \quad (1.30)$$

Використовуючи [19] і (1.28-1.30), спектральна щільність потужності вихідного шуму резонатора на основі гіратора має вигляд і визначається як

$$\frac{\overline{v_{oai}^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_{nai}^2}}{\Delta f} |Z_{nai}(j\omega)|^2 + \frac{\overline{v_{nai}^2}}{\Delta f} |A_{nai}(j\omega)|^2 = \frac{4kT\gamma R_{pai}^2}{\omega^2 L_{pai}^2 + R_{pai}^2 (1 - \omega^2 C_T L_{pai})^2} \cdot \left(\omega^2 L_{pai}^2 gm_2 + \frac{1}{gm_1} \right) = 8\gamma Q_0^2 \frac{kT}{gm} \Bigg|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ gm_1=gm_2=gm \\ C_T=C_g \\ Q_0=R_{pai}/\omega_0 L_{pai}}} \quad (1.31)$$

і сумарна вихідна потужність шуму контуру тепер дорівнює

$$\begin{aligned}
\overline{v_{oai}^2} &= \frac{1}{2\pi} \frac{i_{nai}^2}{\Delta f} \int_0^\infty |Z_{nai}(j\omega)|^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \frac{v_{nai}^2}{\Delta f} \int_0^\infty |A_{nai}(j\omega)|^2 d\omega = \\
&= \frac{kT\gamma R_{pai}}{C_T} \cdot \left(gm_2 + \frac{1}{gm_1} \frac{C_T}{L_{pai}} \right) = \frac{kT\gamma}{C_T} R_{pai} \omega_0 C_T \left(\frac{gm_2}{\omega_0 C_T} + \frac{\omega_0 C_T}{gm_1} \right) = \quad (1.32) \\
&= 2\gamma Q_0 \frac{kT}{C_T} \left| \begin{array}{l} gm_1 = gm_2 = gm \\ C_T = C_g \\ Q_0 = \omega_0 C_T R_{pai} \end{array} \right.
\end{aligned}$$

Рівняння (1.32) показує, що не тільки повна вихідна потужність шуму значно більша, ніж у пасивного контуру, але й пропорційна добротності активної котушки індуктивності без навантаження. Як наслідок, високі значення Q_0 спричиняють серйозне обмеження динамічного діапазону і фазових шумів у фільтрах і генераторах, відповідно. Точковий шум при резонансі, обчислений з (1.31), є обернено пропорційний до провідності обох підсилювачів, що доводить, що шум активної котушки індуктивності можна мінімізувати ціною збільшення споживаної потужності.

Шум прикладу резонансного контуру було змодельовано у роботі [19] за допомогою Matlab. На рисунку 1.15 показано функції спектральної щільності шуму вихідної напруги некомпенсованого резонатора, розрахованого на 434 МГц, для трьох різних випадків.

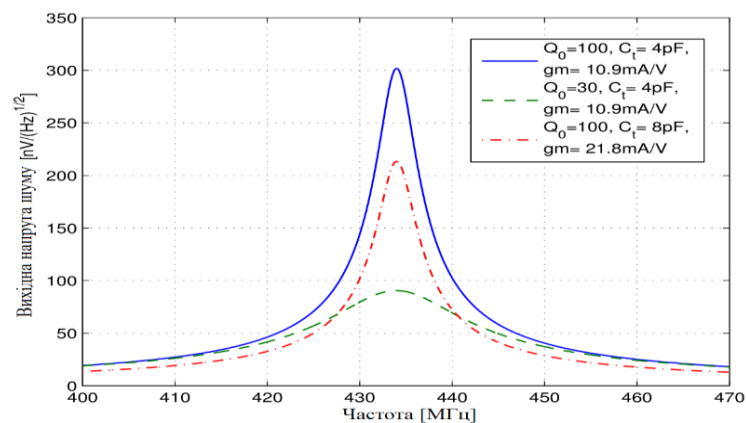


Рисунок 1.15 - Спектральна густина шумової напруги активного індуктивного резонатора

Перші дві криві представляють резонатор з добротністю 100 і 30, відповідно. Ємність контуру встановлено на 4 пФ, а гіратор симетричний (тобто $gm_1 = gm_2$), а його провідність дорівнює 10,9 мА/В. У третьому випадку значення ємності було подвоєно, а для підтримання постійної резонансної частоти провідність також збільшено вдвічі. Як видно з (1.32), на відміну від пасивного резонатора, площа під кожною кривою тепер прямо пропорційна Q_0 .

1.4.2.2 Компенсований активний індуктивний резонатор

Оскільки добротність некомпенсованого активного індуктивного резонатора зазвичай не можна вільно регулювати, типовий підхід використовує схему з від'ємним опором для контрольованої компенсації втрат у резонаторі. Таким чином, окрім джерел шуму транзисторів, резонансний контур також страждає від шуму, що вноситься від'ємним резистором. З цієї причини необхідно провести аналіз шумів компенсованого резонатора на основі гіратора.

На рисунку 1.16 зображено еквівалентну шумову модель резонатора на основі гіратора з від'ємним резистором. Припускається, що всі параметри гіратора залишаються такими ж, як і у випадку некомпенсованого активного контуру. Від'ємний резистор може, до певної міри, створювати будь-яке значення паралельного опору, що дозволяє повністю компенсувати втрати резонатора, збільшуючи таким чином його навантажену добротність до нескінченності.

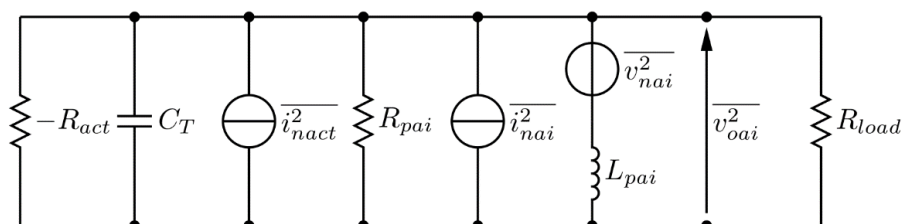


Рисунок 1.16 - Шумова модель активного індуктивного резонатора з від'ємною компенсацією опору компенсацією від'ємного опору

Якщо резонатор використовується у фільтрі, то для запобігання нестабільності підключається додаткове опір R_{load} , який фактично обмежує значення Q_L . У випадку з коливальним контуром R_{load} являє собою реальну частину вхідного опору наступного каскаду, як правило, буферного підсилювача. Оскільки більша частина шуму в резонаторі з активною котушкою індуктивності походить від транзисторів і від'ємного резистора, можна припустити, що R_{load} не додає значної кількості шуму в резонатор. Якщо внесок R_{load} є важливим, наступний аналіз дозволяє його включити. У цьому випадку генератор шумового струму, що представляє собою резистор навантаження, додається паралельно до генератора шумового струму активної котушки індуктивності [19].

Для характеристики поведінки резонатора в присутності навантаження R використовується навантажена добротність Q_L . Якщо той самий резонатор використовується в синусоїдальному генераторі, очевидно, що від'ємний резистор призначений для усунення всіх втрат в ланцюзі, включаючи ті, що походять від наступних каскадів, інакше коливання були б загасаючими. Це означає, що Q_L є нескінченною, але будемо вважати що Q_L контуру скінченна.

Якщо R_T - загальний опір резервуара, то він дорівнює

$$R_T = \frac{1}{\frac{1}{R_{load}} + \frac{1}{R_{pai}} - \frac{1}{R_{act}}} = R_{load} \Big|_{R_{act}=R_{pai}} \quad (1.33)$$

Отже, модифіковані передатні функції тепер мають вигляд

$$Z_{naiQ}(j\omega) = \frac{j\omega L_{pai} R_T}{j\omega L_{pai} + R_T (1 - \omega^2 C_T L_{pai})} \quad (1.34)$$

$$A_{naiQ}(j\omega) = \frac{R_T}{j\omega L_{pai} + R_T (1 - \omega^2 C_T L_{pai})}$$

Результати аналізу шуму типової схеми підсилення добротності з [19] показують, що не можна нехтувати впливом шуму від'ємного резистора. Проте за допомогою правильної конструкції від'ємного резистора цей ефект можна звести до мінімуму. Отже, об'єднавши результати з (1.32), запропонований загальний вихідний шум резонатора з підвищеною добротністю дорівнює

$$\begin{aligned} \overline{v_{oaiQ}^2} &= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\overline{i_{nai}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{nact}^2}}{\Delta f} \right) \int_0^\infty |Z_{naiQ}(j\omega)|^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \frac{\overline{v_{nai}^2}}{\Delta f} \int_0^\infty |A_{naiQ}(j\omega)|^2 d\omega = \\ &= \frac{kT\gamma R_T}{C_T} \left(gm_2 + \frac{C_{ex1}}{C_{ex2}} \left| \frac{1}{R_{act}} \right| + \frac{1}{gm_1} \frac{C_T}{L_{pai}} \right) = \\ &= \frac{kT\gamma}{C_T} Q_L \left(2 + \frac{1}{gm} \frac{C_{ex1}}{C_{ex2}} \left| \frac{1}{R_{act}} \right| \right) \Bigg|_{\substack{gm_1=gm_2=gm \\ C_T=C_g \\ Q_L=\omega_0 C_T R_T}}. \end{aligned} \quad (1.35)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{kT\gamma}{C_{Tdiff}} Q_{Ldiff} \left(2 + \frac{1}{g_m} \left| \frac{1}{R_{actdiff}} \right| \right) \Bigg|_{\substack{gm_1=gm_2=gm \\ C_{Tdiff}=C_{gdiff} \\ Q_{Ldiff}=\omega_0 C_{Tdiff} R_{totdiff}}}. \end{aligned} \quad (1.36)$$

Сумарний вихідний шум вищий порівняно з некомпенсованим резонатором, оскільки від'ємний резистор неминуче збільшує загальну потужність вихідного шуму. Рівняння (1.35) для звичайних і (1.36) для диференціальних МОН доводять, що у випадку активних котушок індуктивності з низькою добротністю без навантаження цим внеском не можна просто знехтувати (низька добротність вимагає більшої потужності для компенсації і, отже, більше шуму може бути інжектровано в резонатор). Аналізуючи (1.35) і (1.36), можна також зробити висновок, що член, який описує шумовий внесок від'ємного резистора (тобто містить R_{act}), завжди обернено пропорційний до провідності гіратора gm і таким чином може

бути мінімізований. Зазвичай, однак, резонаторні втрати мають певну пропорційність до gm , збільшуючись разом з ним. Це, в свою чергу, призводить до пропорційно більшої провідності від'ємного резистора, необхідного для компенсації. У випадку низької добротності Q_0 активної котушки індуктивності було виявлено, що внесок шуму від перетворювача імпедансу є постійним зі зміною gm .

Представлений аналіз шуму пропонує кілька можливих рішень для поліпшення шумових характеристик резонаторів на основі гіратора. Найпростіший метод, ефективний як для пасивних, так і для активних резонаторів, полягає у збільшенні ємності контуру. Однак для підтримання постійної резонансної частоти необхідно також збільшити транзисторну провідність гіратора, що призводить або до більшого статичного споживання енергії, або до збільшення розмірів перетворювача Абіді [26]. В іншому методі використовується гіратор з відносно низькою добротністю, що обмежує застосування низькоселективних резонаторів. Третій метод передбачає зниження шуму перетворювача шляхом використання або довгих МОН-пристроїв, або, якщо резонатор керується низьким вихідним опором (до декількох кОм), біполярні транзистори можуть бути більш практичним рішенням [27]. Це призводить до компромісу між енергоспоживанням, площею мікросхеми, добротністю резонатора і шумом, що генерується.

1.4.3 Лінійність і динамічний діапазон

Активні котушки індуктивності нелінійні за визначенням. Як наслідок, вхідний опір активного резонатора змінюється з амплітудою сигналу. Таким чином, активний резонатор виконує свою функцію лише до досягнення критичної величини сигналу. З іншого боку, збільшення шуму зменшує відношення вхідного сигналу до шуму і ефективно обмежує динамічний діапазон активного контуру. Ван і Абіді [28] припускають, що для резонаторів на основі гіратора динамічний діапазон пропорційний до

$$DR_{\infty} VDD \sqrt{\frac{C_T}{kT}} \frac{1}{\sqrt{Q_0}}. \quad (1.37)$$

Підтверджуючи, що для досягнення високого динамічного діапазону необхідно використовувати гіратори з низькою добротністю без навантаження, великі ємності C_T і високу напругу живлення - V_{DD} .

Проблема лінійності проявляється у вигляді гармонійних спотворень. Оскільки генератори працюють в режимі великого сигналу з використанням нелінійних підсилювачів, негативний вплив гармонік на поведінку активного індуктивного резонатора повинен бути ретельно проаналізований. Ця проблема розглядається в [19]. Як правило, як для пасивних, так і для активних резонаторів, сумарні гармонічні спотворення можна мінімізувати, якщо ємність контуру C_T велика, ефективно замикаючи високі частоти на землю, але забезпечуючи нескінченний імпеданс на резонансній частоті [29].

Через квадратичну поведінку струму МОН-транзисторів, провідність є лінійною функцією напруги перевантаження, і тому залежить від динамічного діапазону, навіть якщо транзистори не мають переходів режиму роботи. Ця залежність називається чутливістю до сигналу і є великою проблемою в системах, де активна котушка індуктивності відчуває великі коливання сигналу.

Лінійність активних котушок індуктивності безпосередньо пов'язана зі споживанням постійного струму. Хоча висока напруга перевантаження дозволяє зменшити нелінійні фактори вищого порядку в струмі транзистора, що покращує лінійність, споживання енергії збільшується [2]. З іншого боку, висока напруга перевантаження дозволяє досягти високого вхідного динамічного діапазону на транзисторах. Проте таке збільшення вхідного динамічного діапазону зменшує область насичення пристрою через обмежену потужність живлення, що погіршує лінійність схеми.

2 ПРИКЛАДИ РЕАЛІЗАЦІЇ АКТИВНОГО ІНДУКТОРА

2.1 Базова реалізація активної індуктивності на МОН транзисторах

На рисунку 2.1 показано схему двох базових активних котушок індуктивності гіратор-С. На рисунку 2.1 (а) транзистор з позитивною провідністю з'єднаний за схемою із загальним затвором, а транзистор з негативною провідністю - за схемою із загальним витком [1]. На рисунку 2.1 (б) транзистор з позитивною провідністю включений за схемою зі спільним витком, а транзистор з негативною провідністю - за схемою зі спільним витком. Усі транзистори перебувають у режимі насичення. Помітною перевагою активної котушки індуктивності на рисунку 2.1 (б) є те, що всі транзистори є nMOS, що робить її привабливою для високочастотних пристроїв.

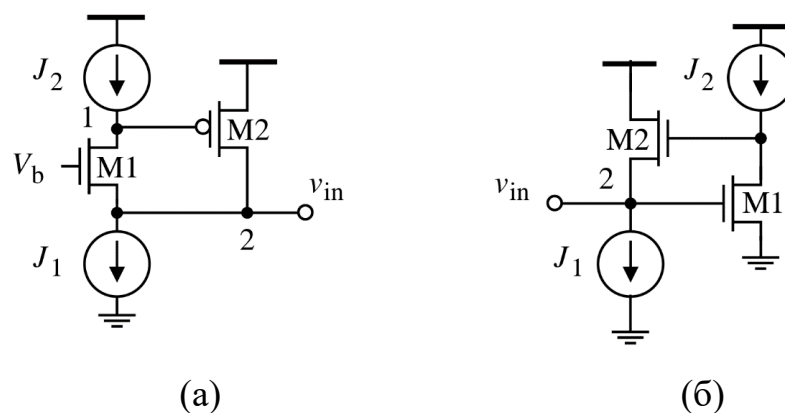


Рисунок 2.1 - Спрощена схема основних активних котушок індуктивності гіратор-С

Для рисунку 2.1 (а) маємо $C_1 = C_{gs2}$, $G_{o1} \approx g_{o1}$, $G_{m1} = g_{m1}$, $C_2 = C_{gs1}$, $G_{o2} \approx g_{m1}$ і $G_{m2} = g_{m2}$, де g_{oj} і g_{mj} , де $j = 1, 2$, - вихідна провідність і крутизна транзистора j відповідно. З [1], отримаємо параметри еквівалентної RLC-мережі активної котушки індуктивності

$$C_p = C_{gs1}, \quad R_p = \frac{1}{g_{m1}}, \quad L = \frac{C_{gs2}}{g_{m1}g_{m2}}, \quad R_s = \frac{g_{o1}}{g_{m1}g_{m2}}. \quad (2.1)$$

З (2.1) видно, що паразитний паралельний опір R_p досить малий, що обмежує добротність активної котушки індуктивності. Крім того, паразитний послідовний опір є великим, що ще більше знижує добротність. При оцінці добротності цієї активної котушки індуктивності впливом паразитного послідовного опору R_s часто нехтують, оскільки R_p малий. У цьому випадку добротність активної котушки індуктивності отримують з

$$Q \approx \frac{R_p}{\omega L} = \frac{\omega_{t2}}{\omega}, \quad (2.2)$$

Власна резонансна частота активної котушки індуктивності задається формулою

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC_p}} = \sqrt{\omega_{t1}\omega_{t2}}, \quad \omega_{ij} = \frac{g_{mj}}{C_{gsj}}, \quad i = 1, 2. \quad (2.3)$$

Це частота відсічки перетворювача j . На частоті резонансу активної котушки індуктивності $\omega_0 = \sqrt{\omega_{t1}\omega_{t2}}$, добротність стає рівною

$$Q(\omega_0) = \sqrt{\frac{\omega_{t2}}{\omega_{t1}}}. \quad (2.4)$$

Середнє значення сигналів в часовій області активної котушки індуктивності, яка є нижньою межею частотного діапазону активної котушки індуктивності, визначається за формулою (1.17)

$$\omega_z = \frac{g_{o1}}{C_{gs2}}. \quad (2.5)$$

Рівняння (2.3) і (2.5) показують, що для того, щоб максимізувати частотний діапазон активної котушки індуктивності, ω_z слід мінімізувати. Цього можна досягти зменшенням g_{01} або збільшенням C_{gs2} . Зазвичай надається перевага першому варіанту, оскільки другий зменшує ω_0 .

Оскільки вихідний опір глибоких субмікронних МОН-транзисторів малий. Не можна нехтувати негативним впливом $R_p = \frac{1}{g_{m1}}$ на добротність активної котушки індуктивності. Вплив R_p , однак можна усунути за допомогою від'ємного резистора опором $\hat{R}_p = -R_p$ у паралель з R_p .

Резистори з від'ємним опором можуть бути реалізовані з використанням перетворювачів з позитивним зворотним зв'язком, як показано на рисунку 2.2 (та представлено в додатку А рис. 6) [1] для односторонніх від'ємних резисторів і на рисунку 2.3 для диференціальних від'ємних резисторів. Позитивний зворотний зв'язок одностороннього від'ємного резистора на рисунку 2.2 зображений наступним чином: збільшення напруги на затворі M_1 призведе до збільшення напруги на витoku M_1 .

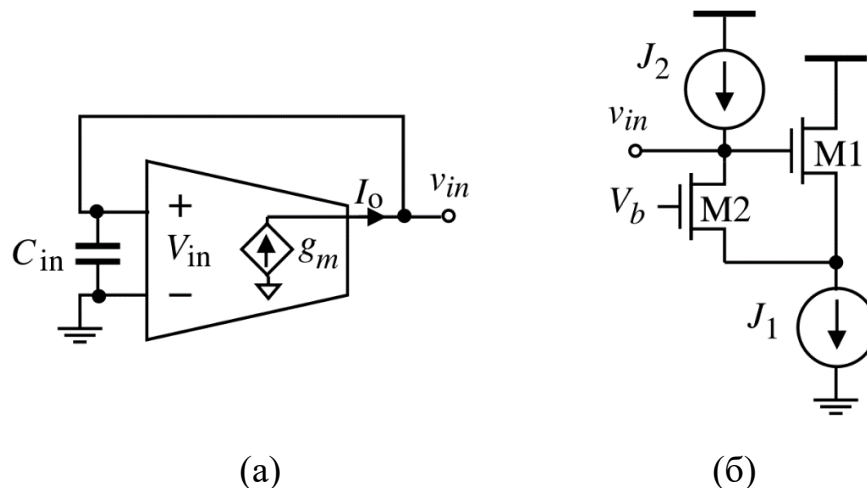


Рисунок 2.2 – Несиметричні ланцюги з від'ємним опором, структурна схема (а), реалізація схеми (б)

Оскільки M_2 є транзистором зі спільним затвором, збільшення напруги на витoku M_2 призведе до збільшення напруги на стоці M_2 . Таким чином встановлюється позитивний зворотний зв'язок.

Аналогічним чином можна визначити позитивний зворотний зв'язок на рисунку 2.3 [1]. Джерело струму зміщення в диференціальній конфігурації можна видалити, за умови, що струми зсуву забезпечуються ланцюгом, підключеним до від'ємного резистора. Вилучення джерела струму зсуву також призведе до втрати можливості налаштування опору від'ємного резистора.

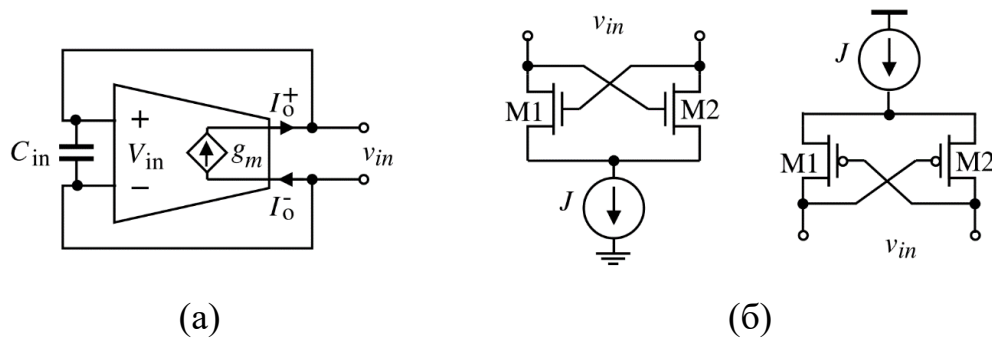


Рисунок 2.3 - Диференціальні мережі з від'ємним опором, структурна схема (а), реалізація схеми (б)

Можна показати, що імпеданс на низьких частотах визначається

$$Z \approx -\left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}\right). \quad (2.6)$$

Щоб максимізувати діапазон частот, в якому існує постійний від'ємний опір, транзистори, що синтезують від'ємні опори, повинні бути сконфігуровані якомога простіше. Вплив R_s можна компенсувати трьома різними способами:

Використовувати каскади та регульовані каскади для зменшення g_{o1} [30]. Добре відомо, що це є ефективним засобом підвищення вихідного опору транзисторів. Однак ціною є зменшення розмаху сигналу.

Причиною того, що попередні базові активні котушки індуктивності мають низький R_p , є те, що вхідний опір позитивного транзистора на рисунку 2.1 (а) становить $1/g_{m1}$, а вихідний опір позитивного транзистора на рисунку 2.1 (б) $1/g_{m2}$. Використання транскондукторів, які мають як великий вихідний опір, так і великий вхідний опір, усуне цей недолік. Як приклад, диференційно сконфігурований позитивний провідник активних котушок Карсилаяна-Шаумана, має нескінченний вхідний опір і великий вихідний опір r_{o2} [31].

Оскільки послідовна гілка RL еквівалентної RLC-мережі активного індуктора може бути замінена паралельною гілкою $\hat{R}\hat{L}$. Індуктивність паралельної гілки $\hat{R}\hat{L}$ визначається наступним чином $\hat{L} = L\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$ в той час як опір задається $\hat{R}_p = (1 + Q^2)R_s$. Загальний паразитний паралельний опір активної котушки індуктивності стає $R_{p, заг} = R_p \parallel \hat{R}_p$. Теоретично добротність активної котушки індуктивності можна зробити нескінченною за допомогою шунтуючого від'ємного резистора, опір якого дорівнює $-R_{p, заг}$.

У таблиці 2.1 [1] порівнюються діапазон коливань напруги та мінімальна напруга живлення двох основних активних котушок індуктивності. Видно, що активна котушка індуктивності на рисунку 2.1(а) має більший діапазон коливань вхідної напруги і потребує меншої мінімальної напруги живлення.

Таблиця 2.1 - Порівняння розмаху напруги живлення

Активний індуктор	Рисунок 2.1 (а)	Рисунок 2.1 (б)
Макс. вхідна напруга	$V_{DD} - V_T - V_{sat}$	$V_{DD} - V_T - V_{sat}$
Мін. вхідна напруга	V_{sat}	V_T
Мін. V_{DD}	$V_T + 2V_{sat}$	$2V_T + V_{sat}$

2.2 Порівняння продуктивності різних топологій активних індукторів

Порівняння продуктивності різних топологій активних індукторів було детально проведено у роботі [32]. У моделюванні довжина каналу всіх NMOS і PMOS транзисторів була встановлена на рівні 200 нм, а ширина NMOS і PMOS встановлюється 10 мкм і 20 мкм відповідно. Живлення $V_{жув} = 1,8$ В.

Порівняння проводилося на основі різних параметрів, таких як добротність, індуктивність, споживана потужність та саморезонансна частота. На рисунку 2.4 (а, б) (та представлено в додатку А рис. 7) показано зміну добротності Q для різних моделей, а на рисунку 2.5 (а, б) (та представлено в додатку А рис. 8) показано зміну індуктивності [32]. Вища частота зрізу/ саморезонансна частота відображає кращі характеристики котушки індуктивності.

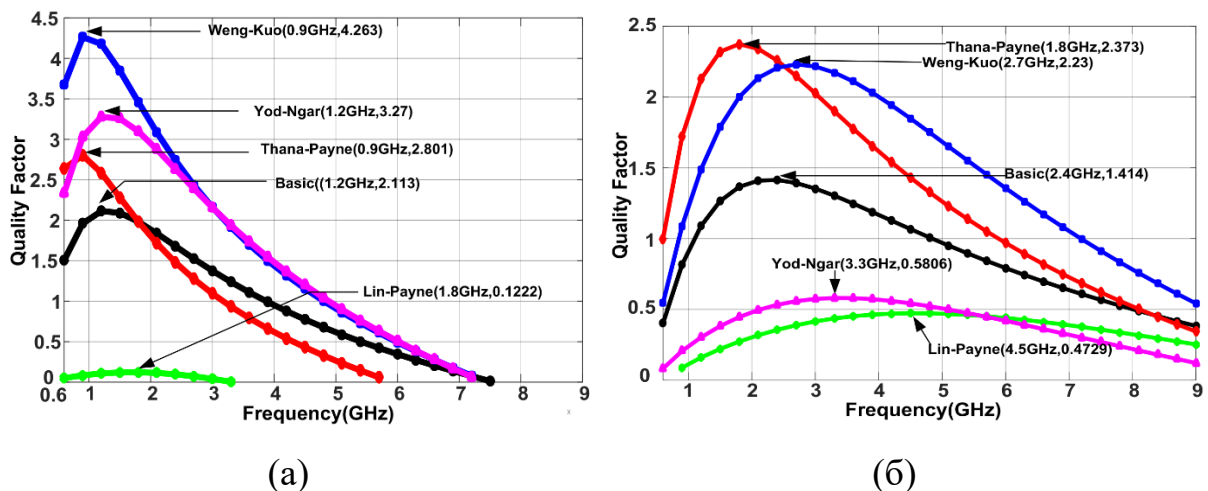


Рисунок 2.4 - Зміна добротності з частотою для різних моделей: з джерелом струму (а), з насиченим МОН-транзистором як джерелом струму (б)

Активна котушка індуктивності Венг-Куо є модифікованою версією котушки індуктивності Таначинонта-Пейна. Але обидва мають унікальну властивість розширювати частотний діапазон за рахунок каскадного МОН-транзистора. Але Венг-Куо пропонує ширший діапазон частот, ніж Таначинонт-Пейн, який становить 7,5 ГГц і 11,87 ГГц. Крім того, Венг-Куо є

кращим за інші моделі, оскільки має властивість незалежного налаштування добротності та індуктивності, що стало можливим після введення в схему додаткового джерела струму в схемі. Хоча енергоспоживання цієї активної котушки індуктивності більше, ніж у Таначинонта-Пейна (1,08 мВт і 8,38 мВт), а величина становить - 10,71 мВт через додаткове джерело струму, він має значні переваги завдяки підвищеній добротності з числовими значеннями 4,263 і 2,373.

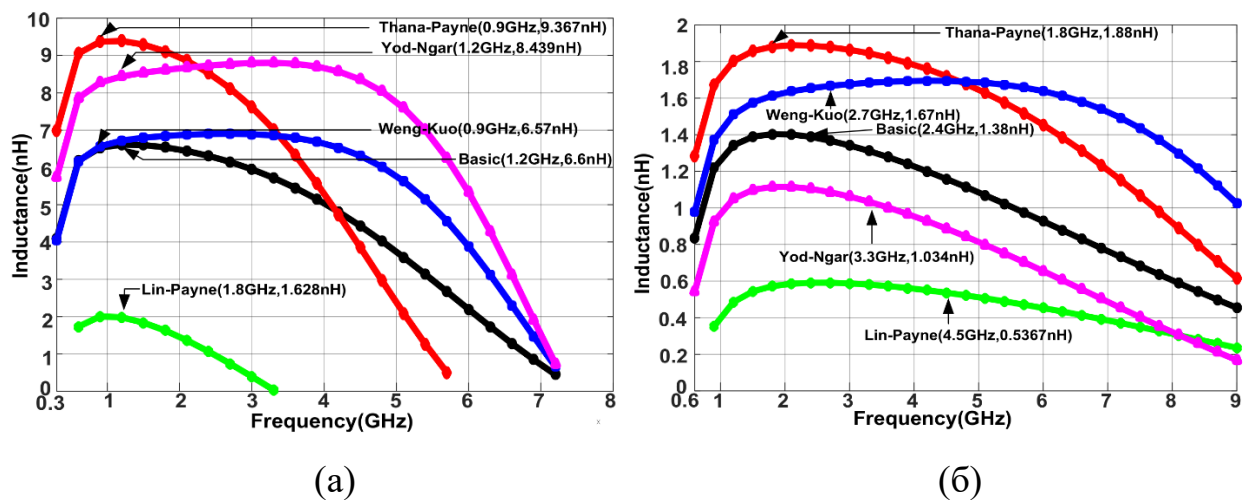


Рисунок 2.5 - Зміна індуктивності з частотою для різних моделей: з джерелом струму (а), з насиченим МОН-транзистором як джерелом струму (б)

У дослідженні робиться висновок що до характеристик активного індуктора Венга-Куо можна віднести велике і більше за інших значення добротності, підвищена за рахунок додаткового джерела струму споживана потужність, але менша, ніж у Йодпрасіт-Нгармніл і Лін-Пейн, широкий діапазон частот, незалежна перестройка індуктивності та добротності, що обумовлює його як гарного кандидата у ролі основи ГКН. Ці міркування підтверджуються у роботі [33], після серії моделювань автор наводить наступний рисунок 2.6.

Продуктивність активної котушки індуктивності Венга-Куо можна ще більше покращити, замінивши каскод на регульований. Ідея використання регульованого каскаду була представлена в роботі [34]. Знову ж таки, вона

була вдосконалена Ліангом, де був вбудований резистор зворотного зв'язку [35]. Аналіз обох випадків проведений у [36] наглядно демонструє різницю.

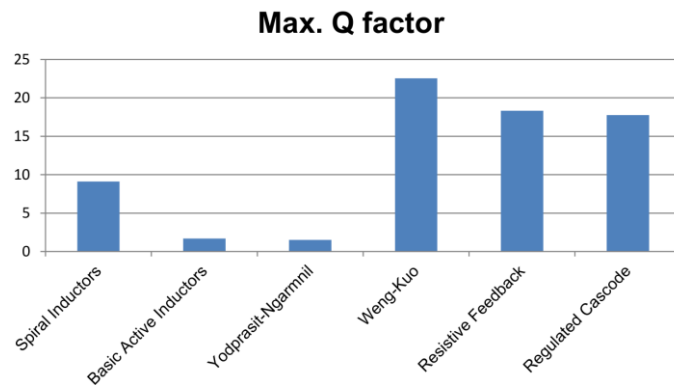


Рисунок 2.6 - Порівняння добротності деяких активних індукторів

У регульованому каскаді Манетакіса використовується два МОН-транзистори M_3 і M_4 , що в кінцевому підсумку зменшує послідовний опір R_s і спричиняє приріст добротності [34]. Резистор зворотного зв'язку R_f призведе до подальшого покращення добротності за рахунок збільшення індуктивності [35], дві схеми наведено на рисунку 2.7 (а, б) (та представлено в додатку А рис. 9).

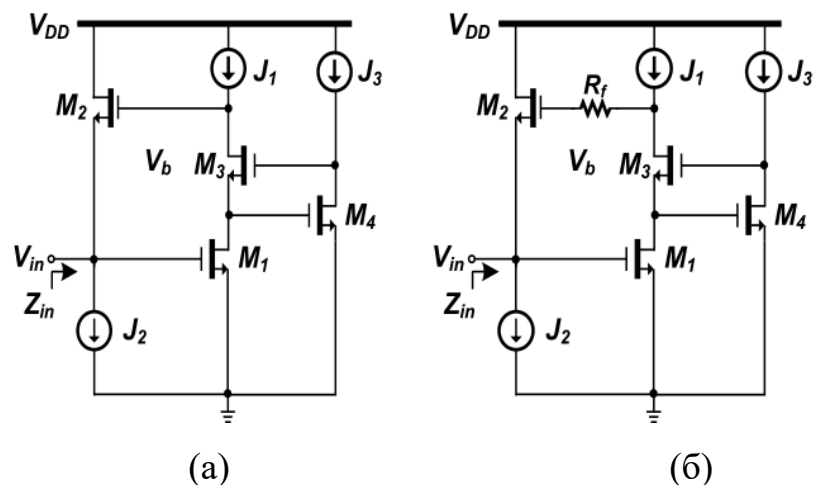


Рисунок 2.7 - Модифікований активний індуктор Венг Куо (а), Ліанга (б) [35]

Для отримання графіка індуктивності та добротності у статті було виконано моделювання S параметра. Резистор зворотного зв'язку становив 1

кОм. Напруга живлення $V_{DD} = 1$ В і напругою зсуву $V_b = 0,5$ В, результати наведені на рисунку 2.8 (а, б) (та представлено у додатку А рис. 10). Оскільки індуктивність збільшується в $(1 + R_f g_{ds1})$, то числові значення максимальної індуктивності збільшуються в обох випадках. Споживана потужність становить 429,9 мкВт для каскоду Ліанга, і 474,1 мкВт для каскаду Венг-Куо.

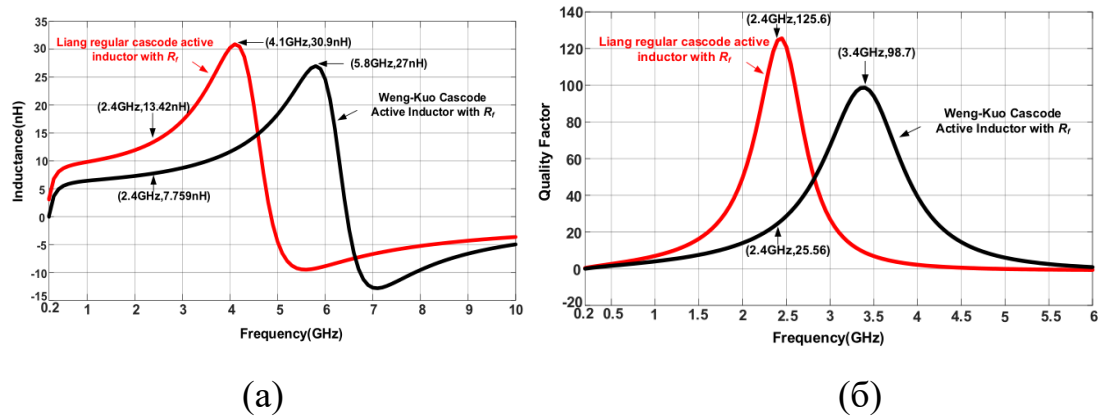


Рисунок 2.8 - Графік залежності індуктивності (а) і добротності (б) від частоти [36]

Також було проведено дослідження зміни індуктивності запропонованої активної котушки індуктивності при зміні напруги настройки в діапазоні від 0,3 В до 0,9 В, рисунок 2.9 (та представлено у додатку А рис. 11) [36].

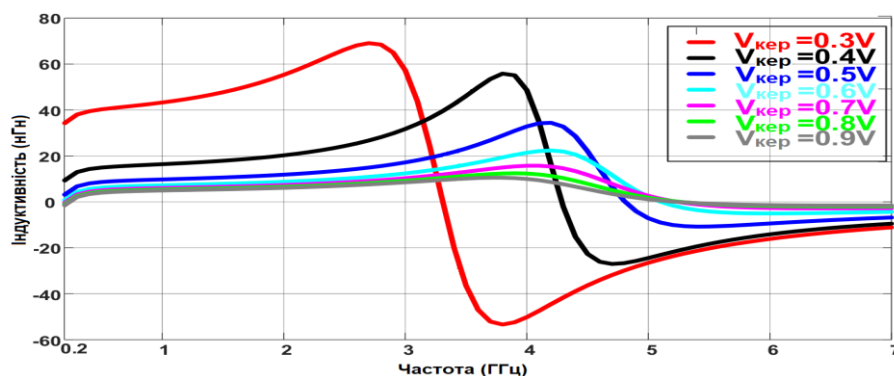


Рисунок 2.9 - Зміна індуктивності при зміні напруги керування елемента M_6

Отримані дані свідчать що запропонована Ліангом схема активного індуктора краще інших аналогів і може бути використана для побудови ГКН.

3 ГЕНЕРАТОРИ ТА ГКН З АКТИВНИМИ ІНДУКТОРАМИ

Генератори, які використовуються для передачі даних по дротових мережах, в основному є кільцевими генераторами через потребу у великій кількості фаз синхронізації та великому діапазоні налаштування частоти в цих пристроях. Генератори, які використовуються для передачі даних через бездротові канали, зазвичай є LC-генераторами зі спіральними котушками індуктивності або трансформаторами через суворі вимоги до фазового шуму та характер вузькосмугової роботи цих систем. Перші зазвичай створюються з використанням набору осередків затримки з контрольованою напругою, які з'єднані між собою у кільце, тоді як другі створюються з використанням підсилювачів із перехресним зв'язком із навантаженнями на LC контур.

Генератори - це системи з позитивним зворотним зв'язком. Коливання провокується шумом або збуреннями, які або генеруються всередині, або прикладені ззовні. Оскільки амплітуда цих шумів або збурень дуже мала, генератори можна розглядати як лінійні системи на початку коливань, де коливання напруги генераторів є невеликими. Передавальна функція замкнутого циклу генераторів у цьому випадку визначається як

$$H_c(j\omega) = \frac{H(j\omega)F(j\omega)}{1 + H(j\omega)F(j\omega)}, \quad (3.1)$$

де $H(j\omega)F(j\omega)$ і $H_c(j\omega)$ є передавальними функціями прямого шляху, шляху зворотного зв'язку та замкнутого контуру відповідно, коефіцієнтом посилення контуру називається $H_0(j\omega) = H(j\omega)F(j\omega)$.

За умови $H(j\omega)F(j\omega) = -1$ відомої як критерії Баркгаузена, або еквівалентно

$$\begin{cases} |H(j\omega)F(j\omega)| = 1, \\ \angle H(j\omega)F(j\omega) = -180^\circ \end{cases} \quad (3.2)$$

система має нескінченне підсилення. Незважаючи на те, що теоретично шум або перешкоди, створювані всередині або прикладені ззовні, посилюватимуться нескінченно великим посиленням напруги, кінцеве посилення практичних генераторів керованих напругою (ГКН) і механізм обмеження амплітуди, існуючий в осциляторах, гарантують, що на виході з'явиться лише певна кінцева напруга.

3.1 LC генератори

Генератор повинен мати досить велике посилення напруги, щоб задовольнити критерії Баркгаузена і розпочати коливання за короткий проміжок часу. Для LC-генератора, показаного на рисунку 3.1, посилення напруги каскаду затримки визначається як $A_v \approx -g_m Z$, де Z повний опір LC контуру. Велике посилення напруги існує на власній резонансній частоті контуру LC. Це пояснюється тим, що для ідеального контуру LC імпеданс на резонансній частоті ω_0 нескінченний, тобто $Z(j\omega_0) = \infty$, де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ це резонансна частота контуру LC, L і C є індуктивністю та ємністю відповідно. Для каскаду LC із втратами, $Z(j\omega_0) = R_p$, R_p – шунтовий опір кола. Якщо нехтувати ємностями транзистора, посилення напруги каскаду підсилення із загальним вигоком із навантаженням LC-контуру з втратами на резонансній частоті контуру визначається як $A_v \approx -g_m R_p$. В ідеальному випадку існує фазова затримка -180 градусів, фазовий зсув менший для реальних схем через ємності транзисторів. Таким чином, для забезпечення достатньо великого фазового зсуву, щоб задовольнити критерії Баркгаузена, будуть потрібні два підсилювачі із загальним вигоком, з'єднані «спина до спини» з навантаженнями у вигляді LC контурів.

Якщо контур має втрати, то для того щоб розпочати коливання та підтримувати їх, потрібен від'ємний опір, підключений паралельно до контурів LC, щоб компенсувати втрати на контурах. Доданий від'ємний опір

виконує дві різні функції: каскади підсилення LC-генератора мають достатньо велике посилення напруги, щоб почати коливання; втрати генератора достатньо малі, щоб можна було підтримувати коливання постійної амплітуди.

Широко використовуваним диференціальним від'ємним опором є пара транзисторів з перехресним зв'язком, що складається з $M_{1,2}$ і джерела струму зміщення J , як показано на рисунку 3.1.

Джерело струму зміщення в цьому випадку необхідне для забезпечення постійних струмів зміщення для $M_{1,2}$ і для налаштування опору. Від'ємний опір можна налаштувати, змінюючи постійний струм зміщення.

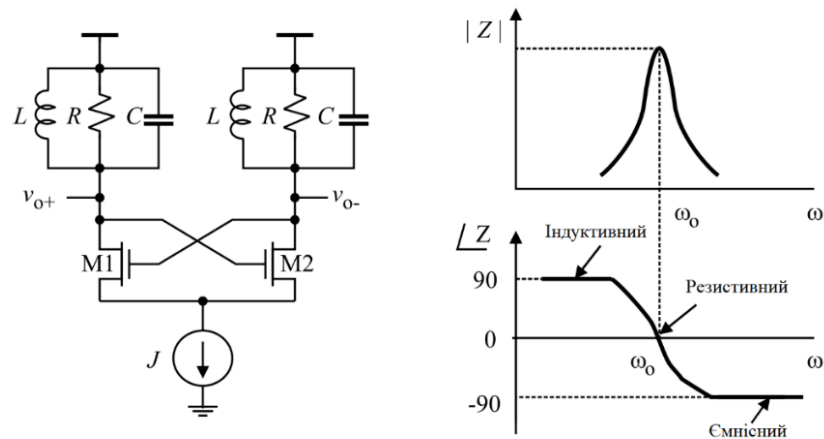


Рисунок 3.1 - Резонанс ланцюгів RLC у LC-генераторів

Він має бути щонайменше рівним опору контурів LC, щоб можна було повністю усунути омичні втрати. Для практичних схем емпіричним правилом є встановлення від'ємного опору в три рази більшого за опір контурів LC, щоб можна було адекватно врахувати вплив зміни процесу, коливань напруги живлення та дрейфу температури LC-генераторів [1].

3.2 Кільцеві генератори

Для кільцевих генераторів, таких як статичний інверторний генератор, велике посилення напруги існує, коли вхід кожного статичного інверторного

каскаду генератора потрапляє в перехідну область кривої передачі напруги інвертора. Тобто $V_{IL} \leq v_{in} \leq V_{IH}$, як показано на рисунку 3.2. Коефіцієнт посилення напруги в цій області визначається як

$$A_v \approx -(g_{m,n} + g_{m,p})(r_{o,n} \parallel r_{o,p}), \quad (3.3)$$

де $g_{m,n}$ і $g_{m,p}$ є коефіцієнтами провідності транзисторів nMOS і pMOS відповідно, а $r_{o,n}$ і $r_{o,p}$ є вихідними опорами транзисторів.

Коли вхідна напруга виходить за межі перехідної області, існують два випадки [1]:

- Коли v_{in} велике, nMOS транзистор знаходиться в насиченні, а pMOS транзистор у режимі відсічки. Коефіцієнт підсилення напруги інвертуючого каскаду падає до $A_v \approx -g_{m,n}r_{o,n}$. Для того, щоб nMOS транзистор перебував у стані насичення, потрібно, щоб $v_{DS,n} \geq v_{GS,n} - V_T$. Це еквівалентно $v_{in} \leq v_0 + V_T$. Очевидно, що якщо v_{in} достатньо велике, то nMOS транзистор буде витіснений в активну область. В цьому випадку не тільки вихідний опір каскаду затримки впаде від $r_{o,n}$ і $r_{ds,n}$ (опір каналу nMOS, коли пристрій знаходиться в області насичення і в активній області, відповідно), але і провідність nMOS транзистора також значно впаде, зменшуючи коефіцієнт підсилення за напругою.

- Коли v_{in} низький, транзистор pMOS знаходиться в режимі насичення, а транзистор nMOS у режимі відсічки. Підсилення напруги падає до $A_v \approx -g_{m,p}r_{o,p}$. Щоб гарантувати, що pMOS-транзистор знаходиться в насиченні, потрібно щоб $v_{SD,p} \geq v_{SG,p} - V_T$. Це еквівалентно $v_{in} \geq v_0 + V_T$. Якщо v_{in} досить низький, pMOS-транзистор буде знаходитись у активній області. Як вихідний опір каскаду затримки, так і провідність pMOS-транзистора суттєво впадуть, а посилення напруги каскаду зникне.

Оскільки генератори є системами позитивного зворотного зв'язку, має бути присутнім автоматичний механізм ослаблення та розширення амплітуди, щоб можна було отримати постійне коливання з постійною амплітудою. Для статичного інверторного кільцевого генератора, показаного на рисунку 3.2, посилення напруги кожного інверторного каскаду генератора дуже велике, якщо вхідна напруга (шум або збурення) мала і потрапляє в перехідну область інвертора. Коефіцієнт посилення напруги каскадів інвертора різко падає, коли вхідна напруга каскадів збільшується та виходить за межі перехідної області. Саме це падіння підсилення обмежує амплітуду вихідної напруги каскадів інвертора, викликаючи амплітудне коливання генератора.

Для LC-генератора, показаного на рисунку 3.1 [1], посилення напруги каскадів підсилювача із загальним витокком із навантаженням у вигляді LC-контурю обмежується втратою в контурі та кінцевою провідністю транзистора. Остання визначається шириною транзистора та його постійним струмом зміщення, який обмежений верхнім струмом джерела струму зміщення генератора. Крім того, посилення напруги різко падає, коли частота відхиляється від резонансної частоти LC контуру. Критерії Баркгаузена задовольняються лише на резонансній частоті. Це гарантує, що частота коливань LC-генератора буде лише резонансною частотою LC контуру.

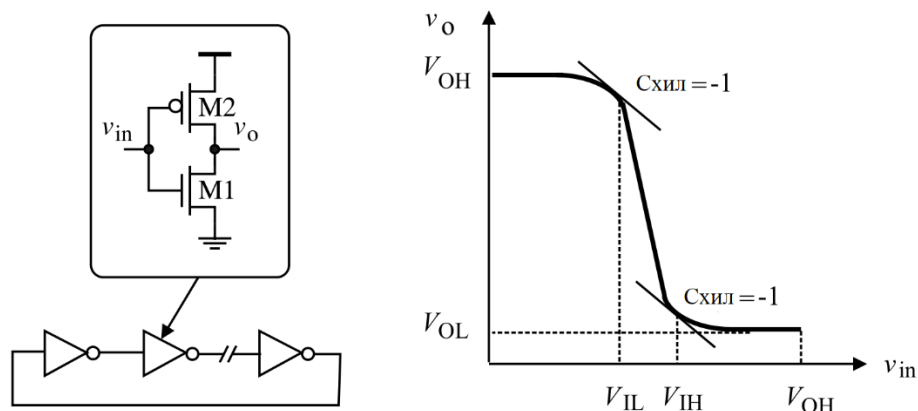


Рисунок 3.2 - Кільцевий генератор зі статичними інверторними каскадами затримки

Частота коливань кільцевого генератора визначається кількістю каскадів затримки генератора і середньою затримкою поширення каскадів затримки генератора.

Кільцеві генератори з керуванням напругою пропонують багато привабливих переваг перед своїми аналогами LC, включаючи повну сумісність зі стандартними процесами КМОН, великий діапазон налаштування частоти, велику кількість додаткових фаз, низький рівень енергоспоживання та низьке споживання площі кремнію. Суворе обмеження на часові здвиги високошвидкісної передачі даних вимагає, щоб ці кільцеві генератори були сконфігуровані повністю диференціальним способом, щоб синфазний шум, створюваний всередині генераторів або зв'язаний з генераторами ззовні, ефективно пригнічувався.

Використання активних котушок індуктивності в конструкції кільцевих генераторів для покращення характеристик детально розглядається у [1].

3.3 Параметри керування напругою генераторів

Характеристики будь-якого генератора, керованого напругою, зазвичай описуються наступними параметрами (набором параметрів) [19]:

- Частота коливань і діапазон налаштування визначаються заданим частотним спектром, в якому працює схема. Найскладніші конструкції ГКН вимагають високих частот і широких діапазонів налаштування, доступних від одного генератора. Для порівняння можливостей налаштування різних конструкцій можна використовувати часткову смугу пропускання. Вона виражається у відсотках від діапазону налаштування до частоти в центрі смуги пропускання. Зазвичай широкосмугові генератори мають відносний діапазон налаштування щонайменше 20% - 25% (тоді як вузькосмугові структури зазвичай мають 5% або менше), однак не існує чіткої межі між вузькосмуговими і широкосмуговими ГКН.

- Постійна налаштування, цей параметр визначає чутливість налаштування генератора і зазвичай позначається як $K_{ГКН}$. Він являє собою величину зміни частоти коливань під впливом керуючої напруги. Типові значення $K_{ГКН}$ для радіочастотних контурів знаходяться в діапазоні від десятків до сотень МГц/В. Константа настройки визначається шляхом розрахунку нахилу кривої настройки, де від'ємне значення вказує на обернену пропорційність між частотою і керуючою напругою. Малі значення $K_{ГКН}$ зменшують шумове перетворення спричинене відхиленням амплітуди фази, оскільки зменшується чутливість генератора до шумів у тракці керування. З іншого боку, велика константа перебудови дозволяє отримати широкі діапазони перебудови при обмеженій керуючій напрузі, що є цінним у субмікронних технологіях.

- Вихідна потужність це потужність змінного струму, яка може бути передана на навантаження. Як правило, інтегральні схеми мають низьку напругу і, отже, доступні потужності знаходяться в діапазоні до 1 мВт (0 дБм). Щоб запобігти надмірним втратам енергії в резонаторі, сигнал генератора передається на навантаження за допомогою підсилювачів з великим вхідним опором. Конструкція буфера стає вирішальною у випадку широкосмугових ГКН, оскільки потужність сигналу генератора змінюється з частотою в результаті складної паразитної структури схеми.

- Гармонійні спотворення і якість вихідного сигналу також важлива з точки зору перетворення частоти. Хоча диференціальні архітектури зазвичай мінімізують парні гармоніки, загальні гармонічні спотворення вихідного сигналу повинні бути якомога меншими. Зазвичай придушення гармонік має перевищувати 15 дБ для високоефективних генераторів.

- Реакція на зміну це міра того, наскільки сильно змінюється резонансна частота при зміні величина постійного струму живлення. Оскільки паразитні ефекти активних пристроїв також залежать від умов зсуву, зміни напруги зсуву можуть спричинити зміну частоти коливань. Це

особливо важливо, якщо ГКН знаходиться в безпосередній близькості до силових каскадів, які можуть подавати енергію через з'єднання живлення [37].

- Навантаження, будь-яке реактивне навантаження на виході генератора вносить свій внесок у загальний імпеданс контуру, знижуючи резонансну частоту. Підсилювач потужності, який в основному використовується для подачі сигналу генератора на навантаження, також мінімізує описаний ефект. Завдяки високому вхідному опору (який необхідно визначити під час проектування схеми генератора) буфер забезпечує ефективну ізоляцію між навантаженням і резонатором. Підтягування навантаження також спостерігається за наявності вилучених побічних паразитних явищ.

- Енергоспоживання це дуже важливий параметр для малопотужних пристроїв, що працюють від акумуляторів, оскільки осцилятори перетворюють постійний струм на сигнал змінного струму. Чим менше енергії споживається для заданої потужності, тим ефективнішим є генератор.

3.4 Приклади реалізації ГКН на основі активної індуктивності

На рисунку 3.3 показано спрощену схему керованого напругою LC-генератора з активними котушками індуктивності V_u . Транзистори $M_{1,2,3a/b}$ утворюють дві активні котушки індуктивності V_u з повторним використанням струму, індуктивність яких налаштовується зміною постійного струму зсуву J_1 . Транзистори $M_{4a/b}$ і J_2 утворюють від'ємний резистор, опір якого приблизно дорівнює $-\frac{2}{g_{m4}}$ і налаштовується зміною J_2 .

Цей від'ємний резистор використовується для усунення паразитних опорів активних котушок індуктивності.

Як показано в [38], площа кремнієвої області ГКН, реалізованої в 0,35 мкм 3В КМОН-технології, становила лише 100 мкм×120 мкм. Діапазон

перестройки частоти ГКН становив від 100 МГц до 900 МГц з фазовим шумом приблизно -95 дБн/Гц при частотному зсуві 500 кГц.

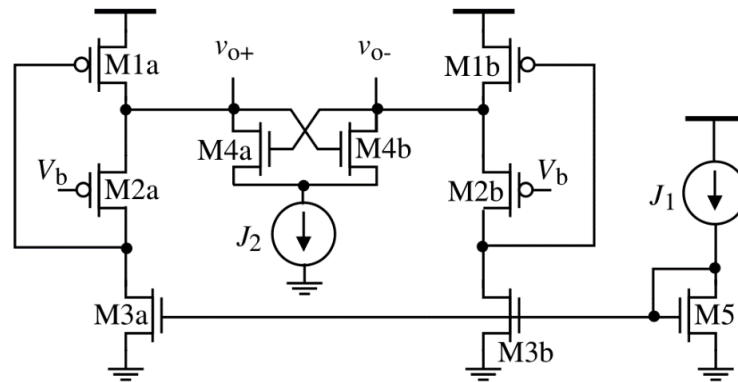


Рисунок 3.3 - Спрощена схема LC ГКН з активними індукторами повторного використання струму V_u

Активні котушки індуктивності Лін-Пейна, були використані в конструкції LC-генераторів, на рисунку 3.4 показано спрощену схему. Гілки pMOS транзистора використовуються як гілки підстроювання індуктивності, а отже гілки підстроювання частоти, тоді як гілки nMOS транзистора з'єднані з від'ємним резистором для усунення паразитних опорів активної котушки індуктивності [1]. Опір від'ємного резистора налаштовується зміною J_2 для повної компенсації. Це, в свою чергу, регулює добротність LC-генератора. Індуктивність активних котушок індуктивності налаштовується зміною J_1 . Таким чином, добротність і частота коливань генератора можуть бути налаштовані незалежно.

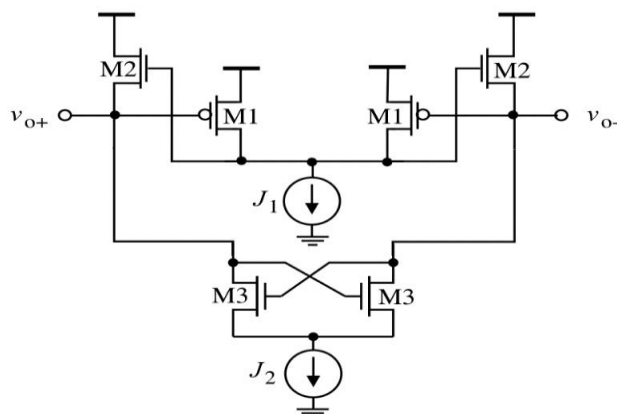


Рисунок 3.4 - Спрощена схема LC ГКН з активними індукторами Ліна-Пейна

В роботі [39] показано, що в 0,35 мкм реалізації LC генератора з активними котушками індуктивності Ліна-Пейна фазовий шум генератора при $Q = 7$ становив -83 дБн/Гц при зміщенні частоти на 600 кГц від частоти коливаль 1,5 ГГц. Споживана потужність генератора становила 2,5 мВт. При $Q = 24$ фазовий шум зменшився до -88 дБн/Гц при зміщенні частоти на 600 кГц від частоти коливаль 2,5 ГГц. Споживана потужність в цьому випадку становила 4,5 мВт. Діапазон перестройки частоти генератора становив 48%. Загальна активна площа генератора без урахування джерел струму зміщення становила лише 24 мкм².

Активні котушки індуктивності Грозинга, мають диференційовану конфігурацію, що робить їх менш чутливими до синфазних завад. Вони були використані в конструкціях LC-генераторів в [40]. На рисунку 3.5 показано спрощену схему LC-генератора з активними котушками індуктивності Грозинга.

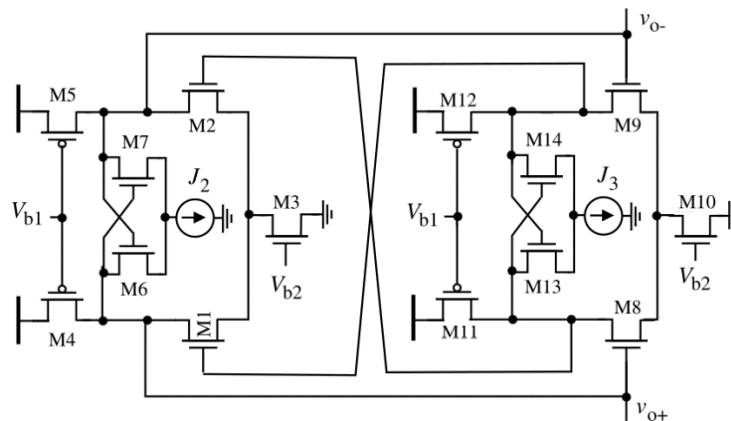


Рисунок 3.5 - Спрощена схема LC ГКН з активними індукторами Грозинга

Навантаження двох різноспрямованих транзисторів контролюється V_{b1} . V_{b2} контролює струми зміщення зсуву транзисторів, які в свою чергу налаштовують провідності транзисторів, а отже, індуктивність активної котушки індуктивності і частоту коливаль генератора. Два від'ємні резистори, реалізовані за допомогою популярної пари nMOS з перехресним з'єднанням, використовуються на вихідних вузлах провідників для усунення паразитних вихідних опорів провідників і паразитних опорів активних

катушок індуктивності. Вхідні опори катушок дорівнюють одиниці. Таким чином, опори G_{o11} , G_{o12} , G_{o21} і G_{o22} , які вносять свій внесок у паразитні опори активної катушки індуктивності, зумовлені виключно вихідними опорами транзисторів. Опори двох від'ємних резисторів налаштовуються індивідуально за допомогою зміни $J_{2,3}$ таким чином, щоб вихідні опори двох транзисторів могли бути компенсовані індивідуально.

Це було продемонстровано в 0,3 мкм, 2,5 В реалізації LC-генератора з активними катушками індуктивності Грозинга, резонансна частота активної катушки індуктивності становила 5,6 ГГц [40]. Загальна споживана потужність генератора становила 15 мВт. Добротність перевищувала 100 у діапазоні частот від 400 МГц до 4 ГГц. Площа макета генератора становила $200 \text{ мкм} \times 200 \text{ мкм}$.

У порівнянні з плаваючими активними індукторами на основі диференціальних пар транзисторів, диференціальні активні індуктори L_u , мають переваги компактної конфігурації, а отже, велику резонансну частоту, низький рівень шуму і низьке споживання площі кремнію. Цей індуктор було використано для побудови LC-генераторів у роботі [41]. Спрощена схема LC-генератора з активними катушками індуктивності L_u показана на рисунку 3.6.

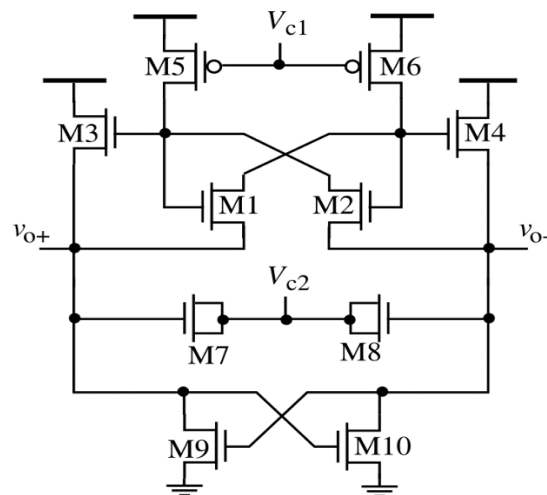


Рисунок 3.6 - Спрощена схема LC ГКН з плаваючими активними індукторами L_u

M_{1-6} утворюють активну котушку індуктивності L_u . Додаткові конденсатори LC контуру побудовані з використанням двох МОН варикапів $M_{7,8}$, ємності яких контролюються V_{c2} . Вони використовуються для плавного підстроювання частоти коливань генератора [1]. Резистор з від'ємним опором, утворений $M_{9,10}$, використовується для усунення паразитних опорів активної котушки індуктивності.

Індуктивність активної котушки індуктивності L_u налаштовується зміною V_{c1} за допомогою $M_{5,6}$, зміщеного в активну область. V_{c1} використовується для грубої настройки частоти коливань генератора. При цьому опір від'ємного резистора в цій конфігурації не можна підлаштовувати. Для налаштування опору від'ємного резистора можна використати джерело струму зсуву, яке подає струм зсуву на $M_{9,10}$, або шунтуючий МОН-транзистор через сток $M_{9,10}$, подібно до активних котушок індуктивності Махмуді-Салама.

Реалізований на 0,18 мкм, 1,8 В КМОН технології, LC генератор з активними котушками індуктивності L_u мав діапазон грубої перестройки частоти від 500 МГц до 3,0 ГГц [41].

Грубе перестроювання частоти здійснювалося зміною V_{c1} з чутливістю 2,5 ГГц/В. Точне підстроювання частоти досягалося зміною V_{c2} з чутливістю 108 МГц/В. Вимірний фазовий шум генератора становив від -101 дБн/Гц до -118 дБн/Гц при зміщенні частоти на 1 МГц, а частоту коливань можна було змінювати від 500 МГц до 3,0 ГГц. Енергоспоживання генератора становило від 6 мВт до 28 мВт. Площа кремнію генератора становила 150×300 мкм².

4 РЕАЛІЗАЦІЯ ГКН НА ОСНОВІ ІНДУКТОРА ЛІАНГА

4.1 Розробка принципової схеми ГКН

Як було зазначено в розділі 2 найкращі характеристики для розробки ГКН має активний індуктор Ліанга. У роботі [42] приведено еквівалентну схему для малих сигналів (рисунок 4.1) цього індуктора.

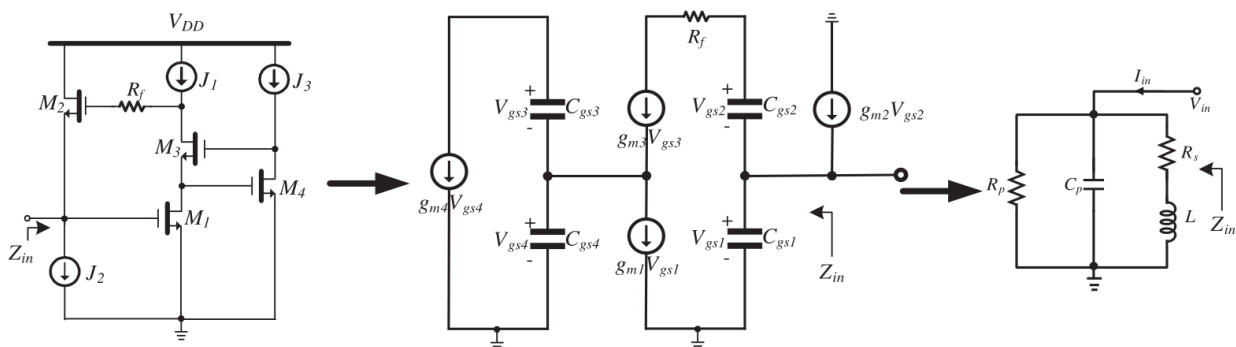


Рисунок 4.1 - Еквівалентна модель малого сигналу індуктора Ліанга

Замінивши джерела струму на насичені МОН транзистори можна отримати рівняння параметрів активного індуктора [36; 42]

$$L \approx \frac{C_{gs2}(1 + R_f g_{ds1})}{g_{m1} g_{m2}}, R_s \approx \frac{g_{ds3} g_{ds4}}{g_{ds1} g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}, C \approx C_{gs1},$$

$$G \approx g_{ds2} + \frac{g_{m1}}{1 + R_f g_{ds1}}, \omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{gs1} C_{gs2} (1 + R_f g_{ds1})}}, \quad (4.1)$$

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{g_{ds1} g_{m3} g_{m4}}{g_{ds3} g_{ds4}} \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} C_{gs2} (1 + R_f g_{ds1})}{C_{gs1}}}.$$

Отже, індуктивність прямо пропорційна ємності затвор-виток МОН-транзистора M_2 і обернено пропорційна крутості транзисторів M_1 і M_2 , і зміна будь-якого з цих трьох параметрів призведе до зміни індуктивності.

Струм через МОН-транзистор, що працює в області насичення, визначається за формулою [42]

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_n C_{OX} [(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}] \text{ якщо } V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH}), \quad (4.2)$$

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu_n C_{OX} (V_{GS} - V_{TH})^2 \text{ якщо } V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH}),$$

де $\mu_n C_{OX}$ - технологічна провідність, V_{TH} -порогова напруга, V_{DS} - напруга стік-витік.

Приріст напруги на затвор- виток спричинить приріст струму стоку I_{DS6} транзистора M_6 (рисунок 4.2). Збільшення струму стоку I_{DS6} призведе до збільшення струму стоку МОН M_2 , і, нарешті, крутості gm_2 відповідно до наступного рівняння (4.3).

Коефіцієнт крутизни і провідності n-МОН-транзистора задається формулами

$$g_m = \sqrt{2 \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} I_{DS}} = \frac{2I_d}{V_{GS} - V_{TH}} \quad (4.3)$$

$$g_{ds} = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$

Індуктивність зменшиться, а зменшення індуктивності збільшить частоту коливань, коли котушка індуктивності буде реалізована в LC-генераторі.

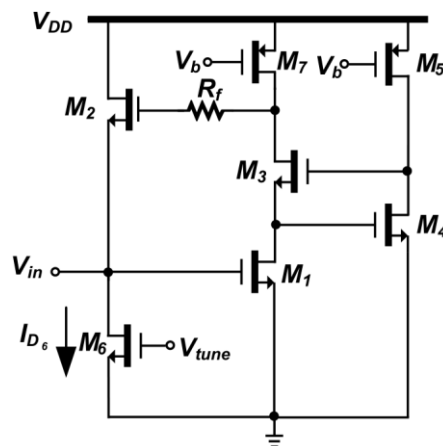


Рисунок 4.2 – Запропонована Ліангом схема активного індуктора

Тепер, якщо можна досягти хорошого діапазону налаштування, змінюючи лише індуктивність, з'являється чудова можливість відмовитися від варикапів як параметра налаштування. Налаштування індуктивності за допомогою зміни gm призведе до недоліку, який полягає у зміні споживаної потужності. Це змінить фазовий шум ЛС ГКН, оскільки згідно з рівнянням, наведеним нижче, фазовий шум залежить від розсіюваної потужності постійного струму [43]

$$L(\Delta\omega) = 10\log\left\{\frac{2FkT}{P_s}\left[1+\left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega}\right)^2\right]\left(1+\frac{\Delta\omega_1/f^3}{\Delta\omega}\right)\right\}, \quad (4.4)$$

де $\Delta\omega$ - зсув частоти від частоти коливань ω_0 , Q - добротність генератора, F - коефіцієнт надлишкового шуму, k - постійна Больцмана, T - абсолютна температура за Кельвіном, P_s - розсіювана потужність.

Аналогічно, зміна розсіюваної потужності постійного струму також змінює Показник якості (Figure of merit), який визначає загальну продуктивність ЛС ГКН шляхом врахування трьох основних параметрів: енергоспоживання, частоти коливань і фазового шуму [44]

$$FOM = L(\Delta\omega) + 10\log\left(\frac{P_{DC}}{1mW}\right) - 20\log\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right), \quad (4.5)$$

Зменшення варіації цих двох робочих параметрів (фазового шуму і показника якості) буде основною метою запропонованої конструкції.

Як вже було зазначено в підрозділі 3.1 для того щоб коливання в генераторі були незатухаючими необхідно виконання умов балансу фаз та амплітуд, класична схема була наведена на рисунку 3.1. Розглянемо детальніше чому саме обирається така схема.

До коливального контуру підключим n-МОН транзистор по схемі з загальним витоком для того щоб періодично компенсувати втрати в контурі

(рисунок 4.3, а), тепер для виконання другої умови введемо позитивний зворотній зв'язок (рисунок 4.3, б) [45]. При резонансі загальний фазовий зсув контуру дорівнює -180 градусів (а не 360). Таким чином, контур не коливається.

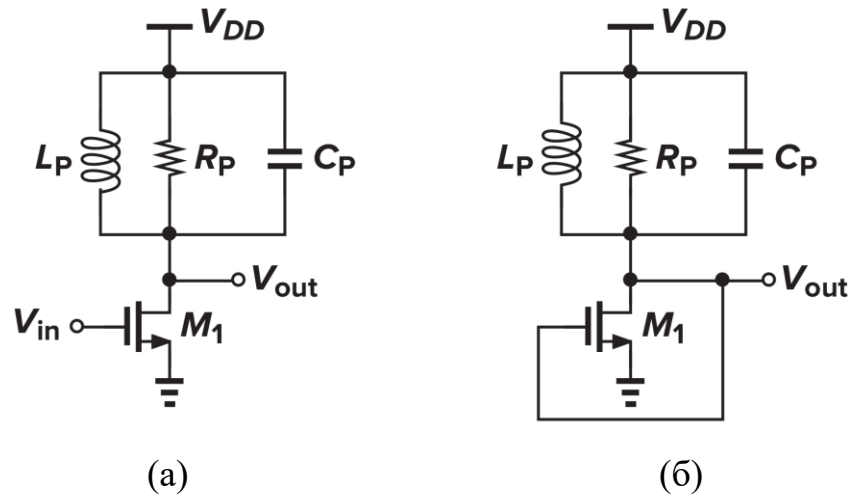


Рисунок 4.3 - Каскад з підсилювачем (а), з зворотнім зв'язком (б)

Розмістимо два каскади і з'єднаємо стоки обох транзисторів з затворами іншого, щоб добитися зсуву у 360 градусів, як показано на рисунку 4.4 (а). Тобто, якщо $g_{m1}R_p g_{m2}R_p \geq 1$, то контур коливається. Тепер у точках X та Y сигнал буде диференціальним і схему можна перемалювати на рисунок 4.4 (б).

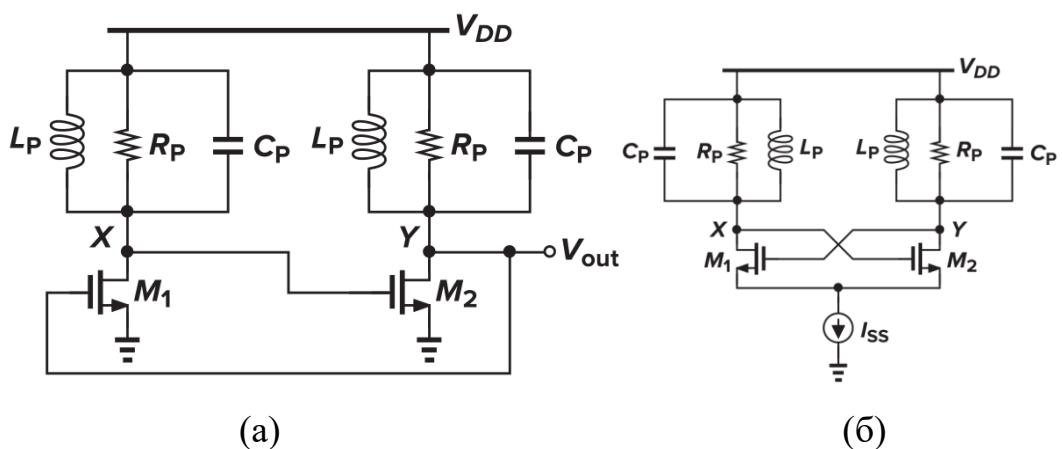


Рисунок 4.4 - Два каскади в зворотному зв'язку (а), перехресне з'єднання з від'ємним опором [45]

Можна подумати що другий коливальний контур можна не використовувати, але звернемо увагу на властивість каскаду посилення на рисунку 4.3, яка відрізняє його від топології зі спільним витокком, що використовує резистивне навантаження. Припустимо каскад зміщений при якомусь струмі стоку, якщо послідовний опір L_p малий, то рівень постійного струму V_{out} близький до рівня живлення. Тепер якщо на вхід подати невелику синусоїдальну напругу на резонансній частоті очікуємо, що V_{out} буде інвертованою синусоїдою із середнім значенням близьким V_{DD} , оскільки індуктивність не може не відреагувати на зміну напруги. Тобто якщо середнє значення V_{out} значно відхиляється від V_{DD} , то L_p має пропускати середній струм, що перевищує початковий. Таким чином, піковий вихідний рівень фактично перевищує напругу живлення, що є важливою і часто корисною властивістю LC-навантаження.

Якщо на початку роботи схеми різниця потенціалів V_X і V_Y дорівнює нулю, то $V_X = V_Y \approx V_{DD}$. Два транзистори ділять хвостовий струм порівну. Якщо $(g_{m1,2}R_p)^2 \geq 1$, де R_p - еквівалентний паралельний опір контуру в резонансі, то шумові складові на резонансній частоті посилюються M_1 і M_2 , що дає змогу коливанням наростати. Струми стоків M_1 і M_2 змінюються залежно від миттєвого значення $V_X - V_Y$ (як у диференціальній парі). Як показано на рисунку 4.5 (та представлено у додатку А рис. 12) [45], амплітуда коливань зростає доти, доки коефіцієнт посилення контуру не впаде в піку. Фактично, якщо $g_{m1,2}R_p$ досить велике, то різниця між $V_X - V_Y$ досягає такого рівня, що весь струм джерела струму спрямовується на один транзистор, вимикаючи інший. Таким чином, у сталому режимі I_{D1} і I_{D2} змінюються між нулем і I_{ss} .

Генератор на рисунку 4.4 (б) побудовано в повністю диференціальному вигляді. Однак чутливість схеми за живленням ненульова навіть за ідеальної симетрії. Це пояснюється тим, що ємності стокових переходів M_1 і M_2 змінюються залежно від напруги живлення.

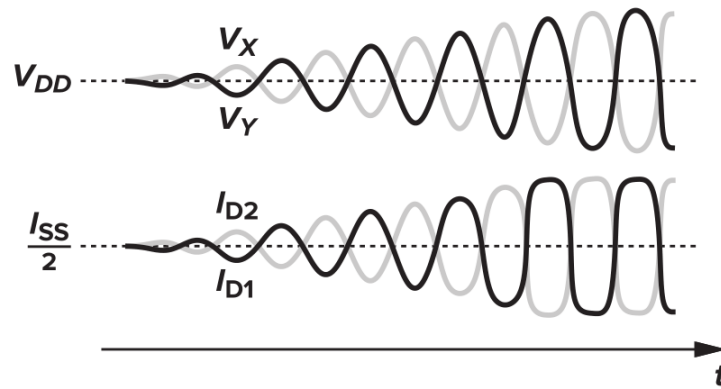


Рисунок 4.5 - Графік зміни струму і напруги у точках V_X і V_Y

У всіх схемах кращими є n каналні МОН транзистори, що перевершують р каналні за крутизною завдяки вищій рухливості носіїв заряду за рівних розмірів каналів.

Схему на рисунку 4.4 також називають «генератор з від'ємним опором», це дозволяє компенсувати втрати в контурі і підтримувати коливання. Розглянемо рисунок 4.6.

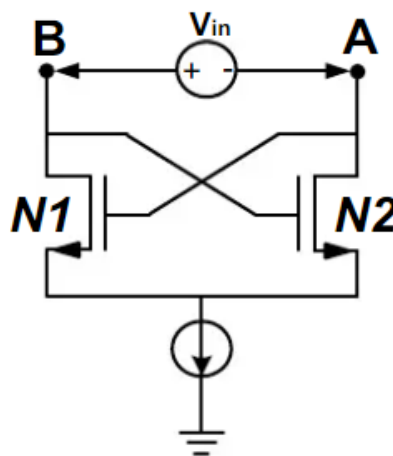


Рисунок 4.6 - Резистор з від'ємним опором

Якщо напруга на V_{BA} збільшується, припускаючи, що V_A є постійною по відношенню до землі, то це означає, що V_{gs} N2 збільшується, що призводить до переходу N2 в активну область, тому струм зменшується. Хоча V_{ds} N1 збільшується, струм збільшиться незначно [46]. Тепер

скористаємося рівняннями Кірхгофа (4.6), струм повинен входити в стік N1 і виходити зі стоку N2

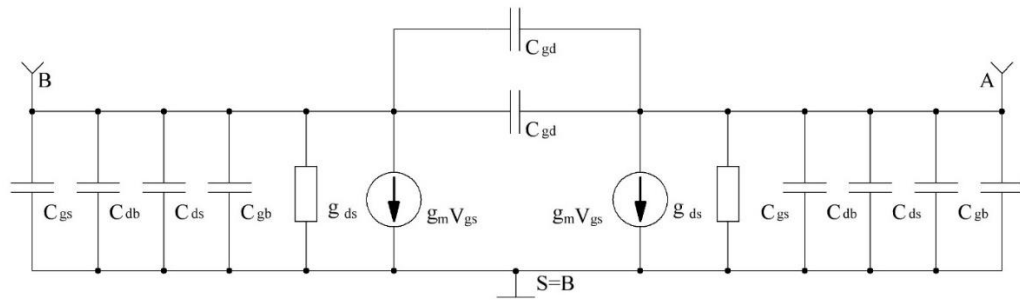
$$\begin{aligned} V_{BA} &= V_{gs2} - V_{gs1} \\ I_{ds2} &= I_{ds1} = I_{AB} \\ I_{ds1} &= -\frac{g_m}{2}(V_{gs2} - V_{gs1}). \\ I_{AB} &= -\frac{g_m}{2}V_{AB} \end{aligned} \quad (4.6)$$

З рівняння (4.6) випливає, що напруга через точки А і В обернено пропорційна струму, а від'ємний опір дорівнює $-\frac{g_m}{2}$. Для того, щоб виникли коливання, від'ємний опір повинен компенсувати втрату у контурі $\frac{2}{g_m} \leq 2R_p$ і отже $g_m R_p \geq 1$, що і є критерієм балансу амплітуд.

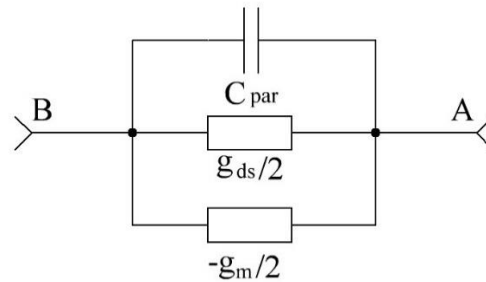
При проектуванні необхідно враховувати паразитну ємність транзисторів (рисунок 4.7), формула (4.7), оскільки якщо використовувати варикап то частота контуру буде залежати не тільки від нього, а від цієї паразитної ємності яка буде змінюватися при роботі схеми і її перестройці, але вона також дає змогу зовсім відмовитися від варикапів, що і буде використано надалі.

Зміна від'ємного опору і C_{nap} залежно від струму зміщення (I_d) і розміру транзистора досліджено у роботі [47] і показано на рисунку 4.8. Як видно з рисунку 4.8 (а), R_{neg} спочатку лінійно збільшується, а потім залишається досить постійним залежно від I_d , він також збільшується зі зростанням ширини транзистора (W). Аналогічно, C_{nap} збільшується як з I_d , так і з W (рисунку 4.8 (б)).

$$C_{nap} = \frac{2C_{gd} + (C_{gs} + C_{db} + C_{ds} + C_{gb})}{2}. \quad (4.7)$$

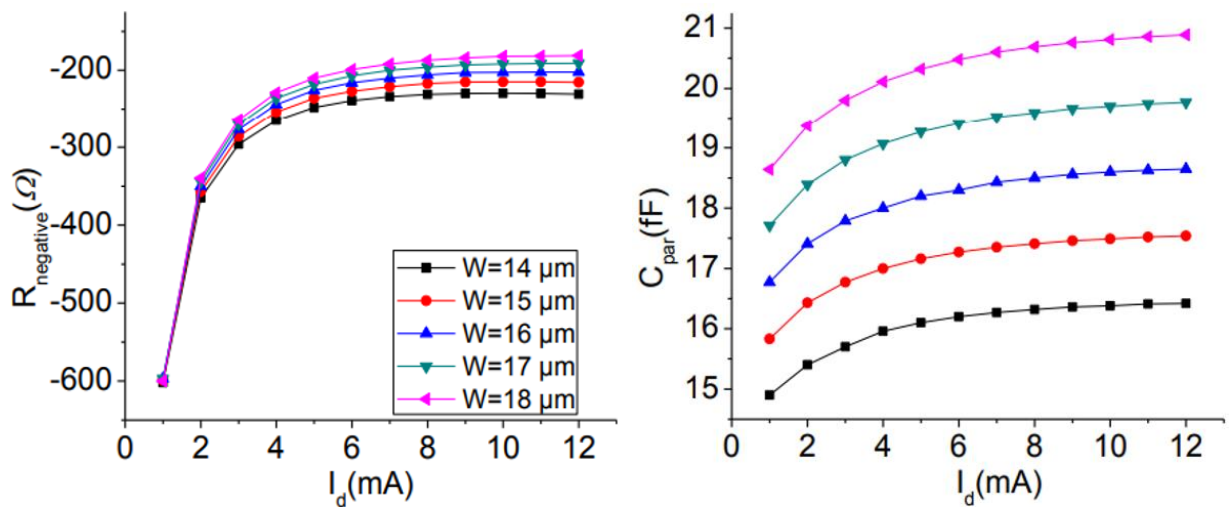


(a)



(б)

Рисунок 4.7 – Еквівалентна (а) та спрощена (б) малосигнальна модель



(a)

(б)

Рисунок 4.8 – Залежність R_{neg} від I_d та W (а), C_{par} від I_d (б) [47]

Існує безліч можливих комбінацій (W/L) і (I_d) для досягнення заданого значення R_{neg} . Наприклад, згідно з рисунком 4.8 $R_{neg} = -240$ (Ом) може бути отримано для: $W = 18$ (мкм) і $I_d = 3,8$ (мА), що призводить до $C_{par} \approx 21$ (фФ) або $W = 14$ (мкм) і $I_d = 5,8$ (мА), що призводить до $C_{par} \approx 16$ (фФ). Цей

простий приклад наочно демонструє компроміс між споживаною потужністю і паразитною ємністю. Для мінімізації паразитної ємності перехресну пару добирають таким чином, щоб забезпечити необхідний R_{neg} з найменшим W для даного I_d .

Враховуючи все вищесказане пропонується схема яка зображена на рисунку 4.9 (та представлено у додатку А рис. 13).

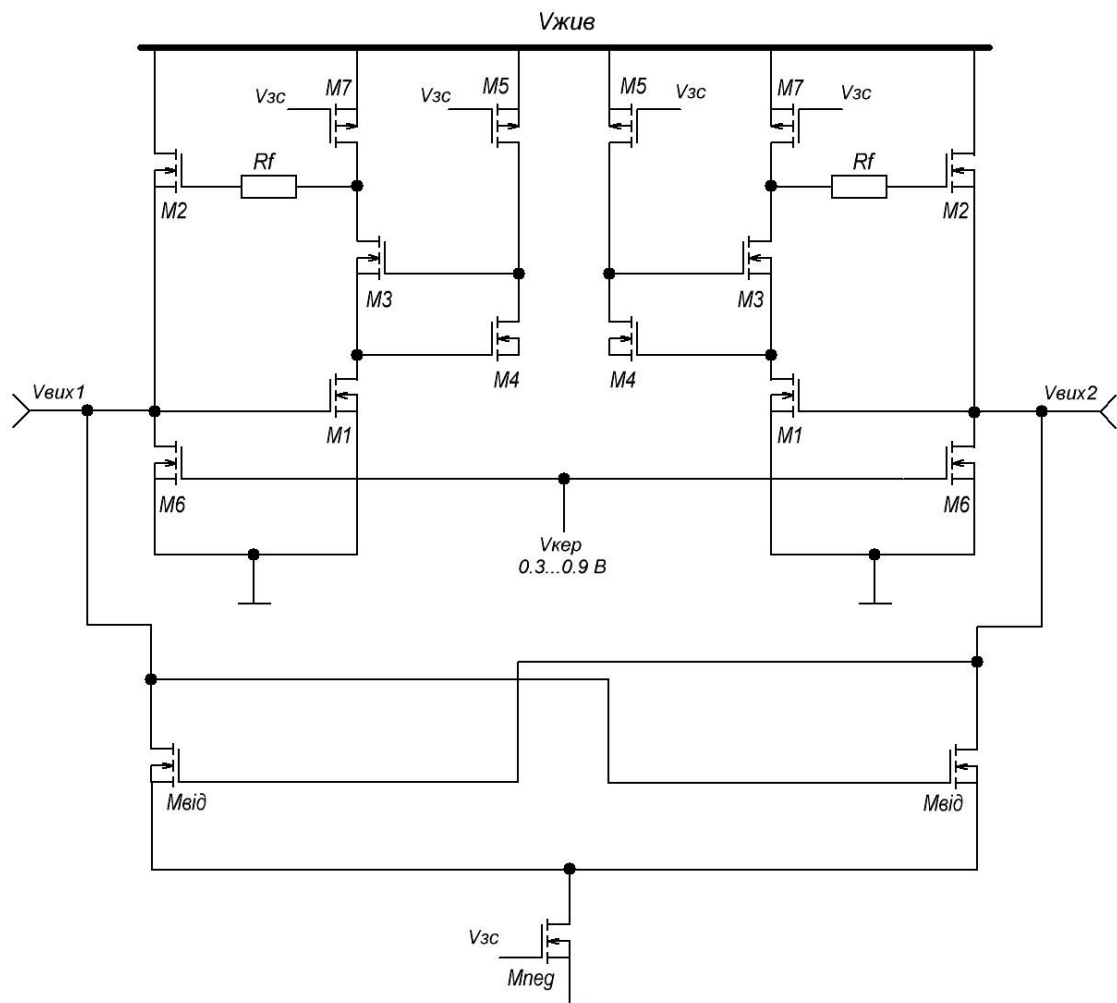


Рисунок 4.9 – Запропонована схема ГКН

$V_{кер}$ на затворі M_6 - це напруга налаштування, яка змінює напругу на затворі і, зрештою, індуктивність активної котушки індуктивності. $M_{вiд}$ - це два МОН-транзистори, що використовуються як від'ємний резистор, опір якого контролюється M_8 , що працює в області насичення, для керування g_m .

Загальний внесок цих елементів дасть диференціальний вихідний сигнал, який знімається з двох вихідних клем $V_{вих1}$ і $V_{вих2}$. Співвідношення W/L всіх МОН-транзисторів наведено нижче.

4.2 Вибір співвідношення (W/L) для МОН-транзисторів

Враховуючи залежність індуктивності з формули (4.1) від крутизни і провідності (4.3), яка залежить від струму (4.2) і формулу резонансної частоти (4.1) можна зробити висновок що відношення W/L тобто ширини до довжини каналу відіграє одну з ключових ролей і усі характеристики МОН-транзистора будуть залежати від цього співвідношення. Так як необхідний діапазон перестройки має лежати в межах 1.2-3.7 ГГц, враховуючи аналогічні роботи по даній темі і декілька попередніх симуляцій схеми пропонуються такі параметри:

M_1 використовується як транзистор прямого ходу і має від'ємну провідність оскільки має конфігурацію спільний стік. Зі збільшенням g_{m1} відбуватимуться такі ж зміни в параметрах, таких як послідовний опір, добротність і саморезонансна частота. Таким чином, оптимальне значення відношення W/L становить 12 мкм/120 нм.

M_2 використовується як транзистор в колі зворотного зв'язку і має позитивну провідність, оскільки має конфігурацію із загальним витоком. Якщо зосередитися на попередньо описаних рівняннях, можна помітити, що приріст g_{m2} зменшить послідовний опір R_s , збільшиться добротність, а також збільшиться власна резонансна частота. Але збільшення W/L призводить до збільшення струму стік-витік (I_{Ds}), що призведе до збільшення споживаної потужності. Тому оптимальним значенням співвідношення W/L становить 22 мкм/140 нм, що порівняно більше підходить, ніж інші, для підвищення добротності і підвищення резонансної частоти.

M_3 використовується як каскод для максимізації частотного діапазону за рахунок зменшення нульової частоти $\omega_z = \left(\frac{g_{01}}{C_{gs2}} \right)$ що ділить нульову частоту на $g_{m3}r_{03}$. Знову ж таки, це сприяє зменшенню послідовного опору R_s і збільшенню добротності Q . Оптимальне значення відношення W/L, яке було досягнуто в результаті моделювання, становить 25 мкм/140 нм.

M_4 додатково збільшує Q і зменшує послідовний опір R_s , оптимальне значення відношення W/L становить 4.2 мкм/300 нм

M_5 - це заміна джерела струму J_3 , яке використовується для налаштування індуктивності та добротності незалежно один від одного. Також воно сприяє збільшенню провідності M_1 тобто g_{m1} без спотворення інших параметрів. Але існує також суперечливий випадок, коли збільшення W/L призведе до подальшого збільшення енергоспоживання. Отже, оптимальним значенням є 4 мкм/120 нм.

M_{6-7} ці два транзистори замінюють джерела струму зміщення J_{1-2} які працюють в області насичення, оскільки відомо, що МОН-транзистор, який працює в області насичення діє як джерело струму. Вище значення відношення W/L призведе до збільшення струму. Хоча це призведе до збільшення g_{m1-3} це ще більше збільшить споживану потужність. Оскільки g_{m1-3} вже були збільшені за рахунок вибору вищого співвідношення W/L тому співвідношення W/L для M_{6-7} буде підтримуватися на якомога нижчому рівні, щоб зменшити енергоспоживання. Оптимальне значення W/L становить 6 мкм/300 нм для M_6 і 4 мкм/120 нм для M_7 .

Оскільки коефіцієнт підсилення напруги генератора повинен бути достатньо великим, а коефіцієнт підсилення напруги каскаду із загальним витоком становить $-g_m R_D$, тому відношення W/L потрібно вибирати таким чином, щоб g_m було максимальним. Максимальна ширина складає 30 мкм у

90-нм КМОН процесі, а мінімальна довжина каналу - 100 нм (хоча це 90 нм, але Virtuoso Cadence не дозволяє використовувати 90 нм, а пропонує використовувати мінімум 100 нм). Таким чином, співвідношення W/L для M_{sid} становить 30 мкм/100 нм для досягнення максимального значення gm . Але більш високе значення W/L або gm також має недолік. Воно збільшує потужність, споживану MOSFET, що зменшує амплітуду вихідного коливання, а також вихідну потужність.

M_8 використовується як джерело струму зміщення для керування опором транзисторів. Чим більше відношення W/L M_8 , тим більше значення I_{DS} , а також gm . Чим більше значення I_{DS} , тим більше значення gm для M_{sid} . Оскільки gm для M_{neg} вже було збільшено до максимального значення, було обрано оптимальне значення 30 мкм/100 нм з множником 3.

Напруга живлення, напруга зміщення і напруга керування: Використовується напруга живлення $V_{жив} = 1$ В. Напруга зсуву $V_{zc} = 0,5$ В використовується для роботи МОН-транзисторів, які діють як джерело струму у режимі насичення. Напруга $V_{кер} = 0,3 \dots 0,9$ В використовується для налаштування частоти коливань. $R_f = 1$ кОм.

4.3 Результати моделювання

Моделювання активного індуктора і запропонованого ГКН було виконано в середовищі Cadence 6.16 з використанням 90 нм КМОН технології, зібрана модель наведена на рисунку 4.10 (та представлено у додатку А рис. 14). Було проведено аналіз перехідних процесів, pss (з 5 гармоніками), фазового шуму та вихідної потужності запропонованого VCO. Для запуску коливань необхідно ввести початковий імпульс невеликої амплітуди у одне з плечей, інакше через ідеальність моделі генератор не запрацює.

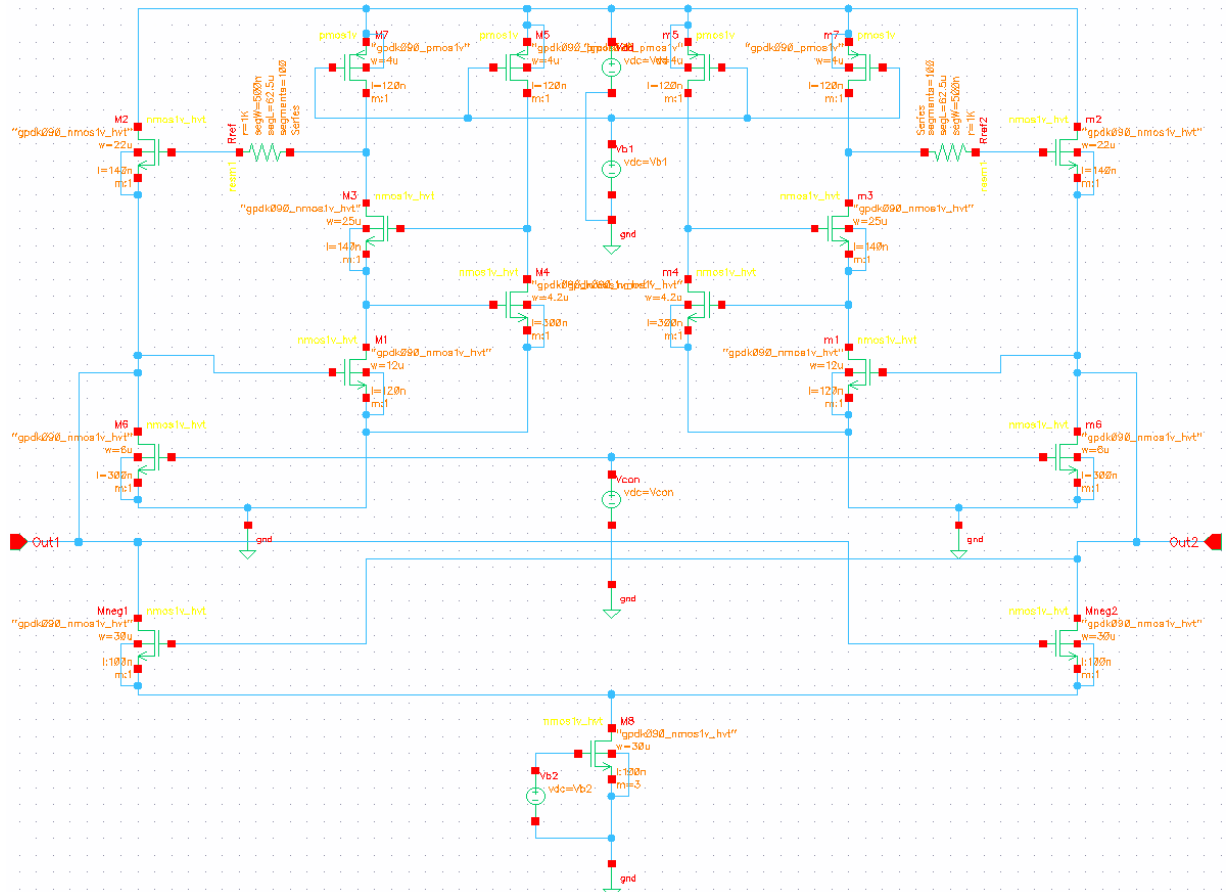


Рисунок 4.10 – Зібрана схема у програмі Cadence 6.16

На рисунку 4.11 показано диференціальне вихідне коливання для напруги керування $V_{кер} = 0,6$ В, на рисунку 4.12 (обидва представлено у додатку А рис. 15, 16) показано залежність фазового шуму від зсуву частоти для напруг налаштування 0,3 В, 0,6 В і 0,9 В. Фазові шуми становлять -77,01, -79,97 і -76,44 (дБн/Гц) при зсуві на 1 МГц відповідно.

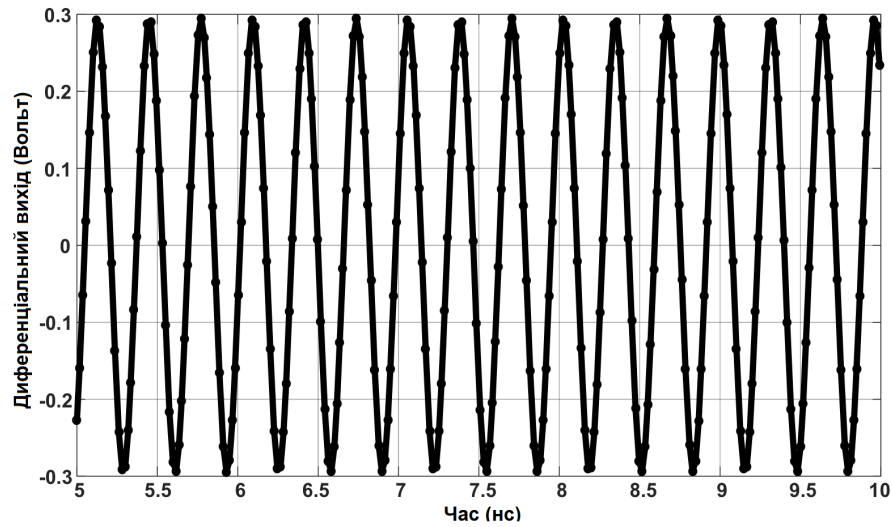


Рисунок 4.11 – Диференціальне вихідна напруга при $V_{кер} = 0,6 \text{ В}$

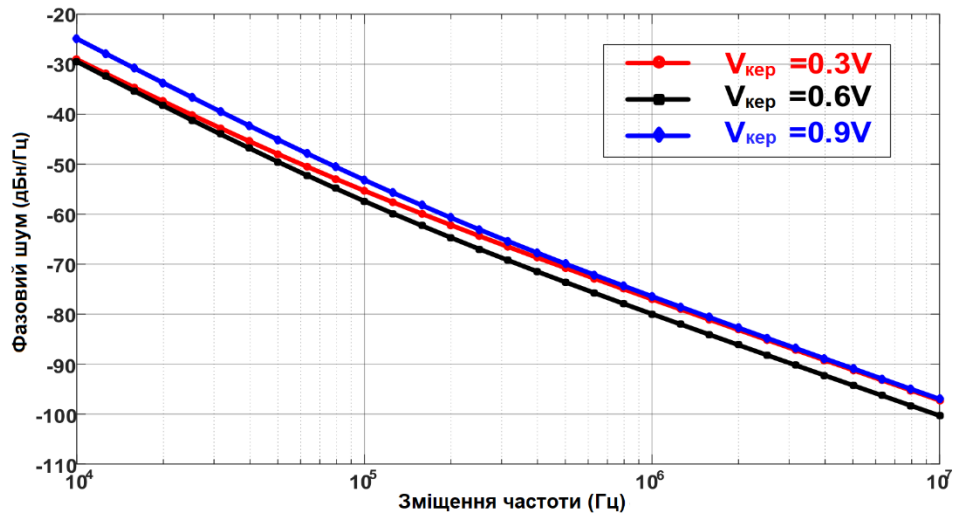


Рисунок 4.12 – Графік залежності фазового шуму від частотної зсуву при різних напругах налаштування

На рисунку 4.13 (та представлено у додатку А рис. 17) показано зміну частоти генератора при зміні напруги налаштування. Діапазон досягнутих частот становить від 1,12 до 3,7 ГГц.

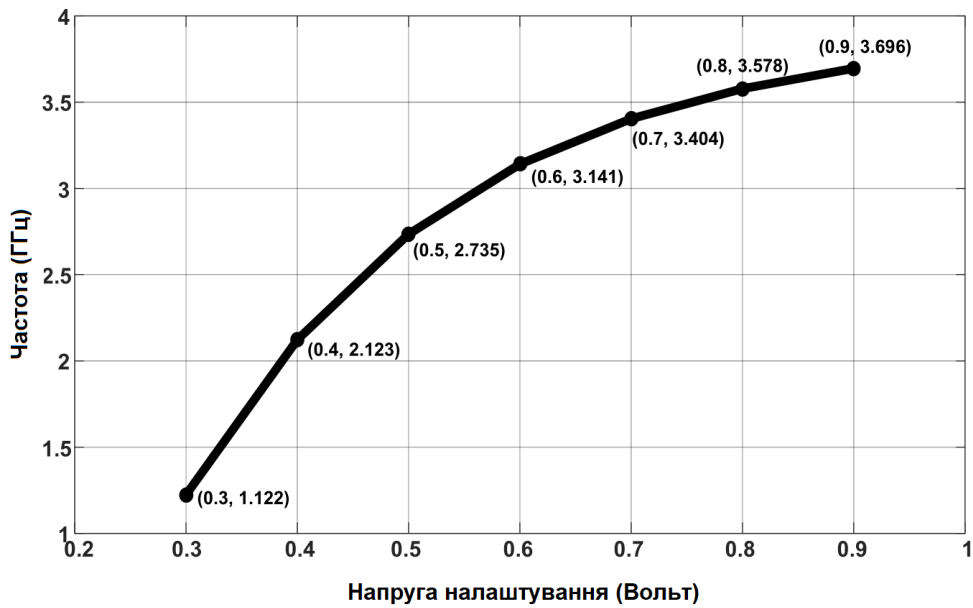


Рисунок 4.13 – Графік залежності частоти ГКН від напруги налаштування

Показник якості (Figure of merit) визначений за формулою (4.5) з урахуванням фазового шуму, споживання постійної потужності та частоти коливань, зображений на рисунку 4.14 (та представлено у додатку А рис. 18) при зміні напруги налаштування. З графіка видно, що він майже не змінюється при зміні частоти коливань генератора, що є перевагою запропонованої конструкції.

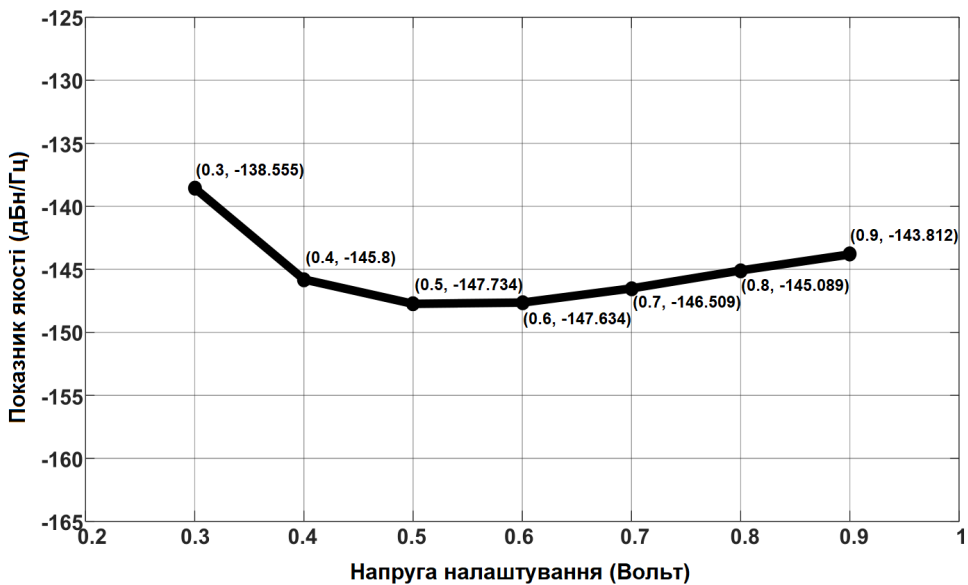


Рисунок 4.14 – Графік залежності показника якості генератора від напруги налаштування

Усі отримані данні наведені у таблиці 4.1. Підстроювання індуктивності активного індуктора призводить до зміни параметрів роботи, таких як потужність, фазовий шум і, в кінцевому рахунку, показника якості. Таблиця і представлені графіки чітко вказують на те, що варіації дуже обмежені. Зрештою, зменшення споживання площі кремнію за рахунок усунення МОН-варикапа і водночас невеликі варіації параметрів генератора є перевагою запропонованої конструкції.

Таблиця 4.1 - Параметри роботи ГКН при різних керуючих напругах

$V_{кер}$	Частота (f) ГГц (PSS)	Диф. вихід (P-P) мВ	Напруга (PSS) мВ	Фазовий шум при зсуві на 1 МГц дБн/Гц	Споживана потужність при напрузі живлення 1 В мВт	Диф. вихідна потужність (при 50 Ом), дБм	Показник якості при зміщенні 1 МГц
1	2	3	4	5	6	7	8
0.3	1.198	397.3... -394.4	362.2	-78.5	1.06	1.261	-139.2
0.4	2.213	376... -376	348.3	-81.03	1.181	7.399	-144.9

Продовження таблиці 4.1

1	2	3	4	5	6	7	8
0.5	2.753	338.1... -336.9	325.9	-81.4	1.315	2.701	-148.827
0.6	3.139	294... -295.4	288.7	-78.52	1.731	7.834	-147.368
0.7	3.41	251.3... -251.3	247.5	-77.69	1.897	-2.213	-146.410
0.8	3.58	209.9... -210	210.2	-76.46	2.351	-3.637	-145.19
0.9	3.70	177.0... -176,9	176.1	-76.24	2.601	-5.334	-143.952

Отже запропоновано малопотужний перестроюваний генератор на основі активної котушки індуктивності, керований напругою, забезпечує діапазон перестроювання від 1,198 ГГц до 3,7 ГГц з діапазоном перестроювання 100,5%. Запропонований ГКН має низьку потужність споживання 1,06~2,6 мВт при зміні напруги налаштування 0,3~0,9 В разом з хорошою диференціальною вихідною потужністю 1,261~-5,334 дБм. Крім того, відмова від МОН-варикапа спростила шлях до зменшення споживання площі кремнієвої пластини.

5 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 «Електрично керовані генератори з аналогами 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.

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Електрично керовані генератори з аналогами 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. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПБ, 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	57	60
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		57,7		

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 5.2 – 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	78	79	75
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	77,3		

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 [48]

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (5.1)$$

де $k_{нов}$, $k_{теор}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{нов} = 57,7$, $k_{теор} = 77,3$ балів;

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

$$E_{нау} = 0,6 \cdot k_{нов} + 0,4 \cdot k_{теор} = 0,6 \cdot 57,7 + 0,4 \cdot 77,33 = 65,53 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{нау}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – 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 «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», даний рівень становить 65,53 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 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 [48]

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, днів;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=21$ дні.

$$Z_o = 15100,00 \cdot 21 / 21 = 15100,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – 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 проекту	15100,00	719,05	21	15100,00
Старший науковий співробітник	14200,00	676,19	21	14200,00
Інженер-проектувальник радіоапаратури	12200,00	580,95	21	12200,00
Технік 1-ї категорії	8100,00	385,71	15	5785,71
Лаборант	7100,00	338,10	15	5071,43
Всього				52357,14

Основна заробітна плата робітників:

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

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

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

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

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [48];

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 $T_p = 21$ днів;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, (год.).

$$C_I = 6700,00 \cdot 1,70 \cdot 1,35 / (21 \cdot 8) = 91,53 \text{ (грн.)}$$

$$Z_{pI} = 91,53 \cdot 1,25 = 114,41 \text{ (грн.)}$$

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{дод}} = (52357,14 + 3839,55) \cdot 11 / 100\% = 6181,64 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Контроль вхідних матеріалів	1,25	5	1,70	91,53	114,41
Підготовка робочого місця дослідника для проведення моделювання і дослідження	8,00	2	1,10	59,22	473,79
Підготовка компонентів генератор-мікросхеми на MOSFET транзисторах	12,35	5	1,70	91,53	1130,36
Формування бази даних дослідження	16,00	3	1,35	72,68	1162,93
Налагодження програмних блоків моделювання процесу	4,30	5	1,70	91,53	393,57
Монтаж обладнання виведення результатів дослідження	3,25	4	1,50	80,76	262,47
Контроль вихідних результатів експерименту	3,30	5	1,70	91,53	302,04
Всього					3839,55

5.2.2 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

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доо}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (52357,14 + 3839,55 + 6181,64) \cdot 22 / 100\% = 13723,23 \text{ (грн.)}$$

5.2.3 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 «Електрично керовані генератори з аналогами 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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\text{в}j}, \quad (5.7)$$

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;

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

$$M_1 = 3,0 \cdot 215,00 \cdot 1,1 - 0 \cdot 0 = 709,50 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.6.

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

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

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

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

$$K_6 = 3 \cdot 650,00 \cdot 1,1 = 2145,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.6 – 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
Офісний папір EKOLINE Plus A4-500-80	215,00	3,0	0	0	709,50
Папір для записів EKOLINE Papers Light A5	82,00	4,0	0	0	360,80
Органайзер офісний EKOLINE Office	125,00	4,0	0	0	550,00
Канцелярське приладдя EKOLINE (набір офісного працівника)	200,30	4,0	0	0	881,32
Картридж для принтера Canon LBP6500	2450,00	2,0	0	0	5390,00
Диск оптичний NewVISIO CD-RW	16,00	6,0	0	0	105,60
Flesh-пам'ять Kingston 64 GB	199,00	2,0	0	0	437,80
Тека для паперів EKOLINE BOX	94,00	6,0	0	0	620,40

Продовження таблиці 5.6

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Кремнієва підкладка (Si)	800,00	0,001	0,000	0	0,88
Оксид кремнію (SiO ₂) для формування завтору	950,00	0,001	0,000	0,00	1,05
Легуючі добавки бор та фосфор	1250,00	0,001	0,000	0,00	1,38
Всього					9058,72

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Модель генератор-мікросхеми на MOSFET транзисторах: Кремнієва (Si) підкладка; оксид кремнію (SiO ₂) ; легуючі добавки бор та фосфор; контакти з міді	3	650,00	2145,00
Всього			2145,00

5.2.5 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

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{нр.і}} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

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

$C_{\text{нр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, (шт.);

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

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{спец} = 12450,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 13072,50 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Осцилограф цифровий	1	12450,00	13072,50
Мікроскоп	1	32599,00	34228,95
Спектроаналізатор	1	26899,00	28243,95
Аналізатор фазових шумів	1	10200,00	10710,00
Всього			86255,40

5.2.6 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

$$B_{прз} = \sum_{i=1}^k C_{инрг} \cdot C_{прз.i} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{инрг}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, (грн.);

$C_{прз.i}$ – 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.

$$B_{прз} = 7420,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 7791,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Прикладне програмне забезпечення розробки та моделювання Cadence IC Design Virtuoso 06.17.702.	1	7420,00	7791,00
Всього			7791,00

5.2.7 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

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_в} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

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

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

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

$$A_{обл} = (65280,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 1813,33 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
1	2	3	4	5
Електронно-обчислювальний комплекс дослідника	65280,00	3	1	1813,33
Осцилограф цифровий	13072,50	5	1	217,88
Мікроскоп	34228,95	7	1	407,49

Продовження таблиці 5.10

1	2	3	4	5
Робоче місце розробника моделі електрично керованого генератора з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур	9120,00	7	1	108,57
Спектроаналізатор	28243,95	7	1	336,24
Аналізатор фазових шумів	10710,00	7	1	127,50
Прикладне програмне забезпечення розробки та моделювання Cadence IC Design Virtuoso 06.17.702.	7791,00	3	1	216,42
Офісне програмне забезпечення (Windows, Microsoft Office)	8250,00	3	1	229,17
Лабораторія досліджень	376000,00	20	1	1566,67
Оргтехніка	10240,00	5	1	170,67
Всього				5193,92

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

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

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

$$B_e = 0,32 \cdot 160,0 \cdot 7,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 384,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Електронно-обчислювальний комплекс дослідника	0,32	160,0	384,00
Робоче місце розробника моделі електрично керованого генератора з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур	0,15	160,0	180,00
Осцилограф цифровий	0,10	100,0	75,00
Мікроскоп	0,03	50,0	11,25
Спектроаналізатор	0,25	100,00	187,50
Аналізатор фазових шумів	0,34	100,0	255,00
Оргтехніка	0,75	12,0	67,50
Всього			1160,25

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Електрично керовані генератори з аналогами 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

$$B_{cb} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cb}}{100\%}, \quad (5.13)$$

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

$$B_{ce} = (52357,14 + 3839,55) \cdot 25 / 100\% = 14049,17 \text{ (грн.)}$$

5.2.10 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

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 35\%$.

$$B_{cn} = (52357,14 + 3839,55) \cdot 35 / 100\% = 19668,84 \text{ (грн.)}$$

5.2.11 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

$$I_g = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ig}}{100\%}, \quad (5.15)$$

де H_{ig} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ig} = 50\%$.

$$I_g = (52357,14 + 3839,55) \cdot 50 / 100\% = 28098,35 \text{ (грн.)}$$

5.2.12 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

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.16)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 105\%$.

$$B_{нзв} = (52357,14 + 3839,55) \cdot 105 / 100\% = 59006,53 \text{ (грн.)}.$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{оод} + Z_n + M + K_v + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_v + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$B_{заг} = 52357,14 + 3839,55 + 6181,64 + 13723,23 + 9058,72 + 2145,00 + 86255,40 + 7791,00 + 5193,92 + 1160,25 + 14049,17 + 19668,84 + 28098,35 + 59006,53 = 308528,74 \text{ (грн.)}.$$

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

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.18)$$

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

$$ZB = 308528,74 / 0,9 = 342809,71 \text{ (грн.)}.$$

5.3 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 «Електрично керовані генератори з аналогами 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

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Приймемо $I = 4$;

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. Приймемо $n = 2$;

T_c – коефіцієнт складності роботи. Приймемо $T_c = 3$;

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 $R = 1$. Приймемо $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, (тис. грн.). Прийmemo $B = 342809,71$ (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 [48].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 3 \cdot 4 / 342,8 \cdot 0,08 = 6,72.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» складають 342809,71 (грн.). Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Електрично керовані генератори з аналогами 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.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Закон України «Про охорону праці» визначає основні положення щодо реалізації конституційного права працівників на охорону їх життя і здоров'я у процесі трудової діяльності на належні, безпечні і здорові умови праці, регулює за участю відповідних органів державної влади відносини між роботодавцем і працівником з питань безпеки, гігієни праці та виробничого середовища та встановлює єдиний порядок організації охорони праці в Україні. Комплексний підхід до всього спектра профілактичних заходів закладено на законодавчому рівні, проте їх впровадження не виконується належним чином, як це передбачається і процесі впровадження інноваційних рішень і процесів у науку, техніку та економіку країни. Вітчизняна економіка не може ефективно розвиватися та стати частиною сучасної світової економіки, не дотримуючись норм і законів з охорони праці, а також без вчасного впровадження передового досвіду, використання новітніх засобів захисту, вживання відповідних заходів щодо створення безпечних умов праці на підприємствах.

Аналіз умов праці проводимо на робочому місці, де здійснювалося дослідження на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», яке обладнане комп'ютером із відповідним програмним забезпеченням. На дослідника, відповідно до Гігієнічної класифікації праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу [49], могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

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

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

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

6.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

6.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Планування розміщення комп'ютеризованих робочих місць є досить складним завданням. Воно передбачає: правильне розташування робочого місця у виробничому приміщенні, вибір виробничого положення, раціонального компонування комп'ютерного обладнання, урахування особливостей трудової діяльності.

Приміщення, де здійснювалося дослідження на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», його розміри (площа, об'єм) повинні в першу чергу відповідати кількості робітників і наявному комплекту технічних засобів. Площа на одного співробітника, який працює за ПК, повинна складати не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм – не менше 20 м^3 . Площа приміщень відповідно до НПАОП 0.00-7.15-18 [55]. Площа робочого приміщення становить $18,8 \text{ м}^2$, об'єм – $60,2 \text{ м}^3$. відповідно на одного працівника припадає $6,3 \text{ м}^2$ площі і $20,1 \text{ м}^3$ об'єму повітря. Отримані дані повністю відповідають нормативним вимогам.

Робоче місце дослідника обладнане з урахуванням антропометричних, фізичних і психологічних вимог, відповідно до ДСТУ 8604:2015 [50]. Цей стандарт встановлює загальні ергономічні вимоги до робочих місць для виконання робіт у положенні сидячи. При організації робочого місця дослідника були дотримані наступні основні умови:

1) оптимальне розміщення устаткування, що входить до складу робочого місця. Устаткування розташоване так, щоб дослідник міг легко до нього дістатися та використовувати його без перевтоми.

2) достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні рухи і переміщення. Робочий простір повинен бути достатньо широким, щоб дослідник міг вільно пересуватися та виконувати необхідні операції.

Вагомим фактором у забезпеченні безпеки праці користувачів комп'ютерів є характер розташування на робочому місці монітору, клавіатури та принтера. Розташування екрана (дисплея) повинно забезпечувати зручність зорового спостереження у вертикальній площині під кутом $\pm 30^\circ$ від лінії зору працівника. Найкращі зорові умови й можливість розпізнавання цифр, символів досягається тоді, коли верхній край відеотерміналу знаходиться на висоті очей, а погляд спрямований вниз на центр екрана. Оскільки при роботі з комп'ютером найбільш сприятливим вважається нахил голови вперед, приблизно на 20° від вертикалі (при такому положенні голови м'язи шії розслабляються), то екран відеотерміналу також повинен бути нахилений назад на 20° від вертикалі. Екран відеотерміналу та клавіатура повинні розташовуватись на оптимальній відстані від очей користувача комп'ютера, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру букв та цифрових знаків і символів. Так, при розмірі екрана по діагоналі 35 см, відстань від монітора до очей повинна складати 60 – 70 см, при діагоналі 43 см – 70 см, при діагоналі 48 см – 80 см.

Для клавіатури комп'ютера на поверхні робочого стола повинен бути простір для переміщення та поворотів. Положення клавіатури та кут її нахилу повинні відповідати побажанням користувача комп'ютера. Кут нахилу клавіатури може змінюватись у межах $5 - 10^\circ$. Якщо у конструкції клавіатури не передбачено простору для долонь, то їх потрібно розташовувати на відстані не менше 100 мм від краю стола в оптимальній

зоні моторного поля. Допускається розташування клавіатури на спеціальній робочій поверхні, окремо від стола.

Розташування принтера або іншого пристрою введення-виведення інформації на робочому місці повинно забезпечувати добру видимість екрана комп'ютера, зручність ручного управління пристроєм введення-виведення інформації в зоні досяжності моторного поля (висоті 900 - 1300 мм, глибина 400 – 500 мм)

6.1.2 Електробезпека приміщення

Приміщення із робочими місцями користувачів комп'ютерів повинні бути безпечними для людей. Для цього в них необхідно встановити технічні засоби захисту, які відповідають ДСТУ Б В.2.5-82:2016 [51]. Категорія приміщення з електробезпеки – без підвищеної небезпеки, згідно ПУЕ.

Лінія електромережі для живлення приладів, периферійних пристроїв ПК та устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження ПК виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення (занулення) електроприймачів [56].

Заходи щодо усунення небезпеки ураження електричним струмом зводяться до правильного розміщення устаткування та електричних кабелів. Інші заходи щодо забезпечення електробезпеки, збігаються з загальними заходами пожежо- та електробезпеки. Комп'ютери, периферійні пристрої, обладнання для обслуговування, ремонту та налаштування, а також інше технічне обладнання, такі як апарати управління, контрольно-вимірювальні прилади, світильники, повинні відповідати класу зони за ПУЕ. Це означає, що вони повинні бути захищені від ураження електричним струмом, короткого замикання та інших аварійних режимів.

При монтажі та експлуатації електричних ліній необхідно вжити заходів для запобігання пожежам. Для цього слід:

- 1) встановлювати автоматичні вимикачі, які відключатимуть електроживлення у разі короткого замикання або перевантаження проводів.
- 2) обмежувати використання проводів із легкозаймистою ізоляцією.
- 3) переходити на матеріали із негорючою ізоляцією, де це можливо

Також повинна бути врахована сумісність електроустаткування та електричних мереж із заземленням і робочою напругою. Всі електропроводи та кабелі мають бути відповідно заземлені, і заземлювачі повинні бути перевірені на справність. Особлива увага має приділятися захисту від статичної електрики, що може виникати при роботі з електронікою. Для цього рекомендується використовувати антистатичні матеріали і засоби для розрядки статички.

У разі виявлення будь-яких відхилень у роботі електрообладнання або підозри на ненормальну роботу електричних систем, необхідно негайно призупинити його використання. Це пов'язано з тим, що такі відхилення можуть призвести до серйозних наслідків, таких як ураження електричним струмом, пожежа та пошкодження обладнання. Для усунення проблеми необхідно звернутися до кваліфікованого фахівця, який проведе обстеження обладнання та усуне виявлені несправності. Оцінка стану і роботи електроустаткування повинна проводитися регулярно, не рідше одного разу на рік. Це дозволить виявити потенційні проблеми на ранній стадії та запобігти їхньому розвитку.

6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

6.2.1 Мікроклімат

Порушення теплового стану організму, перегрівання, викликане впливом комплексу несприятливих показників мікроклімату (температура, швидкість руху повітря, вологість, теплове випромінювання) при обмеженні або повному виключенні окремих механізмів і шляхів тепловіддачі, отримало назву тепловий стрес. Вплив низьких температур, роботи в умовах

охолоджуючого мікроклімату можуть також призвести до порушення теплового стану організму людини.

Нормування мікроклімату на робочому місці відбувається згідно ДСН 3.3.6.042-99 [54]. Дослідження на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» за енерговитратами відноситься до категорії I а (роботи, що виконуються сидячи і не потребують фізичного напруження, при яких витрати енергії складають до 139 Вт.). Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.6.1.

Таблиця 6.1 – 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 необхідних за нормативами параметрів мікроклімату, приміщення укомплектоване системами центрального опалення та вентиляції повітря. Батареї опалення, водопровідні труби, вентиляційні кабелі надійно сховані під захисними щитками, які перешкоджатимуть можливому потраплянню робітника під напругу. Для забезпечення нормальних параметрів вологості у приміщенні проводиться систематичне вологе прибирання, що включає в себе вологе прибирання поверхонь та видалення забруднень для підтримки оптимальних умов.

6.2.2 Склад повітря робочої зони

Шкідливі речовини можуть потрапляти в організм людини через органи дихання, шлунково-кишковий тракт, шкіряні покриви та слизові оболонки. Потрапляння цих речовин в організм людини у великих концентраціях призводить нерідко до гострих отруєнь. Довготривале потрапляння в організм деяких речовин навіть в невеликих дозах може викликати хронічні професійні отруєння (захворювання). Під дією пилу

виникають гострі чи хронічні захворювання органів дихання. Для попередження отруєнь та професійних захворювань здійснюється контроль стану повітря робочої зони, в основі якого покладено величини гранично допустимих концентрацій (ГДК). В приміщенні, де здійснюється дослідження на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур», можливими шкідливими речовинами у повітрі є пи́л, вуглекислий газ та озон. Джерелом озону є офісна техніка (принтер). Пи́л потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пи́л нетоксичний	10	4	4
Озон	0,16	0,03	1
Вуглекислий газ	3	1	4

Підтримка відповідних параметрів повітря в робочій зоні забезпечується завдяки системі вентиляції та регулярному вологому прибиранню приміщення.

6.2.3 Виробниче освітлення

Світловий клімат визначає зоровий дискомфорт. Запобігти шкідливому впливу освітлення можна шляхом правильного підбору системи освітлення, джерел світла (за їх спектрального складу випромінювання), світильників. Коли штучне світло змішується з природним, рекомендується використовувати лампи за спектральним складом найбільш близькі до сонячного світла. Світильники слід вибирати з розсіювачами, а блискучі деталі освітлювального обладнання, що можуть потрапити в поле зору працівника, повинні бути замінені на матові. Розташовувати робоче місце,

обладнане дисплеєм, необхідно таким чином, щоб у полі зору оператора не потрапляли вікна або освітлювальні прилади; вони не повинні знаходитися і безпосередньо за спиною оператора. Вікна в приміщеннях з дисплеями обладнають шторами з коефіцієнтом відображення 0,5 ... 0,7, стіни фарбують матовою фарбою з коефіцієнтом відображення 0,4 ... 0,6. Світловий клімат може бути поліпшений шляхом встановлення спеціальних антибликових контрастних фільтрів, однак при виборі типу фільтра необхідно враховувати умови роботи з комп'ютером, оскільки оптимальні значення коефіцієнтів пропускання і дзеркального відображення фільтрів залежать від освітленості робочого місця і типу джерела світла.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату згідно з вимогами ДБН В.2.5-28:2018 [52] «Природне і штучне освітлення») при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізювання	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	750	200	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення достатнього освітлення здійснюють систематичне очищення скла та світильників від пилу, використовують жалюзі. В разі нестачі природного освітлення, використовують загальне штучне освітленням, що створюється за допомогою люмінесцентних ламп.

6.2.4 Виробничий шум

Постійний вплив виробничого шуму може не лише негативно впливати на слух, але й викликати інші шкідливі наслідки – дзвін у вухах, запаморочення, головний біль, посилення втоми. Надмірний шум може стати причиною нервового виснаження, вегетативного неврозу, розладів функціонування ендокринної та серцево-судинної систем. Крім того, шум розглядається як стресовий чинник і загальний біологічний подразник, який негативно впливає на всі органи і системи організму. В основі розвитку патологічних процесів з боку зазначених систем лежать складні механізми рефлекторних і нейрогуморальних порушень.

Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 6.4 (згідно ДСН 3.3.6.037-99 [53]).

Таблиця 6.4 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Рівень шуму в досліджуваному приміщенні відповідає встановленим нормам. В разі появи підвищеного рівня шуму, необхідно усунути або знизити його джерело. Це можна зробити за допомогою звукопоглинаючих матеріалів, які поглинають звукові хвилі, або шляхом раціонального планування приміщення, яке дозволить зменшити відбиття шуму від стін, стелі та підлоги.

6.2.5 Виробничі випромінювання

У разі дії на працівника електромагнітного поля, параметри якого перевищують граничнодопустимий рівень, можливі гострі та хронічні форми

порушення фізіологічних функцій його організму. Такі порушення виникають у результаті дії електричного складника ЕМП на нервову систему, а також на структуру кори головного та спинного мозку, серцево-судинну систему. Здебільшого, такі зміни в діяльності нервової та серцево-судинної системи мають зворотний характер. У результаті тривалої дії вони накопичуються, підсилюються з плином часу, але, як правило, зменшуються та зникають за умови припинення впливу та поліпшення умов праці.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань на робочому місці в процесі дослідження на тему «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур» наведені в таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
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:	
для дорослих користувачів	20кВ/м
для дітей дошкільних установ і що вчать	
середніх спеціальних і вищих учбових закладів	15кВ/м

Зменшення впливу електромагнітного випромінювання на працівника може бути досягнуто шляхом дотримання раціонального режиму роботи та відпочинку. Раціональний режим роботи та відпочинку включає в себе такі заходи: регулярні перерви в роботі (не менше 10 хвилин кожні 2 години), активний відпочинок та збалансоване харчування.

6.2.6 Психофізіологічні фактори

На трудову діяльність людини та її організм впливають обсяг сприймання і переробки інформації; фізичне, нервово-психологічне, розумове, емоційне перенавантаження; ритм і темп роботи; монотонність праці. Їх оцінювання дає змогу визначити ступінь і характер навантаження під час роботи, відповідність робочого місця і засобів праці анатомо-фізіологічним особливостям людини, встановити раціональні режими праці і відпочинку, облаштувати робочі місця, налагодити професійний добір та профорієнтацію тощо.

Оцінка психофізіологічних факторів під час дослідження на тему «Електрично керовані генератори з аналогами 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.

Робоча поза: періодичне перебування в незручній позі (робота з поворотом тулуба, незручним розташуванням кінцівок) та/або фіксованій позі (неможливість зміни взаєморозташування різних частин тіла відносно одна одної) до 25% часу зміни;

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 інформації з наступною корекцією дій та операцій;

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).

6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

6.3.1 Дія землетрусу на виробничі приміщення

Землетрус є найбільш небезпечне стихійне лихо і являє собою підземні удари (поштовхи) і коливання земної поверхні, викликані природними причинами. При землетрусі величезної сили енергія поширюється у вигляді пружних природних хвиль. Землетрус може тривати від кількох секунд до кількох діб.

Критерієм стійкості виробничих приміщень в умовах дії землетрусу є його інтенсивність, яка вимірюється в балах за шкалою МСК, в залежності від якої можна визначити ступінь руйнування споруд.

Область виникнення підземного поштовху є осередком землетрусу, в межах якого здійснюється процес виділення накопиченої енергії у вигляді повздовжніх і поперечних пружних сейсмічних хвиль. Наслідки сильних землетрусів по ступені зруйнувань будинків, споруд і ураженню людей

можна зрівняти з наслідками ядерного вибуху [57]. Тому дуже велике значення надається заходам по прогнозуванню землетрусів.

6.3.2 Оцінка стійкості роботи виробничого приміщення в умовах дії землетрусу

Вихідні дані: $M = 8$ балів; $h = 10$ км; $R = 380$ км; $V_{np} = 6$ км/с; $V_{нов} = 1$ км/с.

Визначаємо енергію землетрусу за формулою (6.1)

$$E = 10^{5,24+1,44M} \text{ [Дж];} \quad (6.1)$$

$$E = 10^{5,24 + 1,44 \cdot 8} = 57543993733715000 \text{ (Дж)}.$$

Знаходимо інтенсивність землетрусу (6.2)

$$I_R = 1,5M - 3,5 \lg \sqrt{R^2 + h^2} + 3 \text{ [бала];} \quad (6.2)$$

$$I_R = 1,5 \cdot 8 - 3,5 \lg \sqrt{380^2 + 10^2} + 3 = 5,95 \text{ (бала)}.$$

Оскільки $I_R = 5,95$ бала, то виробниче приміщення отримає слабкі руйнування.

Визначимо час приходу повздовжніх хвиль (6.3)

$$t_{II} = \frac{\sqrt{R^2 + h^2}}{V_{II}} \text{ [с];} \quad (6.3)$$

$$t_{II} = \frac{\sqrt{380^2 + 10^2}}{6} = 63,36 \text{ (с)}.$$

Знайдемо час приходу поверхневих сейсмічних хвиль (6.4)

$$t_{\tau} = \frac{h}{V_{PP}} + \frac{R}{V_{ПОВ}} \text{ [с];} \quad (6.4)$$

$$t_{\tau} = \frac{10}{6} + \frac{380}{1} = 381,67 \text{ (с).}$$

6.3.3 Розробка превентивних заходів з підвищення стійкості роботи в умовах дії НС

Прогнозування землетрусів може бути довгостроковим і короткостроковим. Воно здійснюється мережею сейсмічних станцій. Предвісниками землетрусів є ріст малих поштовхів, підйом води в свердловинах, деформація поверхні землі, підвищення рівня радіації (за рахунок радону), незвичайна (неспокійна) поведінка тварин і птахів.

Попередні заходи захисту від землетрусу включають:

- сейсмостійке будівництво;
- підготовку служб спасіння і ліквідації наслідків;
- нейтралізація джерел підвищеної небезпеки;
- навчання населення правилам поведінки під час землетрусу;
- наявність в кожному будинку (квартирі) аптечок першої медичної допомоги;
- закріплення в будинках столів, шаф і інш.

З початку землетрусу люди, люди що перебувають в будинку до 2-х поверхів, повинні негайно залишити приміщення і вийти на відкрите місце (за 25 – 30 с.). При неможливості залишити приміщення, стати в перерізі дверей, капітальних внутрішніх стін, вимкнути світло, газ. Після припинення підземних поштовхів покинути приміщення (ліфтом користуватись заборонено). Далі треба приступити до рятування людей.

ВИСНОВКИ

Котушки індуктивності відіграють важливу роль у комунікаційних системах, таких як генератори з керованою напругою, радіочастотні приймачі, малошумні підсилювачі, схеми генерації тактових імпульсів тощо, і продуктивність цих схем значною мірою залежить від різних параметрів котушок індуктивності, таких як настроюваність, добротність, споживання площі кремнію і т.д. Як наслідок, перед тим, як використовувати індуктори в різних схемах, необхідно було проаналізувати, які вимоги пред'являються до бажаного пристрою. Наприклад, якщо треба розробити генератор, керований напругою, то для ефективної роботи потрібно вставити котушку індуктивності з хорошою добротністю. Споживана потужність, частотний діапазон також є важливими параметрами для практичних радіочастотних застосувань, площа займана елементом. Оскільки частотний діапазон, перестроюваність і енергоспоживанням котушок є важливими параметрами, було прийнято рішення працювати з активним індуктором, а не спіральним. Були наведені основні характеристики активних індукторів, параметри керованих напругою генераторів.

Наведено базову реалізацію активної індуктивності на МОН транзисторах, порівняні різні топології. Були розглянуті критерії Баркгаузена, так у генераторі що керується напругою для забезпечення достатньо великого фазового зсуву, потрібні два підсилювачі із загальним витокком (вони працюють як від'ємний резистор), з'єднані «спина до спини» з навантаженнями у вигляді LC контурів, таким чином буде виконуватися баланс фаз і баланс амплітуд, коливання стануть незатухаючими, активний індуктор був виконаний по схемі Ліанга. Також увага приділяється роботі вже існуючих ГКН на активних індукторах. В четвертому розділі проводиться розробка та дослідження моделі генератора.

Запропонований ГКН демонструє частоту коливань від 1,198 ГГц до 3,7 ГГц при зміні напруги керування від 0,3 В до 0,9 В. Діапазон регулювання

становить 100,5%, а фазовий шум складає від -78,5 дБн/Гц до -76,24 дБн/Гц у всьому діапазоні регулювання. Розсіювана потужність постійного струму становить від 1,06 мВт до 2,60 мВт, напруга живлення дорівнює 1 В, зміщення для отримання джерел струму 0,5 В. Споживання енергії постійного струму дуже низьке, що є однією з основних переваг запропонованого ГКН. Він забезпечує диференціальну вихідну потужність від 1,261 дБм до -5,334 дБм, зі збільшенням частоти налаштування. Моделювання проводилося у середовищі Cadence 6.16.

У економічній частині наведено викладки які показують що рівень наукового ефекту роботи є середній, а дослідження є актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи більше одиниці, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

В останньому розділі проаналізовані технічні рішення щодо безпечного виконання роботи для досліджень, виконано організаційно-технічні та санітарно-гігієнічні заходи. Також було досліджено стійкість роботи в умовах впливу загрозливих чинників надзвичайної ситуації. Із дослідження впливу землетрусу на стійкість роботи виробничого приміщення можна зробити висновок, що виробниче приміщення отримає слабкі руйнування. Тому розроблено превентивні заходи з підвищення безпеки роботи в умовах дії НС.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Fei Yuan. CMOS Active Inductors and Transformers: Principle, Implementation, and Applications, New York: Springer, 2008, 300 p.
2. Astro B.R. A PVT Compensated Active Inductor Based VCO on SOI CMOS Technology. National Institute for Astrophysics, Optics and Electronics, Tonantzintla, 2011, 123 p.
3. Md. Ahsanul K.B., Omar F, Md. Monjur M.S., Design and Performance Analysis of Active Inductor Based Voltage Controlled Oscillator in 90nm CMOS Process for Wireless Applications. Military institute of science and technology (MIST), Bangladesh, 2017, 123 p.
4. Хльоба А.А., Семенов А.О. Генератор керований напругою на основі активного індуктора Ліанга. IX Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПІРН-2023). 2023.
5. Semenov A. O., Stalchenko O. V., Voitsekhovska O. O., Khloba A. A. Synthesis of a device for remote control of a video camera using the LANC protocol. Systems and Technologies, 65(1), 131-140. 2023.
6. Semenov A. O., Semenova O.O., Voitsekhovska O. O., Khloba A. A. Diagnostic device for gas-filled devices for visual reproduction of the information. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського Серія: Технічні науки Том 34 (73) № 2 2023 Частина 1, 2023, С. 110-116.
7. Prytula M.O., Khloba A.A., Shurkhal M.Y. Analysis of anti-drone systems; Modern Engineering and Innovative Technologies, 1(26-01), 20–26. 2023.
8. Семенов А.О., Пінаєв, Б.О, Хльоба, А.А, Шурхал М.Ю. Мікроелектронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. Measuring and computing devices in technological processes, (3), 206–217. 2023.

9. Semenov A. O., Andreienkov M.A., Khloba A.A., Shurkhal M.Y. Development of a 150 w linear laboratory power supply unit. Measuring and computing devices in technological processes, (5), 2023.
10. Хльоба А.А., Дембіцька С.В. Вдосконалення управління безпекою праці в галузі радіотехніки. 27-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті. Зб. матеріалів форуму. Т. 2. Харків: ХНУРЕ. 2023. С. 156-157.
11. Хльоба А.А., Семенов А.О. Аналіз газорозрядних засобів візуального відтворення інформації. Тези XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології» Житомир, 30–31 березня 2023 р., С. 135-137.
12. Хльоба А.А., Томчук М.А. Діяльність структур охорони праці у США; Матеріали ЛІІ науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2023). 2023. С. 1017-1011.
13. Семенов А.О., Донський О.В., Хльоба А.А. Дослідження потужності WI-FI годинника; The 12 th International scientific and practical conference «Science and innovation of modern world». Cognum Publishing House, London, United Kingdom. 2023. 92-98.
14. Семенов А.О., Донський О.В., Хльоба А.А. Аналізатор спектра звукового сигналу на базі АТМЕГА8. The 6th International scientific and practical conference «Modern problems of science, education and society» SPC “Sciconf.com.ua”, Kyiv, Ukraine. 2023. 175-181.
15. 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.
16. 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

17. 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.
18. B. D. H. Tellegen, The gyrator: a new electric network element, *Phillips Research Reports*, no. 3, pp. 81-101, 1948.
19. Grzegorz Szczepkowski. Analysis and Design of Wideband Voltage Controlled Oscillators using Self-Oscillating Active Inductors. Department of Electronic Engineering National University of Ireland, Ireland, 2010, 299 p.
20. A. Filipkowski, *Układy Elektroniczne Analogowe i Cyfrowe*. Warsaw: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 2006.
21. M. Ismail, R. Wassenaar, W. Morrison, A high-speed continuous-time band-pass VHF filter in MOS technology, *Circuits and Systems*, 1991., *IEEE International Symposium on*, vol. 3, Jun. 1991, pp. 1761-1764.
22. H. Xiao, R. Schaumann, W. R. Daasch, P. K. Wong, B. Pejcinovic, A radio-frequency CMOS active inductor and its application in designing high-Q filters, *Circuits and Systems*, 2004. *ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, vol. 4, pp. 197-200.
23. R. Kaunisto, Monolithic active resonator filters for high frequencies, Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, Nov. 2000.
24. B. Razavi, *RF Microelectronics*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1998.
25. Y. T. Wang Y. T. and A. A. Abidi, CMOS active filter design at very high frequencies, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 6, pp. 1562-1574.
26. A. A. Abidi, Noise in active resonators and the available dynamic range, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 296-299.
27. P. Gray, P. Hurst, S. Lewis, and R. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. New York: Wiley, 2008.

28. Y. T. Wang A. A. Abidi, CMOS active filter design at very high frequencies, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 6, pp. 1562-1574.
29. E. Hegazi and A. A. Abidi, Varactor characteristics, oscillator tuning curves, and AM-FM conversion, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 6, pp. 1033-1039.
30. A. Thanachayanont and S. Ngow. "Class AB VHF CMOS active inductor". In *Proc. IEEE Mid-West Symp. Circuits Syst.*, volume 1, pages 64–67, Aug. 2002.
31. H. Xiao and R. Schaumann. "A 5.4-GHz high-Q tunable active-inductor bandpass filter in standard digital CMOS technology". *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 51(1):1–9, Apr. 2007.
32. Faruqe, O., Saikat, Md. M. M., Bulbul, Md. A. K., & Amin, Md. T. (2017). Comparative analysis and simulation of active inductors for RF applications in 90 nm CMOS. 3rd International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT). <https://doi.org/10.1109/eict.2017.8275233>
33. Dhuri R. S. Design of CMOS Active Inductors and their use in tuned narrowband and wideband-extension Low Noise Amplifier. Final Year Project. Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona. 2014. 81 p.
34. K. Manetakis, S. M. Park, A. Payne and S. Setty and A. Thanachayanont and C. Toumazou, Wideband CMOS analog cells for video and wireless communications, in *Proceedings of Third International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, Rodos, Greece, Greece, 1996, pp. 227-230
35. K. H. LIANG, C. C. HO, C. W. KUO and Y. J. CHAN, CMOS RF Band-Pass Filter Design Using the High Quality Active Inductor, *IEICE TRANSACTIONS on Electronics*, vol. E88-C, no. 12, pp. 2372-2376, Dec. 2005
36. Faruqe, O., & Amin, M. T. (2023). Active Inductor with Feedback Resistor Based Voltage Controlled Oscillator Design for Wireless Applications. In *International Journal of Electronics and Telecommunications*. Polish Academy of Sciences Chancellery. <https://doi.org/10.24425/ijet.2019.126283>

37. U. Rohde, A. K. Poddar, and G. Boeck, *The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications*. London: J. Wiley, 2005.
38. Y. Wu, M. Ismail, and H. Olsson. "CMOS VHF/Rf CCO based on active inductors". *IEE Electronics Letters*, 37(8):472–473, Apr. 2001.
39. 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.
40. 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.
41. L. Lu, H. Hsieh, and Y. Liao. "A wide tuning-range CMOS VCO with a differential tunable active inductor". *IEEE Trans. on Microwave Theory Appl.*, 54(9):3462–3468, Sept. 2006.
42. Faruqe, O., Lim, A. I., & Amin, M. T. (2020). Tunable active inductor based VCO and BPF in a single integrated design for wireless applications in 90 nm CMOS process. In *Engineering Reports (Vol. 2, Issue 8)*. Wiley.
43. D. Leeson. "A simple model of feedback oscillator noise spectrum". *Proceedings of IEEE*, 54(2):329–330, Feb. 1966.
44. M. B. I. Reaz, M. A. M. Ali, T. G. Chang, and J. Jalil, "A Low Power 3-Stage Voltage-Controlled Ring," *Elektronika Ir Elektrotehnika*, vol. 19, no. 8, 2013.
45. Razavi B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Second Edition. University of California, Los Angeles. 2015. 801 p.
46. Meena A. Implementation and design Low power VCO. *IJSRD - International Journal for Scientific Research & Development*| Vol. 1, Issue 2, 2013, pp. 361-366
47. Sylvain B. Conception de VCO millimétriques à basé de lignes de transmission à ondes lentes. Thèse dirigée. Docteur de la communauté université Grenoble Alpes. 2016. 135 p.

48. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

49. 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: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=58074

50. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028

51. 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

52. 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

53. 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>

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

55. 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_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php

56. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

57. Сакевич В. Ф. Основи розробки питань цивільної оборони в дипломних проектах / В. Ф. Сакевич. – Вінниця : ВДТУ, 2001. – 109 с.


Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

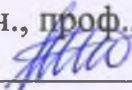
ЕЛЕКТРИЧНО КЕРОВАНІ ГЕНЕРАТОРИ З АНАЛОГАМИ АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Хльоба А.А.
(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

«16» 12 2023 р.

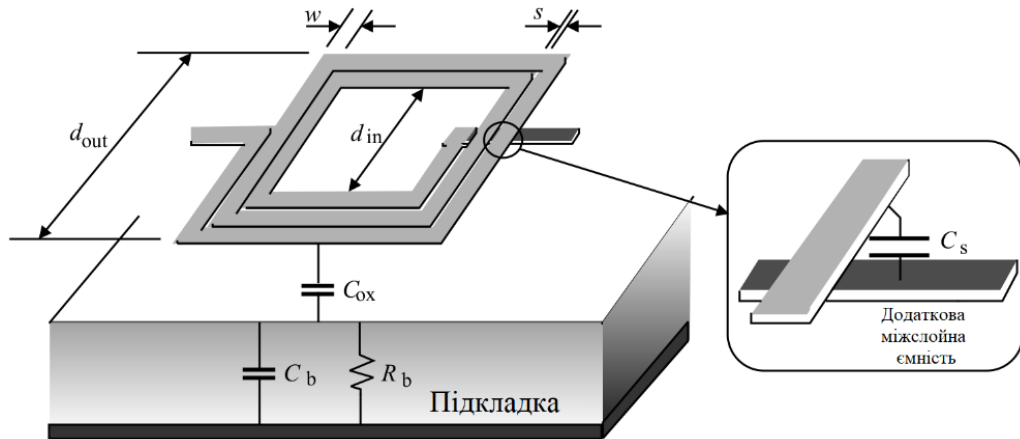


Рисунок 1 - Плоска спіральна котушка індуктивності квадратної форми
(w - ширина спіралі, а s - відстань між витками спіралі)

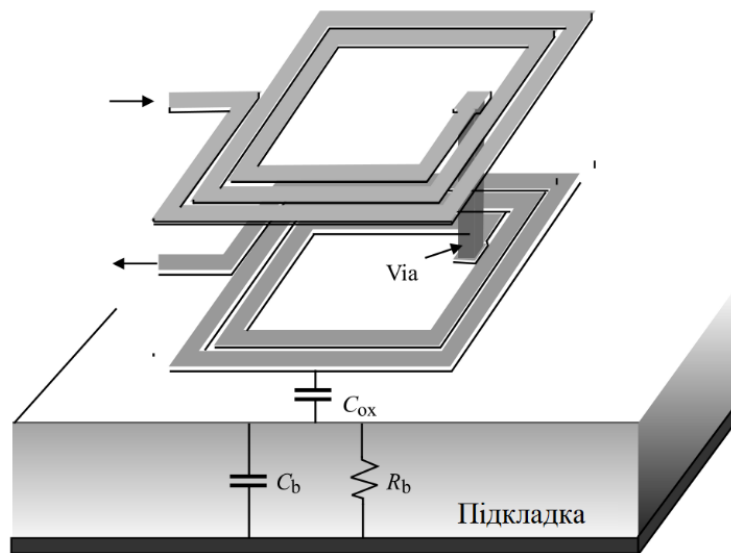


Рисунок 2 - Спіральні котушки індуктивності квадратної форми

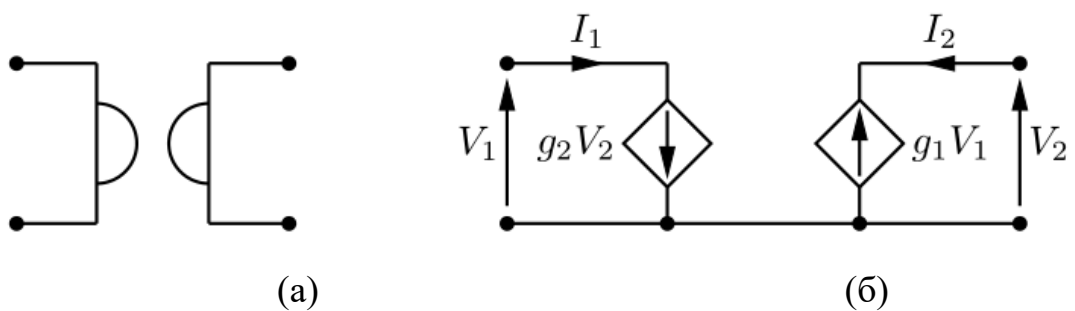


Рисунок 3 - Гіратор: (а) символ, (б) схема

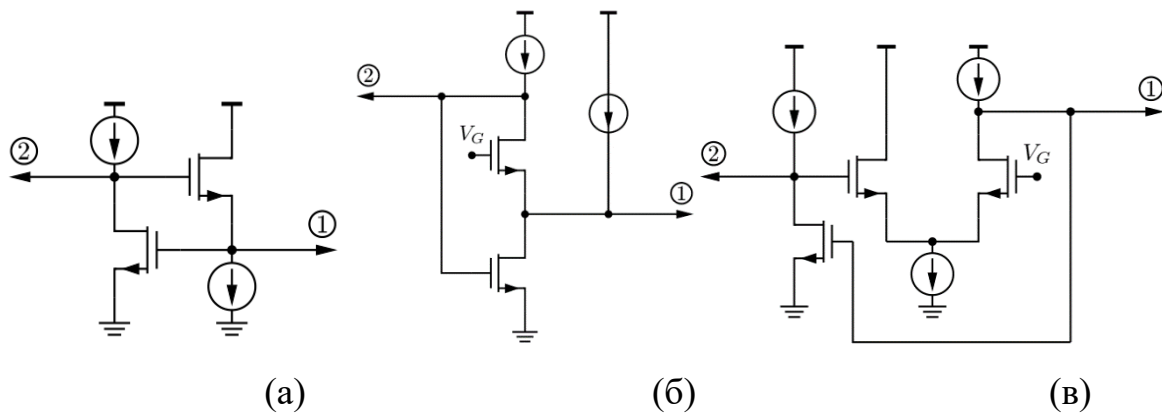


Рисунок 4 - Найпоширеніші реалізації КМОН-гіратора із заземленням:
 (а) спільний витік - спільний стік, (б) спільне витік - спільний затвор, (в)
 спільне витік - двокаскадний підсилювач [22]

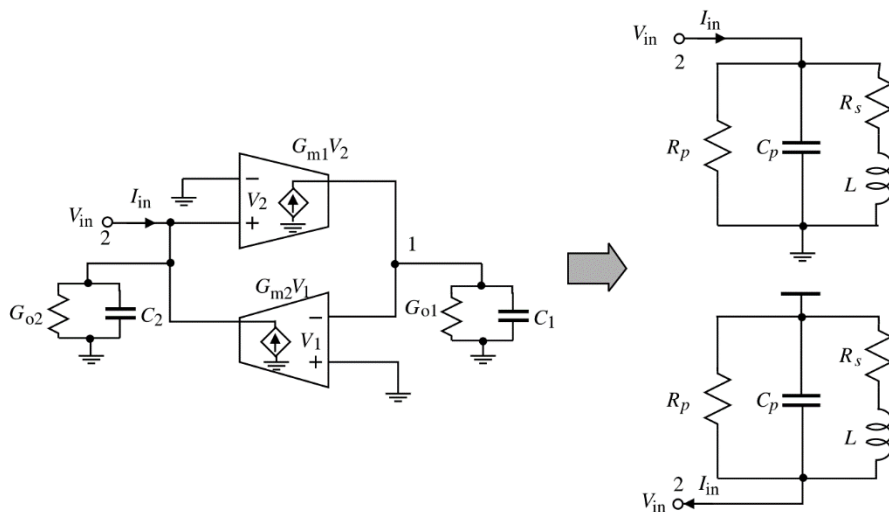


Рисунок 5 - Активна котушка індуктивності з заземленим гіратор-С з
 втратами [1]

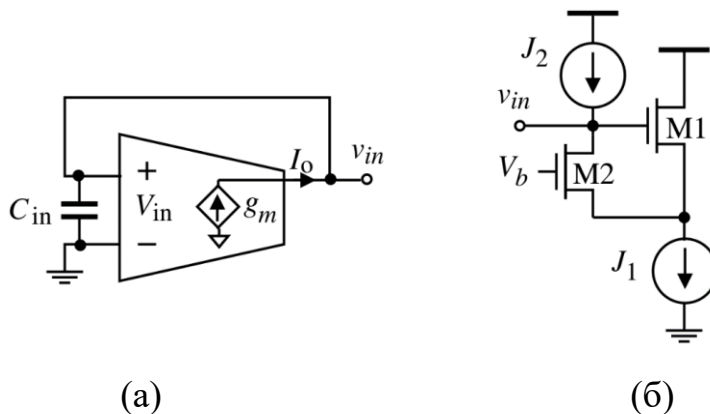


Рисунок 6 – Несиметричні ланцюги з від'ємним опором, структурна схема (а),
 реалізація схеми (б)

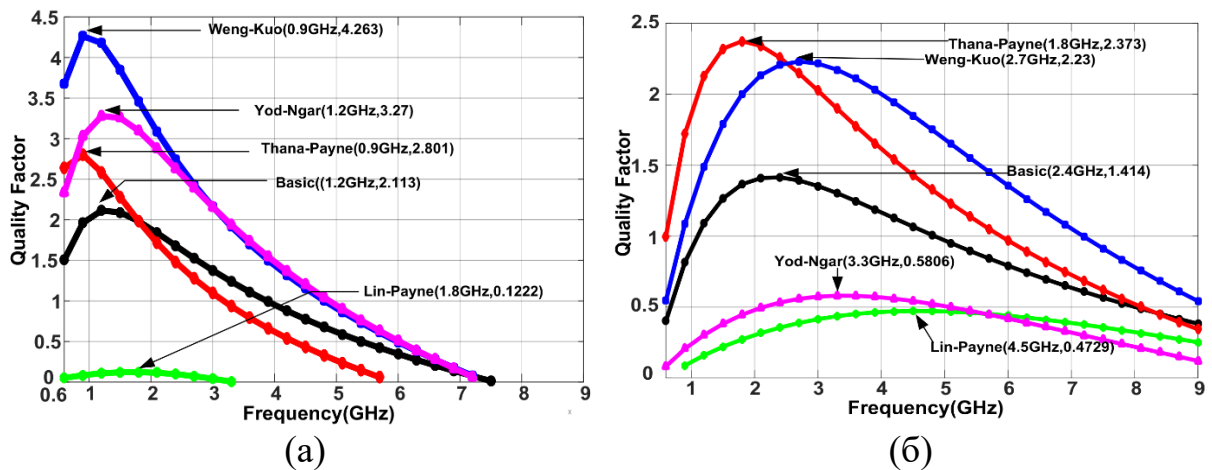


Рисунок 7 - Зміна добротності з частотою для різних моделей: з джерелом струму (а), з насиченим МОН-транзистором як джерелом струму (б)

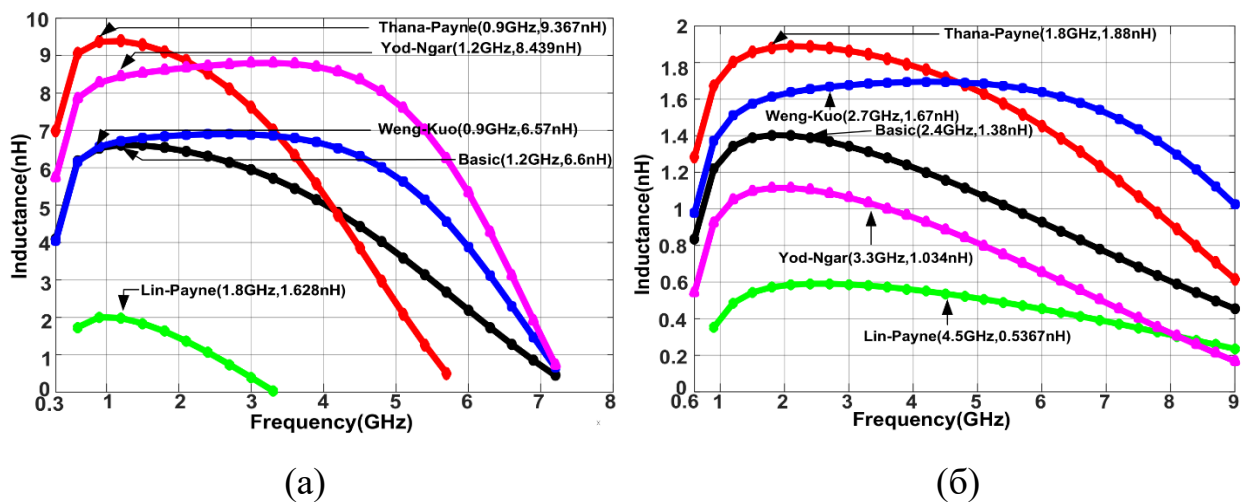


Рисунок 8 - Зміна індуктивності з частотою для різних моделей: з джерелом струму (а), з насиченим МОН-транзистором як джерелом струму (б)

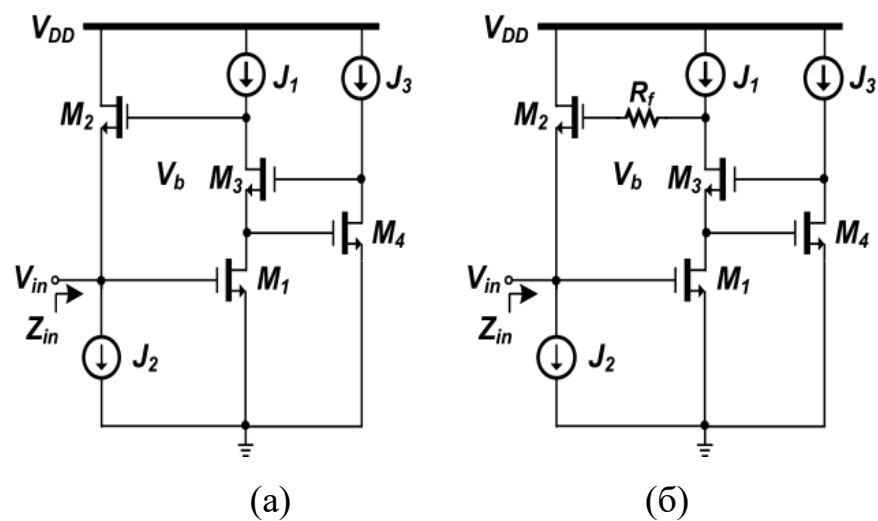


Рисунок 9 – Модифікована активний індуктор Венг Куо (а), активний індуктор Ліанга (б) [36]

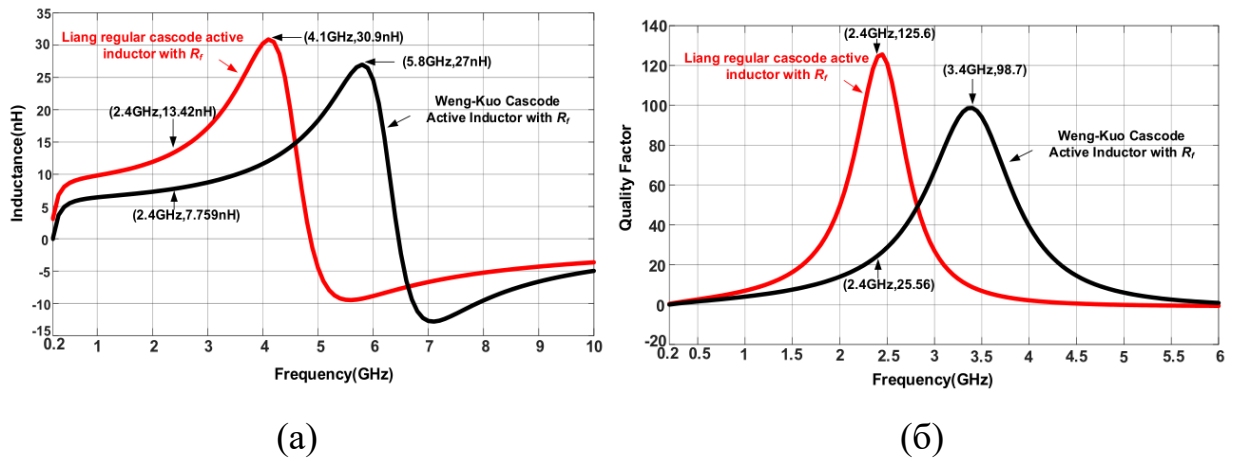


Рисунок 10 - Графік залежності індуктивності (а) і добротності (б) від частоти [36]

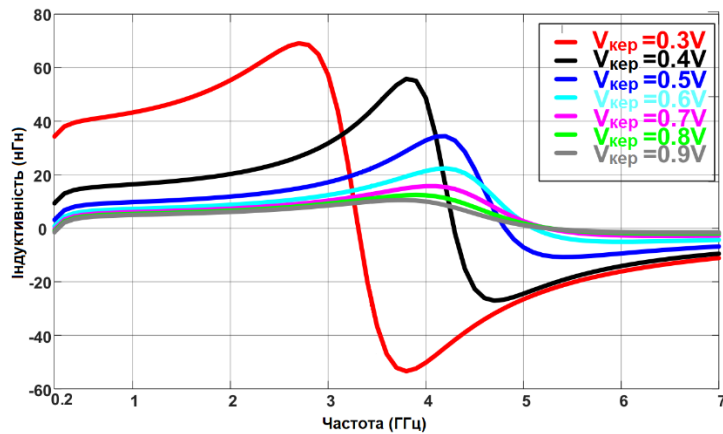


Рисунок 11 - Зміна індуктивності при зміні напруги керування елемента M_6

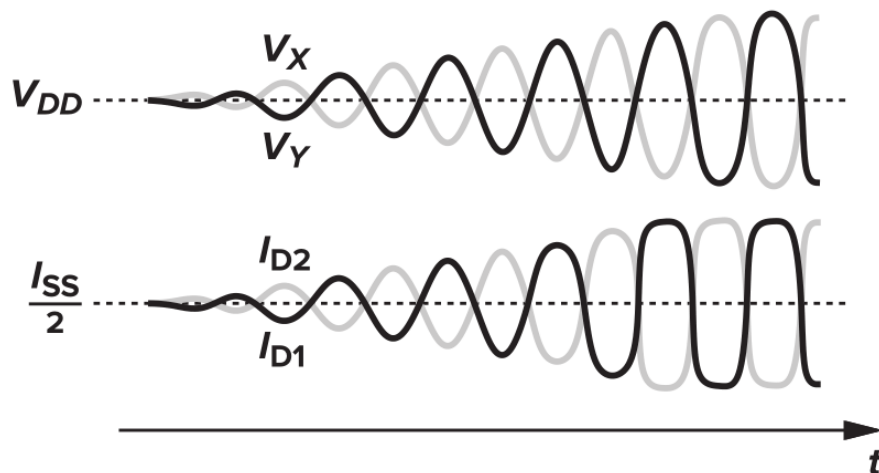


Рисунок 12 – Графік зміни струму і напруги у точках V_X і V_Y

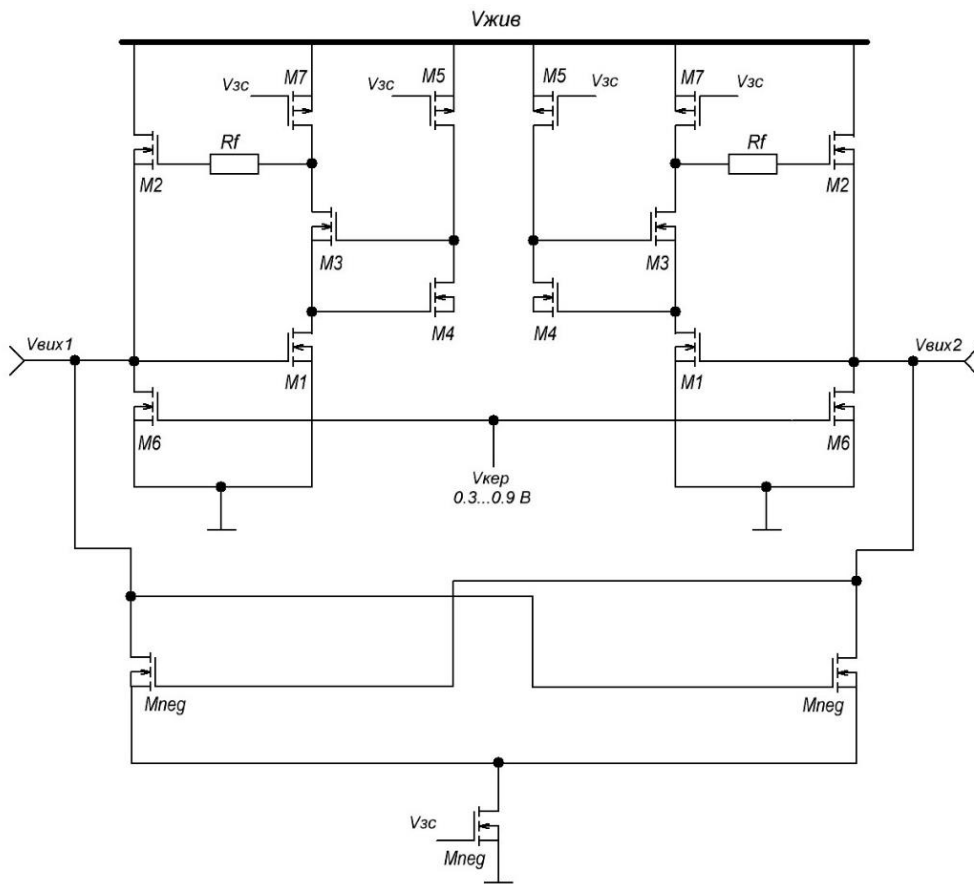


Рисунок 13 – Запропонована схема ГКН

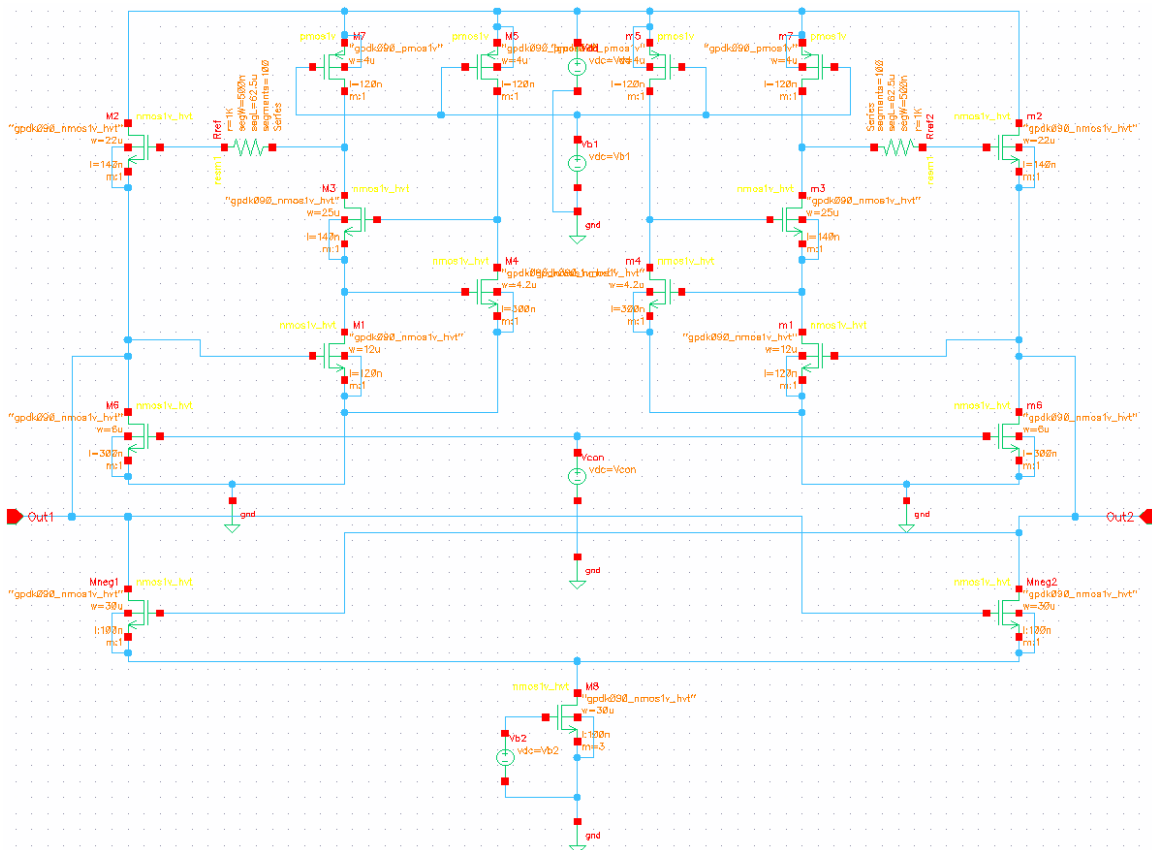


Рисунок 14 – Зібрана схема у програмі Cadence 6.16

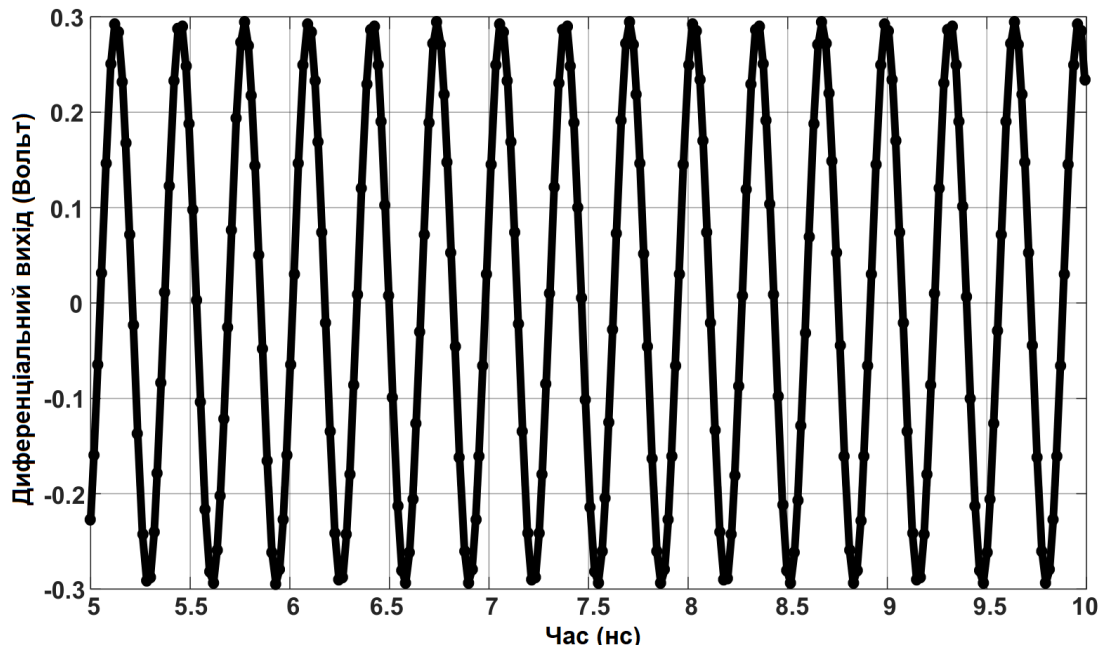


Рисунок 15 – Диференціальне вихідна напруга при $V_{кер} = 0,6 \text{ В}$

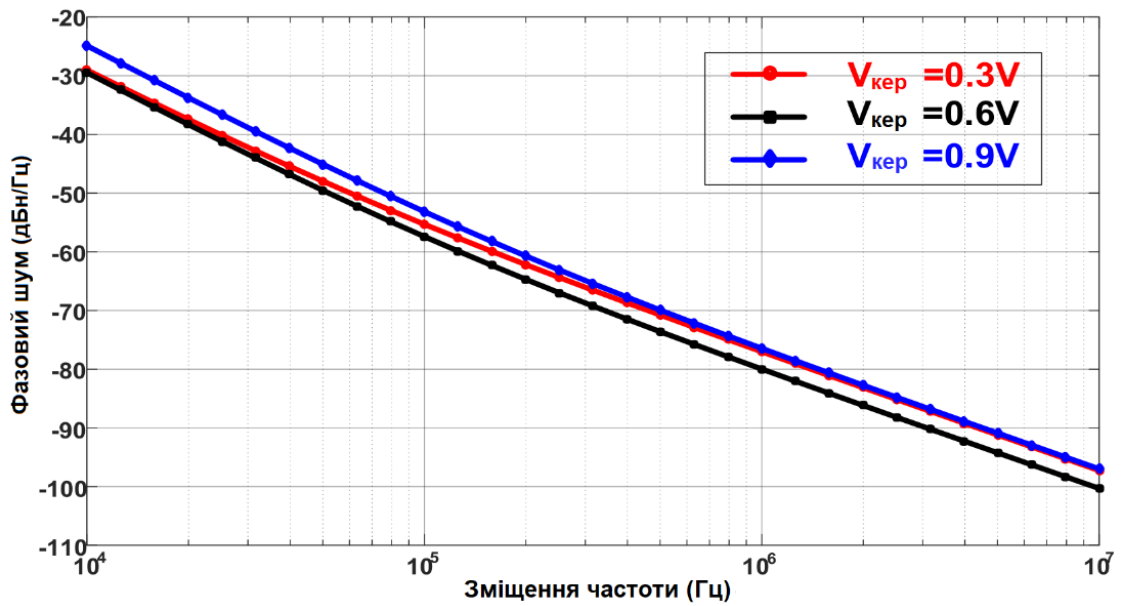


Рисунок 16 – Графік залежності фазового шуму від частотного зсуву при різних напругах налаштування

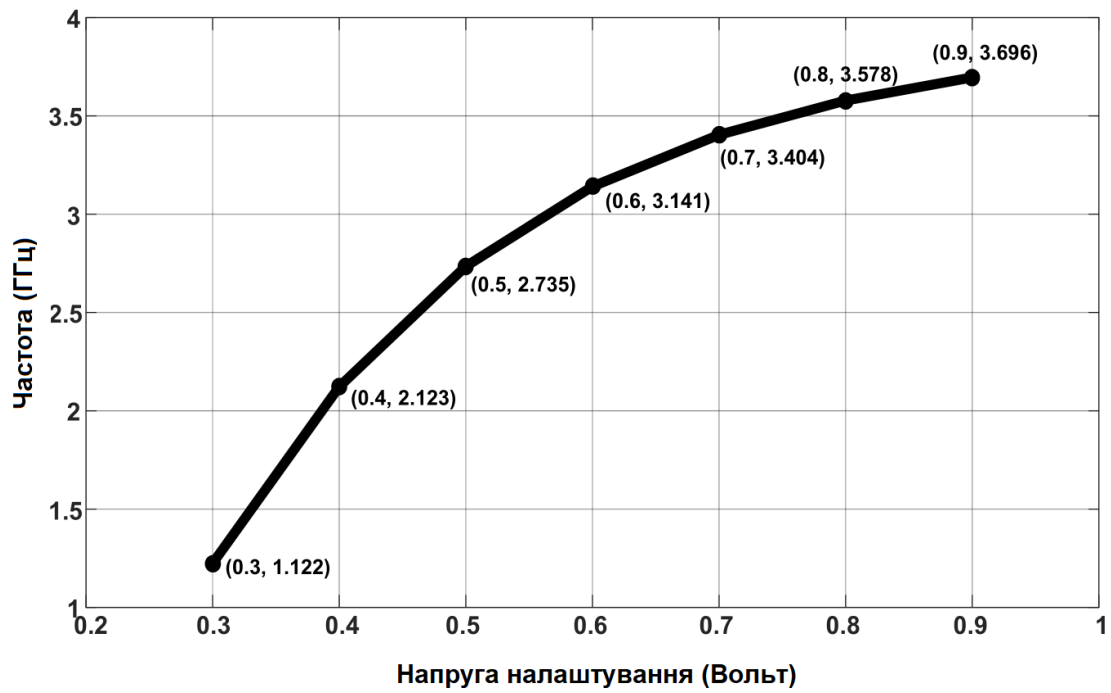


Рисунок 17 – Графік залежності частоти ГКН від напруги налаштування

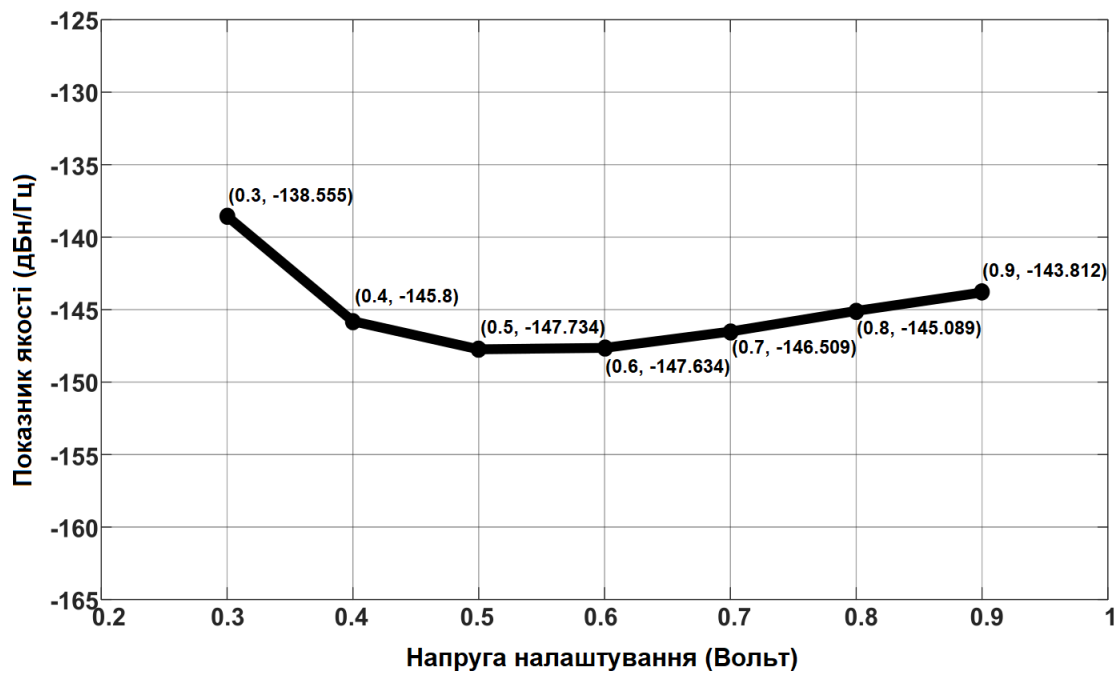


Рисунок 18 – Графік залежності показника якості генератора від напруги налаштування

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
ЕЛЕКТРИЧНО КЕРОВАНІ ГЕНЕРАТОРИ З АНАЛОГАМИ
АКТИВНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ
НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР

**ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ**

Назва роботи: «Електрично керовані генератори з аналогами активної індуктивності на основі напівпровідникових структур»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра ІРТС
(кафедра, факультет)

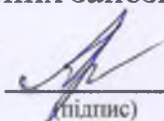
Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 98,63% Схожість 1,37%

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.

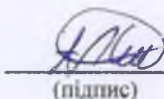
Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Звягін О.С.
(прізвище, ініціали)

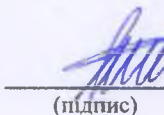
Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Хльоба А.А.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.
(прізвище, ініціали)