

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра радіотехніки

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

## **Пояснювальна записка**

до магістерської кваліфікаційної роботи

«Магістр»

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: **«ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ  
МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З  
ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи ТКР-18м з/в  
спеціальності 172 – Телекомунікації  
та радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Савчук П. П.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доцент каф. РТ

Гаврілов Д. В.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., проф., зав каф. ТКСТБ

Бортник Г. Г.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Вінниця ВНТУ - 2020 рік

Вінницький національний технічний університет  
 Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем  
 Кафедра Радіотехніки  
 Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр  
 Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка  
 (шифр і назва)

**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
 Завідувач кафедри РТ  
 д.т.н., професор О.В. Осадчук  
 “\_\_” \_\_\_\_ 20\_\_ року

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

Савчуку Павлу Петровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Діапазонні та реактивні властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології»

керівник роботи Гаврілов Дмитро Володимирович, к.т.н., доцент

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

затвержені наказом вищого навчального закладу від “06” 03 2020 року №76

2. Строк подання студентом роботи 15.06.2020 року

3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот: стандарту IEEE 802.11a/b/g для смуг 2,4 ГГц і 5 ГГц, стандарту HiperLINK для смуги на частоті 17 ГГц; діапазон зміни напруги керування +0,1 В..+1,8 В; номінальна напруга живлення +3,3 В; електроспоживання не більше 3,5 мВт; рівень фазових шумів не більше -110 дБ; коефіцієнт якості генератора FOM не менше 190 дБ; технологія інтегральної схемотехніки CMOS.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): застосування в засобах телекомунікацій мікрохвильових генераторів колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології; мікрохвильові генератори колпітца побудовані використанням CMOS інтегральної технології для WLAN-додатків; розроблення та дослідження мікрохвильових генераторів Колпітца з активною індуктивністю побудованих з використанням CMOS інтегральної технології; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): архітектура інфокомунікаційної системи; Блок-схема дводіапазонного трансівера; Базові електричні схеми CMOS мікрохвильових генераторів Колпітца; Схеми реалізація каскадів дводіапазонного трансівера побудованого з використанням CMOS інтегральної технології; Мікрохвильовий диференціальний NMOS ГКН Колпітца; Результати досліджень мікрохвильового диференціального NMOS ГКН Колпітца; Мікрохвильові генераторів Колпітца за CMOS інтегральною технологією із використанням перемикальної конденсаторної батареї; Електричні схеми ГКН Колпітца з активною індуктивністю побудованих за CMOS інтегральною технологією.

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	к.т.н., доцент Гаврілов Д. В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.т.н., доцент Адлер О. О.		

7. Дата видачі завдання 02.01.2020 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	06.01.2020-20.01.2020	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	21.01.2020-24.02.2020	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	25.02.2020-06.03.2020	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	07.03.2020-23.03.2020	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	24.03.2020-07.04.2020	
6.	Розділ моделювання	08.04.2020-13.04.2020	
7.	Розробка графічної частини МКР	14.04.2020-28.04.2020	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	29.04.2020-11.05.2020	
9.	Охорона праці (ОП)	12.05.2020-19.05.2020	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	20.05.2020-03.06.2020	
11.	Нормоконтроль	04.06.2020-08.06.2020	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	09.06.2020-15.06.2020	
13.	Захист МКР ЕК	16.06.2020	

Студент

\_\_\_\_\_

(підпис)

Савчук П. П.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_

(підпис)

Гаврілов Д. В.

**РЕФЕРАТ**

УДК 621.38

Савчук П. П. Діапазонні та реактивні властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – 149 с.

На українській мові. Бібліогр.: 90 назв. Рис.: 58. Табл.: 26.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено теоретичні, модельні та експериментальні дослідження діапазонних і реактивних властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

Досліджено схемні варіанти мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології. Розроблено та досліджено повністю інтегрований приймач прямого перетворення 802.11a/b/g на 0,18-мкм CMOS-технології для частот 2,4 ГГц і 5,0 ГГц. За допомогою математичного та комп'ютерного моделювання досліджено динамічні режими автоколивної системи, механізми виникнення автоколивальних режимів. Досліджено режими автоколивань залежно від параметрів схеми мікрохвильових генераторів Колпітца з активною індуктивністю побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

У роботі проведено розрахунки економічної частини, а також розділу охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: мікрохвильовий генератор, генератор Колпітца, діапазонні властивості, реактивний опір, CMOS інтегральна технологія.

## ABSTRACT

Savchuk P. P. Range and reactive properties of the microwave generator of a Colpitts built with the use of CMOS integral technology. Master's qualification work. – Vinnytsya, VSTU, 2020. – 149 pages.

In Ukrainian language. Refs.: 90 titles. Figs.: 58. Tables: 26.

Theoretical, model and experimental studies of range and reactive properties of Colpitts microwave generators built using CMOS integrated technology were carried out in the master's qualification work.

Circuit variants of the microwave generator of a copitz built with use of CMOS integrated technology are investigated. A fully integrated 802.11a / b / g direct conversion receiver at 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology for 2.4 GHz and 5.0 GHz frequencies was developed and investigated. With the help of mathematical and computer modeling the dynamic modes of autofluid system, mechanisms of auto oscillating modes appearance were investigated. Auto oscillation modes depending on the parameters of the microwave generator scheme with active inductance built using CMOS integral technology are investigated.

The calculations of the economic part, as well as the section on labor and safety in emergency situations, were carried out.

Keywords: microwave oscillator, Colpitts oscillator, range properties, reactive resistance, CMOS integrated technology.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	9
<b>1 ЗАСТОСУВАННЯ В ЗАСОБАХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ</b> .....	13
1.1 Дводіапазонний 5,15-5,35 ГГц, 2,4-25 ГГц 0,18-мкм CMOS-приймач для бездротової локальної мережі 802.11a/b/g.....	13
1.2 Схемна реалізація каскадів дводіапазонного трансівера побудованого з використанням CMOS інтегральної технології.....	16
1.3 Дослідження мікрохвильових генераторів Колпінца діапазонів 2,6 ГГц і 4,9 ГГц побудованих з використанням CMOS інтегральної технології .....	21
1.4 Мікрохвильові диференціальні генератори за схемою Колпінца з вико- ристанням витокових включень CMOS, з'єднаних із корпусом.....	23
1.5 Результати експериментальних досліджень мікрохвильового диференціального генератора Колпінца побудованого з використанням CMOS інтегральної технології .....	27
1.6 Висновки до 1-го розділу.....	31
<b>2 МІКРОХВИЛЬОВІ ГЕНЕРАТОРИ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ WLAN-ДОДАТКІВ</b> .....	33
2.1 Структурна схема синтезаторів частоти із застосуванням ГКН.....	33
2.2 Діапазонні властивості LC-ГКН.....	34
2.3 ГКН із перемикальними конденсаторами .....	37
2.4 Схемне рішення мікрохвильових генераторів Колпінца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.....	39
2.5 Результати моделювання .....	43
2.6 Мікрохвильовий генератор Колпінца побудований методом підвищеної транскондуктивності з використанням CMOS інтегральної технології .....	46
2.7 Висновки до 2-го розділу.....	58

<b>3 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА З АКТИВНОЮ ІНДУКТИВНІСТЮ ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ.....</b>	<b>59</b>
3.1 Огляд сучасних MOS-транзисторних схемних рішень активної індуктивності на основі гіраторів .....	59
3.2 Результати математичного моделювання MOS-транзисторних схемних рішень активної індуктивності на основі гіраторів.....	65
3.3 Мікрохвильовий генератор Колпітца з активною індуктивністю побудований з використанням CMOS інтегральної технології.....	69
3.4 Висновки до 3-го розділу.....	76
<b>4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ДОСЛІДЖЕННЯ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) ДІАПАЗОННИХ ТА РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА, ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ.....</b>	<b>78</b>
4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.....	78
4.2 Визначення рівня якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.....	80
4.3 Визначення конкурентоспроможності дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.....	84
4.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи .....	85
4.5 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.....	93

	10
4.6 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності.....	95
<b>5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....</b>	<b>98</b>
5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія .....	98
5.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження .....	105
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	107
5.4 Висновки до розділу .....	113
<b>ВИСНОВКИ .....</b>	<b>114</b>
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....</b>	<b>117</b>
Додаток А (обов'язковий). Технічне завдання .....	127
Додаток Б (обов'язковий). Архітектура інфокомунікаційної системи .....	134
Додаток В (обов'язковий). Блок-схема дводіпазонного трансівера.....	136
Додаток Д (обов'язковий). Базові електричні схеми CMOS мікрохвильових генераторів Колпітца .....	138
Додаток Е (обов'язковий). Схемна реалізація каскадів дводіпазонного трансівера побудованого з використанням CMOS інтегральної технології .....	140
Додаток Ж (обов'язковий). Мікрохвильовий диференціальний NMOS ГКН Колпітца.....	142
Додаток К (обов'язковий). Результати досліджень мікрохвильового диференціального NMOS ГКН Колпітца .....	144
Додаток Л (обов'язковий). Мікрохвильові генераторів Колпітца за CMOS інтегральною технологією із використанням перемикальної конденсаторної батареї .....	146
Додаток М (обов'язковий). Електричні схеми ГКН Колпітца з активною індуктивністю побудованих за CMOS інтегральною технологією .....	148



## ВСТУП

### *Актуальність теми.*

Впровадження нових стандартів WLAN, таких як IEEE 802.11a і недавно прийнятий IEEE 802.11g, заснований на мультиплексуванні з ортогональним поділом частоти (OFDM), створює значні проблеми при впровадженні на сучасній базі пристроїв радіотехніки. Потрібно забезпечити низький рівень внутрішніх фазових шумів, високу лінійність і точне квадратурне узгодження [1]. Потреба в недорогих системах привела до появи рішень, заснованих на таких процесах, як CMOS технологія (КМОН – комплементарна метал-окисл напівпровідникова технологія) [2] - [4]. Крім того, майбутні інфокомунікаційні та радіоінформаційні системи повинні бути економічно конкурентоспроможними і сумісними з вже створеною базою користувачів діапазону 2,4 ГГц стандарту IEEE 802.11b, що призводить до необхідності використання багатостандартних дводіапазонних радіоприймачів [5], [6].

CMOS-генератори з регулюванням напруги (ГКН) також є невід'ємною частиною недорогих радіочастотних (РЧ) приймачів. Дводіапазонні ГКН відіграють важливу роль в дводіапазонних приймачах, необхідних для надання багатofункціональних послуг. Існує кілька методів проектування дводіапазонних ГКН, які забезпечують гнучку реконфігурацію між дводіапазонними приймачами-передавачами. Такими методами є перемикальні паралельні ГКН [7], ГКН що перемикаються індукторами [8, 9], ГКН що перемикаються конденсаторами [9, 10] і послідовно-паралельно з'єднаними ГКН [11]. Конструкція дводіапазонних ГКН є значною проблемою через виконання одночасних вимог до низької вартості, широкому частотному діапазону, низькому струмі та низькому енергоспоживанню. У технологіях використання комутованих індукторів або конденсаторів застосовуються CMOS-перемикачі серії MOSFET, опір включення яких призводить до зменшення добротності коливального контуру і, як наслідок, до зниження фазових шумів генератора.

Тому розроблення та дослідження мікрохвильових генераторів з використанням інтегральної технології є актуальним науковим завданням.

*Аналіз останніх досліджень.*

Генератори з керуванням по напрузі (ГКН) широко використовуються в недорогих виробках, тому що вони є загальними функціональними блоками в сучасних системах радіочастотного зв'язку і використовуються для генерування ВЧ і НВЧ сигналів і для модулювання або демодулювання радіочастотних (РЧ) сигналів. Безліч архітектур схем CMOS ГКН було розроблені в минулому, високопродуктивні схеми ГКН включають в себе перехресно-пов'язані генератори [11], генератор Колпітца [12, 13] і генератор Хартлі [14]. Незважаючи на стільки опцій, продуктивність оптимізація інтегрованої LC схемотехніки ГКН - це складне завдання для радіочастотної схемотехніки.

CMOS-квадратурні генератори з регулюванням напруги (квадратурні ГКН) відіграють вирішальну роль у багатьох CMOS повністю інтегрованих радіочастотних приймачів, приймачів-передавачів із прямим перетворенням, низькочастотних приймачів та приймачів-передавачів із низькою проміжною частотою перетворення. Відома конструкція квадратурного ГКН використовує два диференціальних перехресно-пов'язаних ГКН з ланкою зв'язку, включаючи активні транзистори [17, 18] та індуктори [19-23] для забезпечення роботи двох ГКН в квадратурній фазі. ГКН за схемою Колпітца може досягти низького рівня фазового шуму завдяки чудовим шумовим властивостями, а для поліпшення поганих стартових коливань звичайної автоколивної системи ГКН за схемою Колпітца з підсиленою транскондуктивністю [24] був розроблений у [24] був розроблений CMOS інтегральний ГКН за схемою Колпітца. Диференціальний за схемою Колпітца може бути використаний для проектування квадратурних ГКН [24-26]. Однак продуктивність квадратурних ГКН за схемою Колпітца з nMOSFET не перевершила найкращі показники серед відомих CMOS ГКН.

*Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.* Робота проводилася згідно з напрямками дослідження в рамках прикладних держбюджетних науково-дослідних робіт 32-Д-389 «Методи та пристрої формування, оброблення й вимірювання сигналів радіоінформаційних систем промислових і військових об'єктів» (номер державної реєстрації 0117U007139), а також у відповідно-

сті із планами наукових досліджень по кафедрі радіотехніки Вінницького національного технічного університету на 2019 і 2020 календарні роки.

*Метою роботи є* теоретичне та модельне дослідження діапазонних і реактивні властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

*Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:*

- аналіз сучасного стану застосування генераторів керованих напругою в обладнанні інфокомунікаційних систем;
- огляд математичної теорії мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- огляд топології схемних варіантів мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- математичне моделювання діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- комп'ютерне схемотехнічне моделювання мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- експериментальні дослідження діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.

*Об'єктом дослідження є* процеси перетворення енергіє джерел живлення постійної напруги в напругу змінних у часі коливань мікрохвильового діапазону в автоколивальних системах генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

*Предметом дослідження є* діапазонні та реактивні властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

*Наукова новизна одержаних результатів* – отримали подальший розвиток в обладнанні інфокомунікаційних і радіоінформаційних системах генератори

керовані напругою за схемою Колпитця, що побудовані з використанням CMOS інтегральної технології.

*Практична новизна одержаних результатів* – полягає в отриманих нових результатах теоретичних і модельних досліджень діапазонних і реактивних властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

*Апробація результатів роботи.* Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на таких конференціях: 1) Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017), 28-30 вересня 2017 року, м. Вінниця, ВНТУ; 2) XI Міжнародна науково-технічна конференція «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)», 09 - 11 квітня 2020 р., м. Житомир; 3) XLIX науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2020), 18-29 травня 2020 року, м. Вінниця.

*Публікації результатів наукових досліджень.* За темою досліджень автором опубліковано 3 статті в збірниках праць міжнародних, всеукраїнських та регіональних конференцій [18-20].

## **1 ЗАСТОСУВАННЯ В ЗАСОБАХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ**

У цьому розділі розглянуто однокристальний 0,18-мкм CMOS-приймач прямого перетворення дводіапазонних радіосигналів, що підходить для додатків IEEE 802.11a/b/g. Він заснований на інноваційній системній архітектурі, що використовує канали зворотного зв'язку на кристалі, які дозволяють ІС пристрою в базовому діапазоні компенсувати за допомогою цифрового калібрування різні нестандартності приймача.

1.1 Дводіапазонний 5,15-5,35 ГГц, 2,4-25 ГГц 0,18-мкм CMOS-приймач для бездротової локальної мережі 802.11a/b/g

Незважаючи на те, що пряме перетворення стало все більш популярним недорогим рішенням для бездротових додатків, такі проблеми, як зміщення постійного струму, шум мерехтіння і погана квадратурна відповідність, можуть зробити його непридатним для нового покоління стандартів на основі багатоканальних носіїв. Моделювання системи показує, що при наявності багатоканального режиму необхідно досягти величини вектору помилки прийому (EVM) краще ніж 30 дБ, щоб відповідати вимогам стандарту 802.11a/g за швидкістю передачі бітів (BER) для високошвидкісних режимів передачі даних. Для цього зазвичай потрібна вибірність бічних смуг краще ніж 40 дБ, вбудована похибка по фазового шуму менше, і відповідність фільтрів нижньої смуги краще за 1%. Такі жорсткі обмеження продуктивності вимагають надійних рішень, які максимізують вихідну потужність і нечутливі до підбору компонентів і варіацій процесу [1, 2].

Загальна архітектура системи WLAN показана на рис. 1.1. Вона складається з радіочастотного приймача і супутнього цифрового процесора (BB-процесора), що реалізує як PHY, так і MAC варіанти стандартів 802.11a/b/g.

Трансівер заснований на архітектурі нульового ІБ [3], [4], модифікованої для реалізації дводіапазонної конструкції, як показано на рис. 1.2. Маючи можливість одночасно посилати на приймач сигнали  $I/Q$  і, через вбудовані зворотні шлейфові з'єднання, приймати сигнали  $I/Q$  для подальшої обробки, низькочастотний процесор використовується для вимірювання і корекції неоднорідностей приймача, включаючи витік носія TX, неузгодженість TX і RX  $I/Q$ , частотну характеристику фільтра  $I/Q$ .

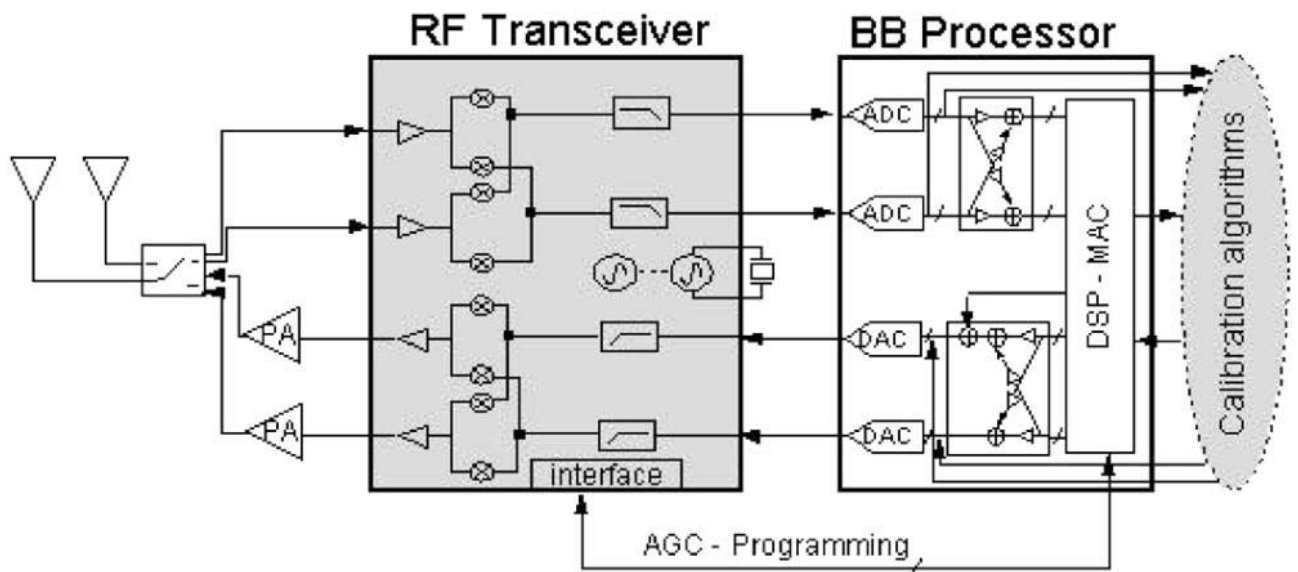


Рисунок 1.1 – Архітектура інфокомунікаційної системи. На стороні ВВ-процесора корекція витоків  $I/Q$  і LO в реальному часі виконується з використанням цифрових мультиплікаторів і суматорів [9]

Процедура калібрування може бути реалізована в програмному забезпеченні і повинна виконуватися тільки при включенні живлення. Детальний опис процедури калібрування наведено в [4]. Спочатку вимірюються і коригуються частотні характеристики всіх трактів базової смуги. Прийом I-шляху (Q-шлях) вимірюється від шляху зворотного зв'язку, який формується перемикачами SW5-SW1 (SW5-SW2), а передача I-шляху (Q-шлях) вимірюється від шляху зворотного зв'язку, який формується перемикачем SW4 (SW3). Калібрувальна послідовність, що генерується в цифровому вигляді, використовується для установки ширини смуги до 9 МГц з точністю до 0,5%. Невідповідність техніч-

них характеристик I/Q і витік локального генератора (LO) спільно оцінюються шляхом вимірювання обвідної переданого каліброваного сигналу, через петлю, сформовану перемикачами SW7 або SW7B, і детекторами обвідної на драйвери PA. При нормальній роботі передавача неузгодженість технічних характеристик I/Q і витік LO видаляються за допомогою цифрового налаштування [4], [7], досягаючи придушення бічних смуг 50 дБ і витоку LO 35 дБн. Розбіжність в приймальному тракті I/Q може бути згодом виміряна шляхом замикання внутрішньої петлі зворотного зв'язку, утвореної за калібрований тракту передачі і перемикача SW6, і компенсовано в цифровому вигляді шляхом пост-декодованого сигналу.

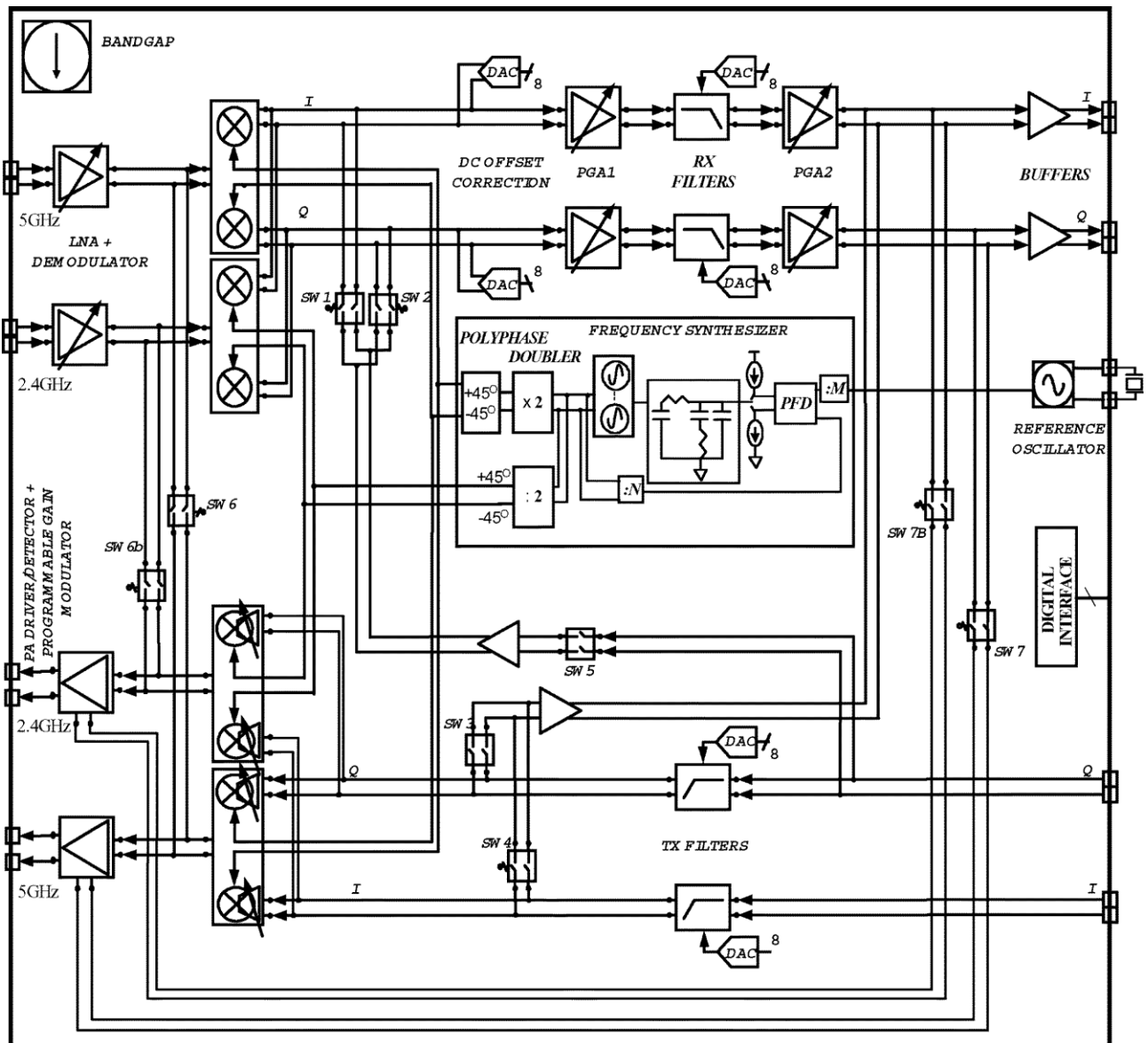


Рисунок 1.2 - Блок-схема дводіпазонного трансівера [9]

У системах IEEE 802.11a/g OFDM невідповідність частоти між приймачем і передавачем може призвести до зміщення сигналу навколо постійного струму. Таким чином, замість використання зв'язку змінного струму, скасування зміщення постійного струму заснована на періодичному усередненні отриманих I і Q сигналів і правильному налаштуванні двох 8-бітних струмових цифро-аналогових перетворювачів (цапову), підключених на виході RX мікшерів.

## 1.2 Схемна реалізація каскадів дводіапазонного трансівера побудованого з використанням CMOS інтегральної технології

Приймальне коло складається з окремих LC-ланок і квадратурних демодуляторів для смуг 2,4 ГГц і 5 ГГц відповідно. Повністю збалансований 5-ГГц ГНК, показана на рис. 1.3, використовує для навантаження nMOS-пристрої каскадного типу і спіральні індуктори на кристалі, які мають добротність 10 на частоті 5 ГГц. Зіставлення вхідних сигналів реалізується за рахунок індуктивності проводів і пакетів. За допомогою перемикачів вихідного навантаження можна вибрати дві різні настройки підсилення 17 і 10 дБ. LNA має коефіцієнт шуму (NF) 3 дБ і точку перехоплення входу третього порядку (ІПЗ) 4 дБм з максимальним підсиленням. Використовуючи аналогічну топологію, 2,4 ГГц LNA (також показана на рис. 1.3) досягає підсилення 20 дБ і 2,5 дБ NF. Також доступний режим байпасу з підсиленням 4 дБ, що досягає ІПЗ на 10 дБм. Вихід LNA демодулюється безпосередньо в загальний базовий канал квадратурних демодулятором на основі Гілберта, який використовує ту ж конфігурацію складання для обох радіочастотних діапазонів [4].

Вибір pMOS-пристроїв в комутаційному квадраті зумовлює збільшення рівня шумів на виході в плоскій смузі, однак поліпшується середній рівень вбудованого шуму в приймачі прямого перетворення за рахунок зниження шуму від мерехтіння pMOS-пристроїв.



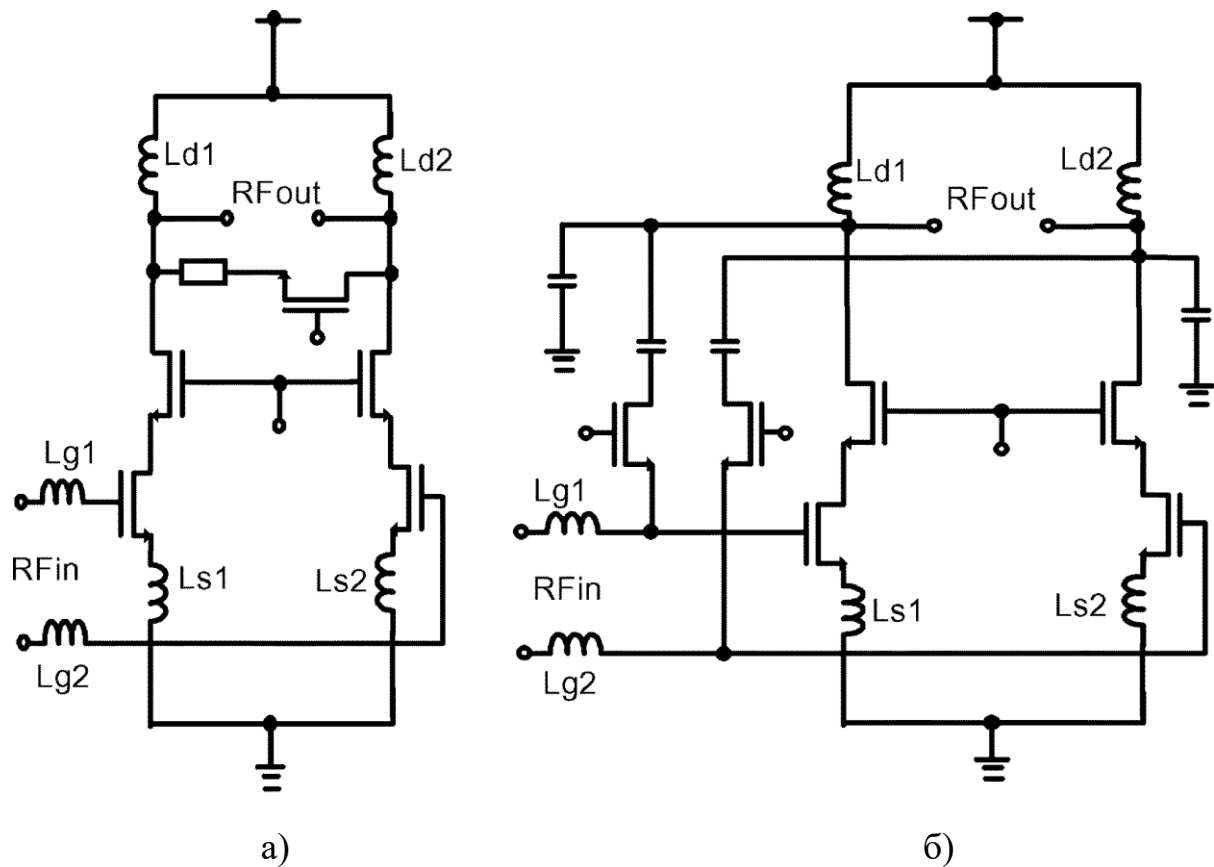


Рисунок 1.3 – Електричні схеми CMOS мікрохвильових генераторів Колпітца на 5 ГГц (а) і 2,4 ГГц (б) [9]

Високе підсилення перетворення, що досягається вхідним транскондуктансним каскадом, дозволяє мінімізувати внесок джерел імпульсних струмів рMOS в загальний тракт. Розрахункові значення ПРЗ і двосмугового фільтра становлять 5 і 12 дБм відповідно. Регулювання підсилення розподілене на два програмованих каскадів підсилення (PGA), розташованих до і після фільтрів вибору каналу RX. Фільтри I/Q четвертого порядку Чебишева реалізовані у вигляді каскаду з двох біквадів з використанням інтеграторів, які базуються на регульованих каскадних транскондукторах і простих диференціальних каскадних операційних транскондуктивних операційних підсилювачах (ОП). Для програмування смуги пропускання фільтрів і поглинання варіацій процесу використані 8-бітові ЦАП на кристалі. Використовуючи опорну точку пропорційно абсолютній температурі (PTAT), ЦАП забезпечують напругу, яка компенсує негативний температурний коефіцієнт транскондуктивності рMOS. Вимірювання

показують чутливість для смуги пропускання 1,5 кГц, яка прийнятна в цій системі.

Коло передачі сигналу має загальний I/Q четвертого порядку. Чебишовські фільтри, які безпосередньо керують двома програмованими підсиленнями мають модулятори (PGM), по одному на кожен канал. Кожен модулятор на основі змішувача осередки, що використовує лінійну, цифрову та програмовану вхідний каскад транскондуктивності з використанням петлі від'ємного зворотного зв'язку, що забезпечується високу пропускну здатність у робочому режимі підсилювача. Лінійний вхідний каскад надає руху CMOS осередок Гілберта через складене джерело струму каскаду (рис. 1.4). Виходи I і змішувачі Q підсумовуються парою інтегрованих індукторів і приводити в рух одноступінчатий диференційний ВЧ вихідний підсилювач класу А.

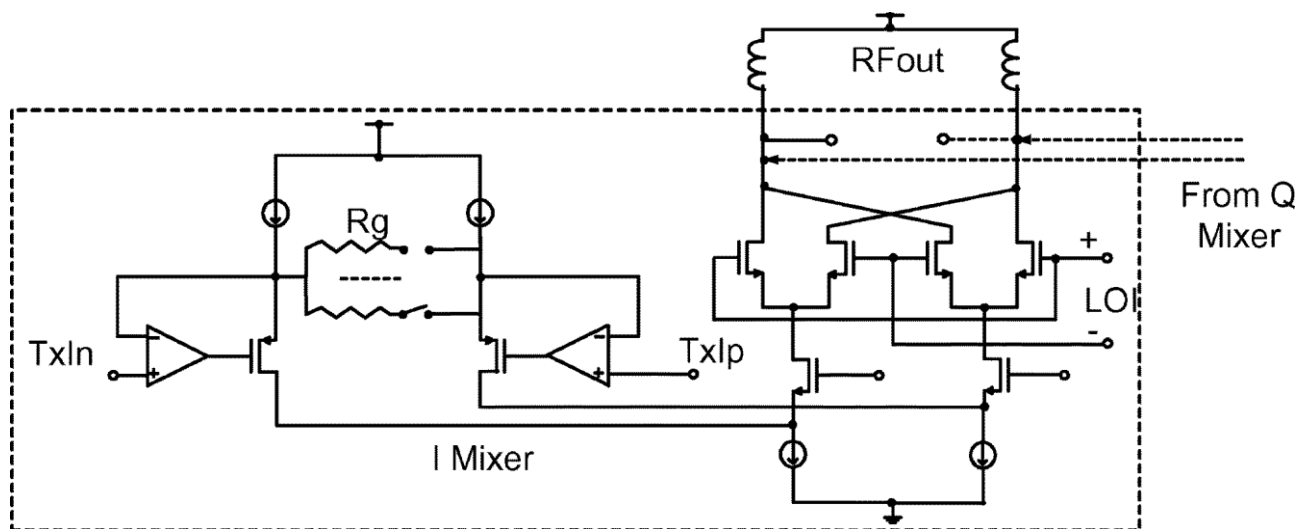


Рисунок 1.4 – Функціональна схема спрощеного мікзера TX [9]

Цілий фазовий шлейф (PLL), який використовує фільтр пасивного шлейфу третього порядку з комутованими пасивними елементами і програмованим струмом заряду-насоса, генерує сигнал LO для обох діапазонів. Опорна частота 40 МГц кварцового резонатора внутрішньо розділена для генерації опорних частот 10 МГц і 2 МГц для смуг 5 ГГц і 2,4 ГГц відповідно. Для мінімізації LO 2,45 ГГц генерується генератором з регульованою напругою 4,9 ГГц (ГКН), як показано на рис. 1.5. Структура nMOS-транзисторів із від'ємним диференцій-

ним опором використовується для забезпечення підвищеного вихідного коливання, що забезпечує правильну роботу наступного каскаду подільника на основі диференційного ГКН, який генерує квадратурні виходи. Крім того, при заданому значенні транскондуктивності на nMOS-транзисторах присутні менші паразитні коливання, ніж на pMOS або комплементарних структурах, що дозволяє максимізувати загальний діапазон настройки ГКН і коефіцієнт підсилення. ГКН досягає фазового шуму 119 дБн/Гц зі зміщенням в 1 МГц на виході подільника LO 5,2 ГГц генерується ГКН 2,6 ГГц, за яким слідує подвійний фільтр на основі Гілберта і поліфазний фільтри для квадратурної генерації сигналу.

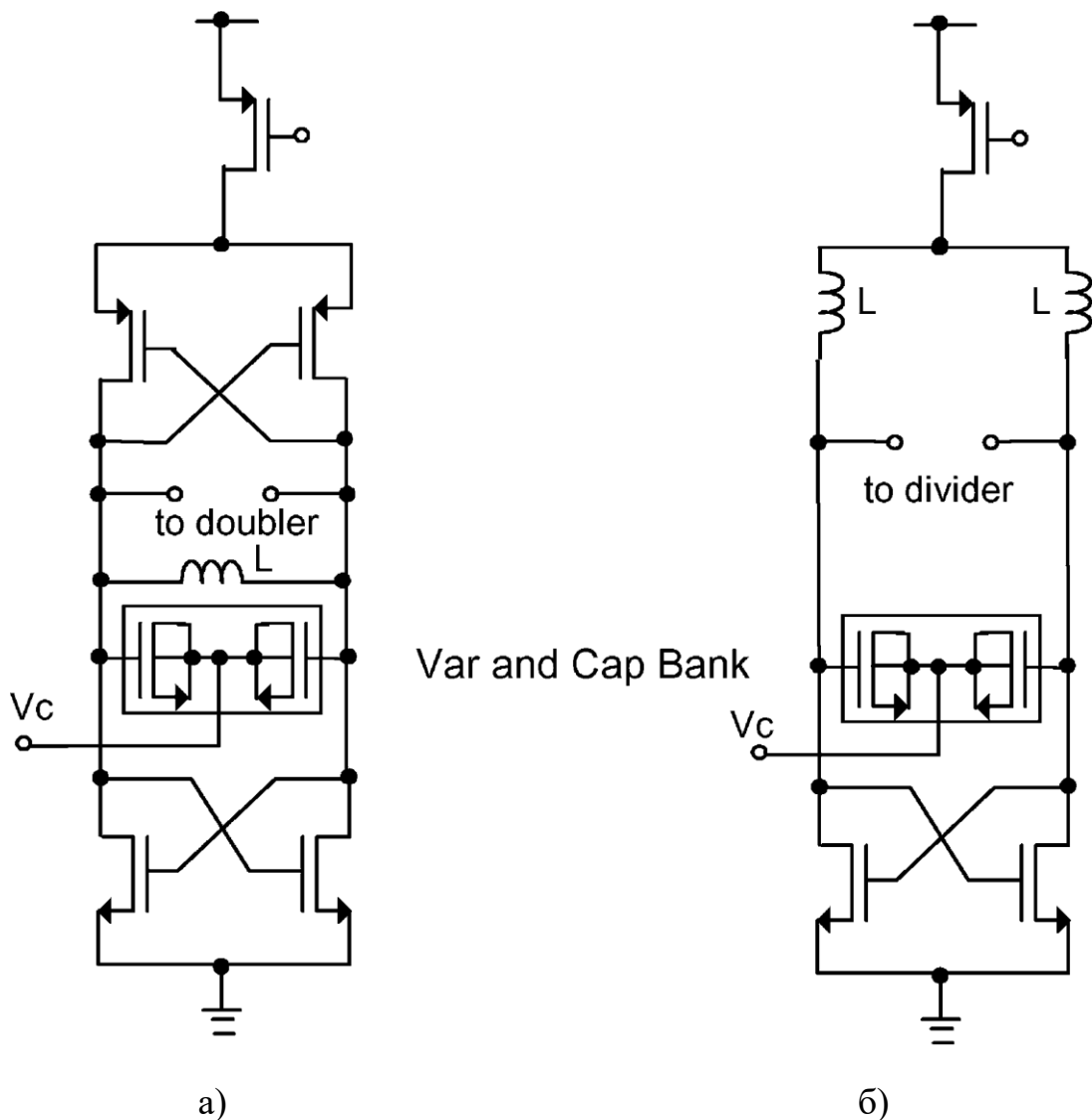
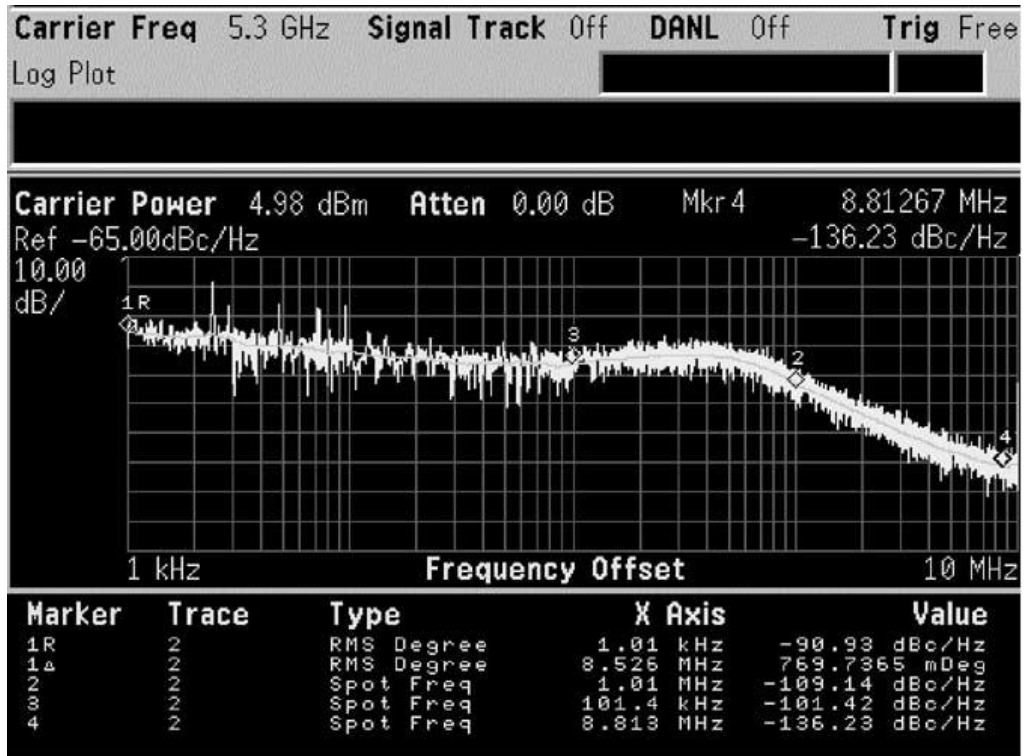
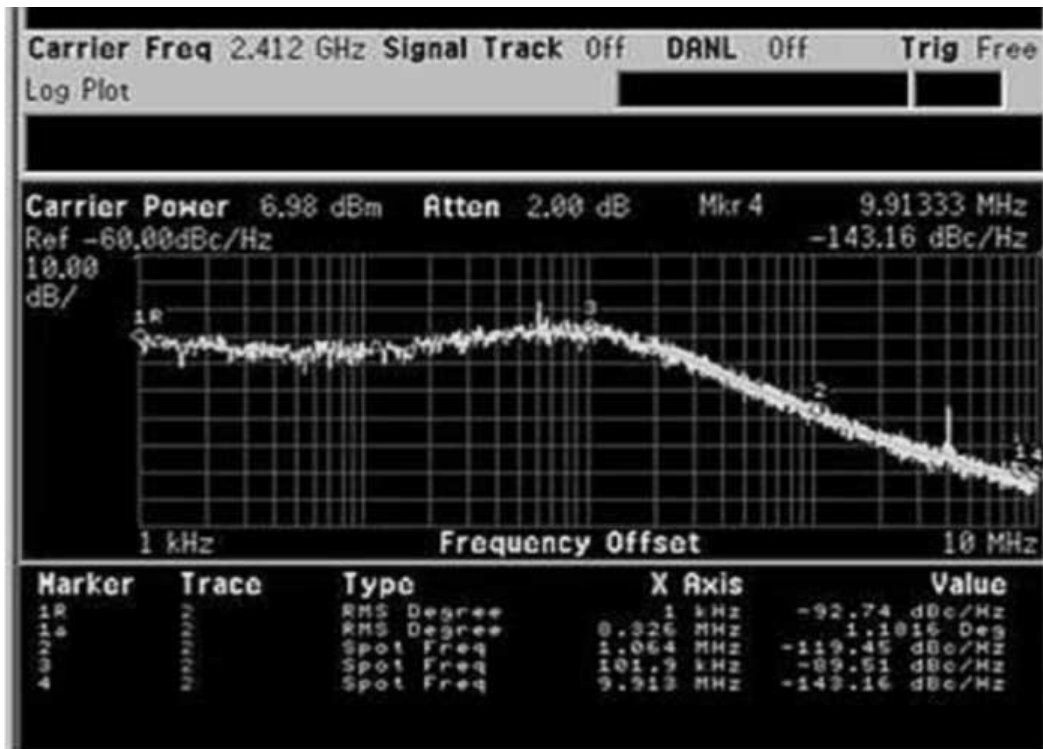


Рисунок 1.5 – Електричні схеми CMOS ГКН на 2,6 ГГц (а) і 4,9 ГГц (б) [9]



a)



б)

Рисунок 1.6 – Графіки фазових шумів: 5 ГГц (а) та 2,4 ГГц (б) [9]

У ГКН 2,6 ГГц, показаному на рис. 1.5, використовується один індуктор і додаткова пара транзисторних структур із від'ємним опором для зниженого перетворення флікера і досягається фазовий шум 115 дБн/Гц зі зміщенням на 1 МГц на виході подвоювача. Обидва ГКН тонко настроюються за допомогою MOS-варакторів в режимі накопичення, а комутаційна конденсаторна батарея використовується для забезпечення грубої настройки для поглинання варіацій процесу. Синтезатор досягає інтегрального фазового шуму 0,8 при 5 ГГц і 1,2 при 2,4 ГГц (рис. 1.6).

1.3 Дослідження мікрохвильових генераторів Колпітца діапазонів 2,6 ГГц і 4,9 ГГц побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Мікрофотографія матриці показана на рис. 1.7. Загальна площа матриці становить 19,3 мм, використовується пакет QFN64. Калібрування для неузгодженості I/Q, зміщення постійного струму і відсікання фільтра виконувалася в програмному забезпеченні з використанням зовнішньої системи збору даних. Приймач має фазові шуми 4,8 дБ для смуги частот 5 ГГц і досягає чутливості 76 дБм на вході мікросхеми для режиму 802.11a 54 Мбіт/сек. СЧХ при 2,4 ГГц становить 3,5 дБ, а чутливість на вході мікросхеми для режиму 802.11g 54 Мбіт/с становить 77 дБм. Експериментальні дослідження показують, що індуктивність корпусу і допуски пристрою викликають загальне погіршення СЧ-діапазону менше 1,5 дБ у діапазоні температур від 30 С до 70 С. Завдяки низькому внутрішньосмуговому інтегрованому фазовому шумі та цифровому калібруванню, усувається неузгодженість I/Q і неузгодженість фільтрів в нижньому діапазоні, у випромінювачі EVM домінують нелінійності [4].

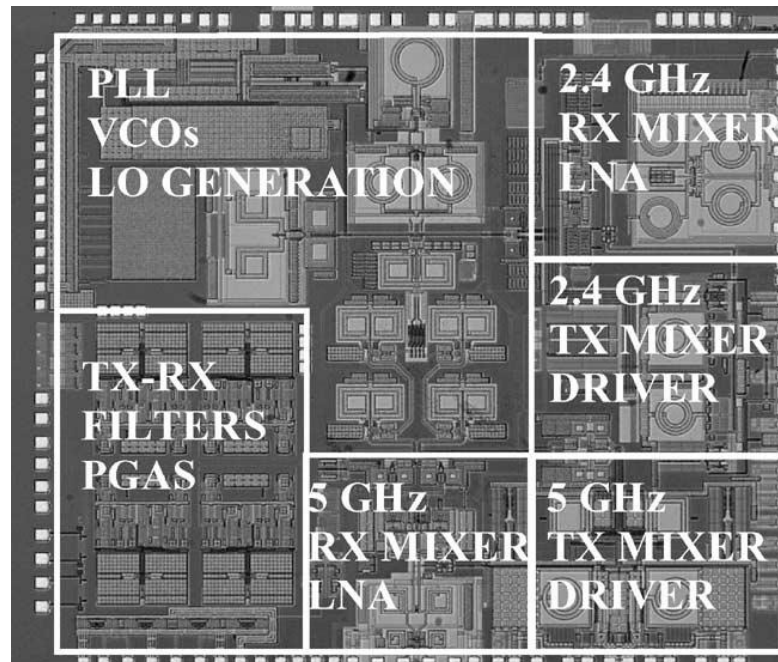


Рисунок 1.7 - Мікрофотографія чіпів засобів телекомунікацій з ГКН [9]

Еталонна конструкція з використанням зовнішніх ПА досягає 26 дБ і 27 дБ EVM при вихідній потужності 15 і 17 дБм для смуг 5 ГГц і 2,4 ГГц відповідно. Без зовнішніх ПА передавач EVM має 33 дБ і 31 дБ при 4 дБм для 5 і 2,4 ГГц, відповідно. Після початкової калібрування включення живлення відхилення зображення передавача залишається вище 40 дБ для діапазону температур від 30 С до 70 С. Прийом ПРЗ з мінімальним коефіцієнтом підсилення становить 9 і 8 дБм для діапазонів 5 ГГц і 2,4 ГГц, відповідно. Приймач EVM для режиму 54 Мбіт / с як функція від рівня вхідної потужності показаний на рис. 9. Досягнутий EVM краще, ніж 35-дБ і 32-дБ для смуг 5 ГГц і 2,4 ГГц відповідно, в широкій області вхідної потужності, що дозволяє надійно працювати в багатоколінійні середовищі. Суміжні і альтернативні суміжні відбраковування при 54 Мбіт / с при роботі на частоті 5 ГГц становлять 17 і 22 дБ в порівнянні з 1 і 15 дБ, необхідними стандартом 802.11a. При 2,4 ГГц відхилення суміжних каналів при 54 Мбіт / с становить 15 дБ.

#### 1.4 Мікрохвильові диференціальні генератори за схемою Колпітца з використанням витокових включень CMOS, з'єднаних із корпусом

Основним елементом в CMOS ГКН є MOS-транзистор. MOS-транзистор з заземленим корпусом на рис. 1.8 (а) широко використовується, оскільки паразитний діод джерела каналу не проводить постійний струм і викликає несправність інтегральної схеми через недостатню обережності при проектуванні [11-14]. Гранична напруга  $V_T$  заземленого MOS-транзистора не може контролюватися зміщенням. Проте, для поліпшення характеристик ГКН можна використовувати змінний ТН. Динамічний пороговий MOS-транзистор, як показано на рис. 1.8 (б), використовувався в CMOS-транзисторних ГКН [15] для проектування наднизької напруги ГКН, коли динамічний пороговий MOS-транзистор, який використовується в CMOS-транзисторних ГКН [15], затвор і корпус MOS-транзистора пов'язані між собою, а коливання напруги затвора і джерела обмежена діодом "стік-корпус".

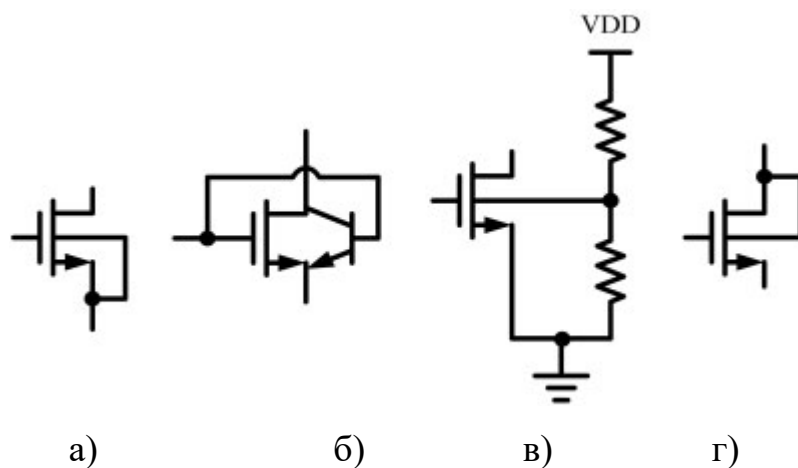


Рисунок 1.8 - nMOS-транзистор з підключенням до джерела (а), nMOS-транзистор з підключенням до затвору (б), nMOS-транзистор з підключенням до зовнішнього об'єкта (в), nMOS-транзистор з підключенням до витоку (г) [8]

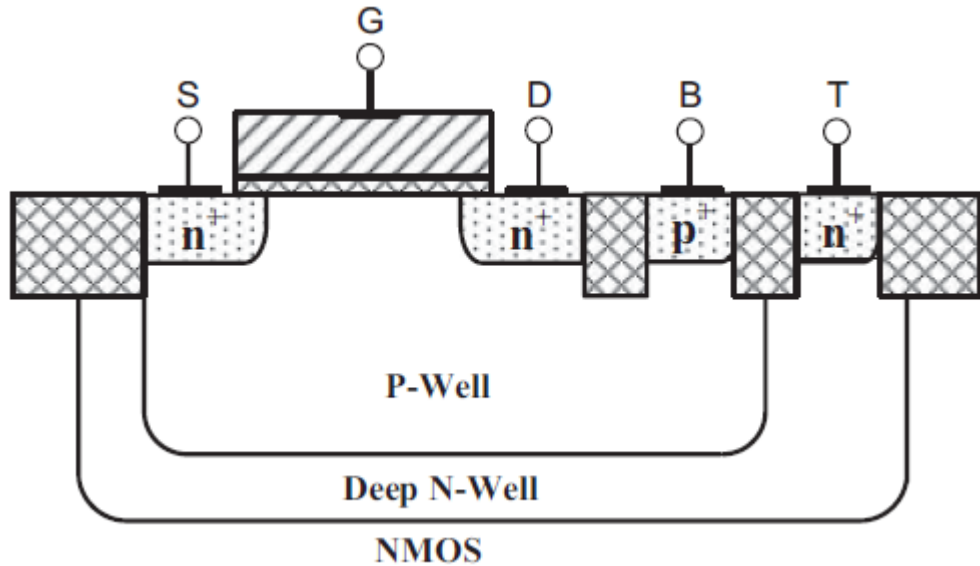
Зовнішній MOS-транзистор (MOSFET), як показано на рис. 1.8 (в), також може бути використаний для зменшення ТН, однак він вимагає додаткової схеми зміщення і мінімальний постійний струм. Використання змінної конфігура-

ції MOS-транзистора VT в ГКН вимагає кращого розуміння умов роботи ланцюга, щоб можна було поліпшити продуктивність і уникнути інших дефектів. Основним завданням перед розробниками є проектування диференціального CMOS-диференціального ГКН з частотою 13,6 ГГц і високою продуктивністю з використанням короткозамкнутого MOS-транзистора, як показано на рис. 1.8 (г), цей підхід не був прийнятий ні в одній з ГКН у літературі. ГКН був реалізований в 0,13-мкм CMOS-процесі, і якісний показник продуктивності (FOM) цього ГКН становить 187,15 дБн/Гц.

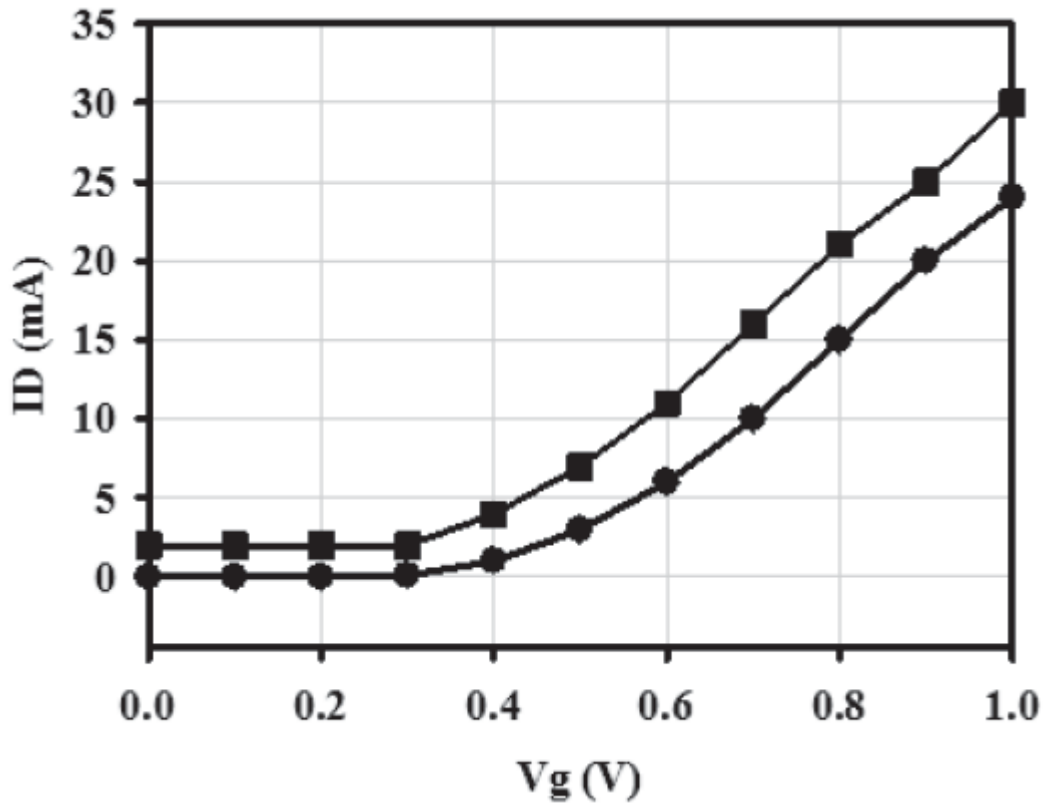
На рис. 1.9(а) показаний перетин NMOSFET у три-ямковому CMOS-процесі, в якому глибока N-ямкова свердловина в P-підкладці використовується для формування ізольованою P-ямковою підкладкою, що зменшує шумовий зв'язок через підкладку. Глибокий n-відстійник в NMOS-приладі зміщений при напрузі таким чином, що з'єднання p-відстійника з глибоким n-відстійником не буде зміщено вперед навіть при наявності в NMOS-приладі паразитного діода "тіло-джерело". На рис. 1.9 (б) показана залежність змодельованого струму від напруги джерела затвора  $V_g$  в замкнутому корпусі та замкнутому корпусі MOS-приладу. У MOS-пристрої з коротким замиканням на корпус більший струм витіку, а при низькій напрузі  $V_g$  це відбувається через розташування в передньому напрямку з'єднувального діода джерела живлення.

На рис. 1.10 показана пропонована диференціальна схема ГКН, вона модифікована від ГКН за схемою Колпітца. Якщо затвор Mn1 (Mn2) відключений від затвора Mn2 (Mn1) і має зсув постійного струму, тоді ГКН є схемою Колпітца. Перехресно з'єднані транзистори Mn1 і Mn2 є самозміщеними. Індуктор  $L_0$  сконструйований як симетричний пристрій центрального захоплення для підвищення добротності резонатора, а також поліпшення роботи в диференціальному режимі. Короткозамкнені транзистори (Mn1, Mn2), а також конденсатори (C1, C2) і варактори ( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ) забезпечують від'ємний опір схеми ядра ГКН для компенсування активних втрат у коливальному контурі LC. Основна частина LC-контурі складається з індуктора  $L_0$ , конденсаторів (C1, C2) і варакторів ( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ ).





а)



б)

Рисунок 1.9 - Вигляд поперечний перерізу трилункового NMOS (а); результати моделювання струмів витoku NMOS-транзисторів (б).  $V_{dd1} = V$ . Кола: NMOS з підключенням до джерела живлення (SB). Квадрати: дренаж, з'єднаний з тілом (БД) NMOS. В обох MOS-транзисторах використовуються одні й ті ж розміри приладу на кристалі [8]

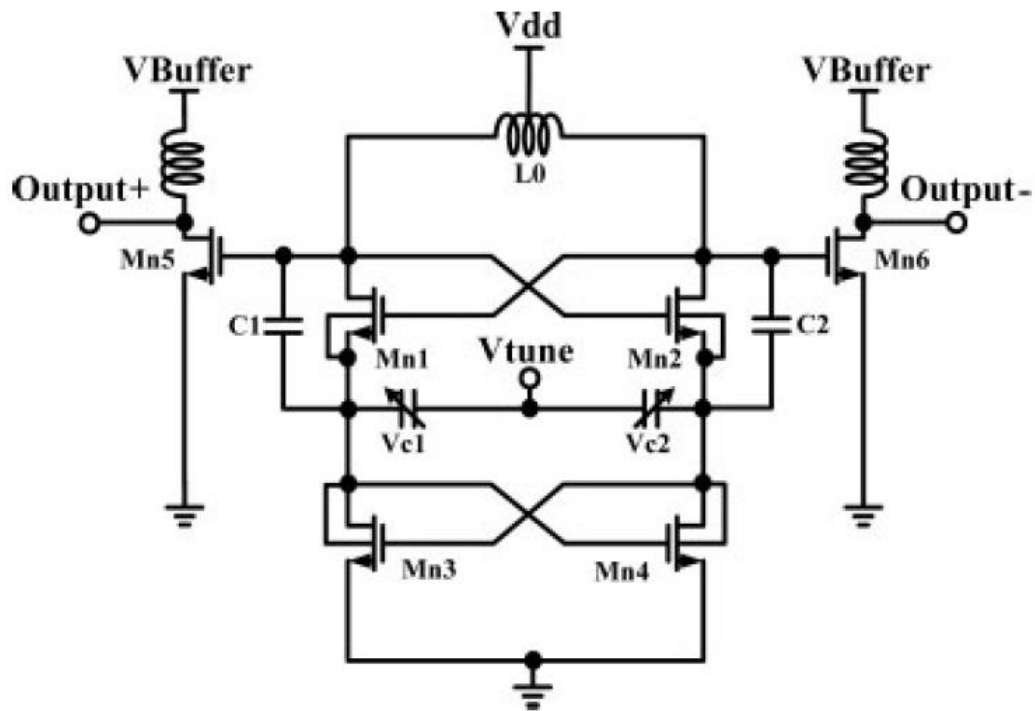


Рисунок 1.10 - Схема запропонованого диференціального NMOS ГКН [8]

Самоблокувальні крос-комутувальні транзистори (Mn3, Mn4) використовуються в основному як джерело постійного струму, а також забезпечують від'ємний опір. Корпус транзистора Mn3 (Mn4) з'єднаний зі стоком, так що корпус-витік діода Mn3 динамічно зсунутий вперед, щоб динамічно знизити граничну напругу транзистора Mn3 (Mn4). Налаштування роздільної напруги  $V_{tune}$  використовується для настройки ємності кумулятивно-режимних MOS-варакторів і робочої частоти ГКН [8].

Коли напруга затвора  $V_g$  Mn3 знаходиться на низькому рівні, напруга зливу  $V_d$  Mn3 знаходиться на високому рівні. Якщо напруга  $V_g$  більше, ніж напруга на вході діода близько 0,7 В, тоді корпус-джерело діода Mn3 буде проводити струм, який обмежений опором каналу Mn1. У міру збільшення  $V_g$  і наближення до порогової напруги  $V_T$ ,  $V_d$  все ще знаходиться на високому рівні, тому  $V_T$  Mn3 менше, ніж у заземленого MOS-транзистора. MOS-транзистор, таким чином, може працювати при більш низькій напрузі або при тій же напрузі живлення з більш високим коефіцієнтом підсилення транскондуктивності. Оскільки  $V_g$  знаходиться на високому рівні,  $V_d$  - на низькому, MOS-транзистор

Mn3 поводитьяся як заземлений MOS-транзистор. При низькому значенні  $V_g$  через Mn1 протікає струм від тіла Mn3, і він забезпечує частина струму, необхідного для того, щоб Mn1 служив генератором від'ємного опору. Ємність діода прямого включення складається з дифузійних і збіднених ємностей і може зменшувати діапазон настройки ГКН, так як дифузійна ємність збільшується з даною прямою напругою. Діапазон настройки може бути збільшений шляхом розміщення варакторів між вихідними вузлами ГКН.

1.5 Результати експериментальних досліджень мікрохвильового диференціального генератора Колпітца побудованого з використанням CMOS інтегральної технології

Пропонований ГКН був спроектований і реалізований в CMOS-процесі TSMC 0,13 м 1P8M. На рис. 1.11 показана фотографія виготовленого ГКН з площею смужки  $0,637 \times 0,575 \text{ мм}^2$ , включаючи всі випробувальні майданчики і манекен. Восьмикутний індуктор був розроблений з використанням симулятора ЕМ програмного пакету Agilent ADS. Вимірювання ГКН здійснювалося за допомогою аналізатора джерела сигналу Agilent E5025A. Схема має зміщення при напрузі живлення 1,0 В.

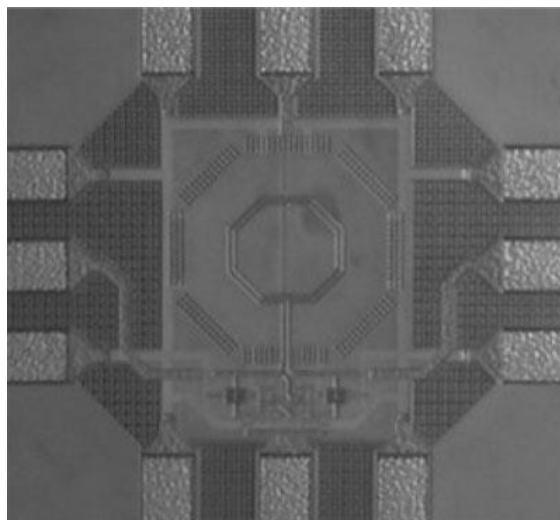


Рисунок 1.11 - Фотографія мікросхеми диференціального ГКН [8]

На рис. 1.12 показана виміряна крива настройки шляхом зміни напруги настройки варіатора. У міру того, як перебудовувати напруга  $V_{\text{tune}}$  поширюється в діапазоні від 0 до 1,0 В, ємність варактора зменшується, частота коливань варіюється в діапазоні від 13,63 до 13,9 ГГц, що вказує на діапазон перебудови 0,27 ГГц. Струм і споживана потужність диференціального ГКН без буферів складають 3,3 мА і 3,3 мВт відповідно.

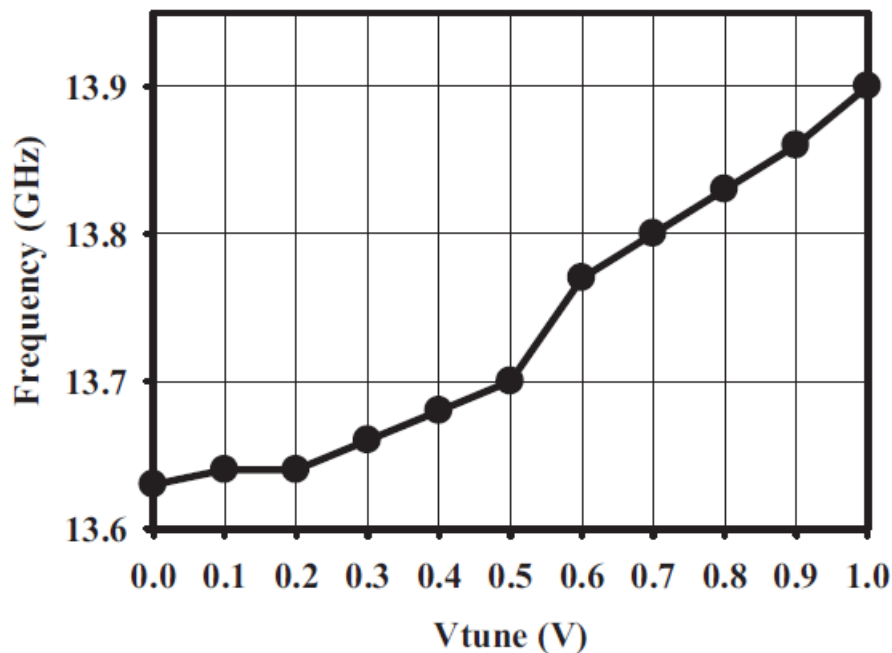


Рисунок 1.12 - Виміряна частота коливань і рівень вихідної потужності ГКН при  $V_{\text{DD}} = 1.0$  В [9]

На рис. 1.13 показаний вимірний вихідний спектр на центральній частоті коливань 13,64 ГГц. Вихідна потужність становить 8,311 дБм. Вимірний фазовий шум, показаний на рис. 1.14, дорівнює 109,66 дБн/Гц при частоті зміщення 1 МГц від центральної частоти 13,64 ГГц. Спектр фазового шуму генератора може складатися з трьох областей: область  $1/f^3$ , область  $1/f^2$  і плоска область. Вимірний близькофазний шум з частотою зсуву від 10 КГц до 1 МГц має форму  $1/f^2$ .

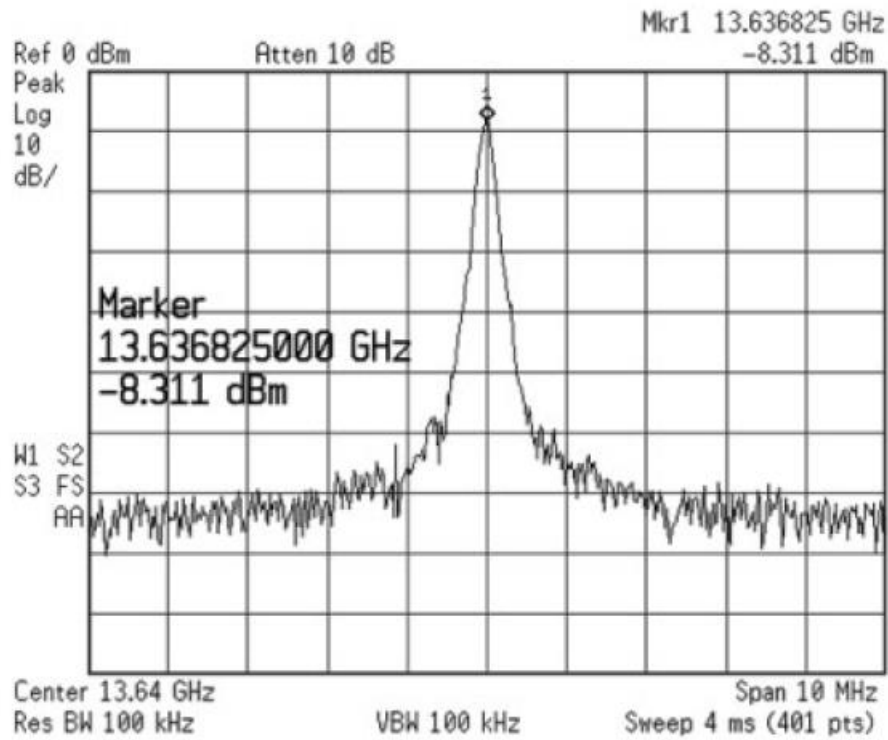


Рисунок 1.13 – Вимірний амплітудно-частотний спектр вихідного сигналу ГКН на частоті 13,64 ГГц [8]

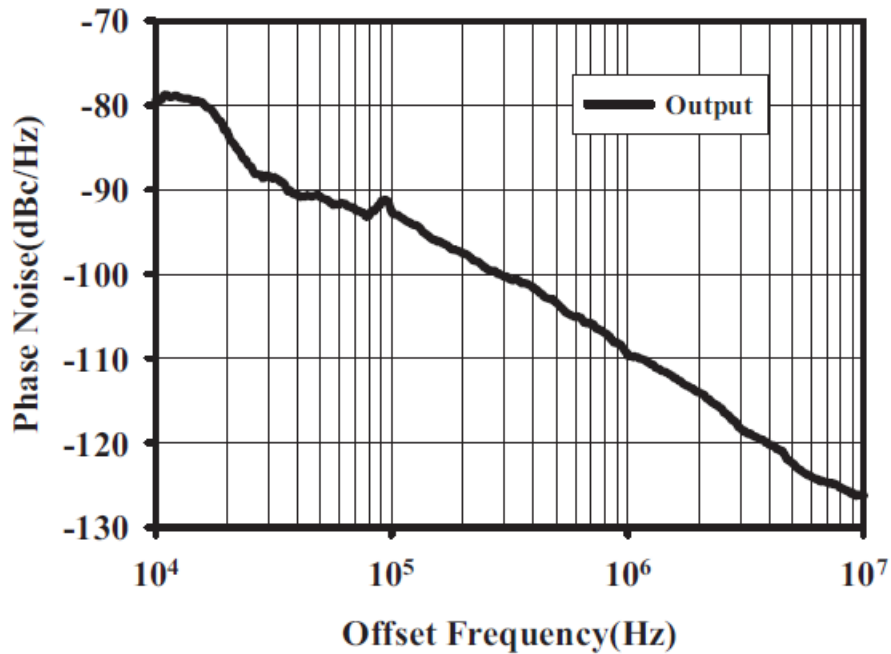


Рисунок 1.14 – Вимірний фазовий шум вихідного сигналу ГКН [8]

ГОМ пропонуваного ГКН становить близько 187.15 дБн/Гц, він розраховується з використанням ГОМ, визначеного як [14]

$$FOM = L(\Delta\omega) + 10\log\left(\frac{P_{DC}}{mW}\right) - 20\log\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right), \quad (1.1)$$

де  $L(\omega)$  - це шум фази SSB, виміряний зі зміщенням від носійної частоти  $\omega_0$  і  $P_{DC}$  - споживана потужність постійного струму.

На рис. 1.15 показаний вимірний вихідний спектр на центральній частоті коливань 13,94 ГГц. Вихідна потужність становить 15,13 дБм. У таблиці 1.1 наведені робочі характеристики схеми запропонованої ГКН. Порівняння характеристик запропонованого диференціального CMOS ГКН із іншими попередніми ГКН в аналогічній частотній смузі приведено в таблиці 1.2. Моделювання показує, що при  $V_{dd} = 1,1$  В, при частоті зміщення 10 кГц від 15,5 ГГц, фазовий шум і потужність DB (SB) ГКН складають, відповідно, 54,09 (52,56) дБн/Гц і 3,19 (2,35) мВт. ПЗУ обох ГКН з однаковими розмірами пристрою і станом зміщення приблизно однакові. Це означає, що запропонована схема може працювати при більш низькій напрузі живлення без погіршення характеристик.

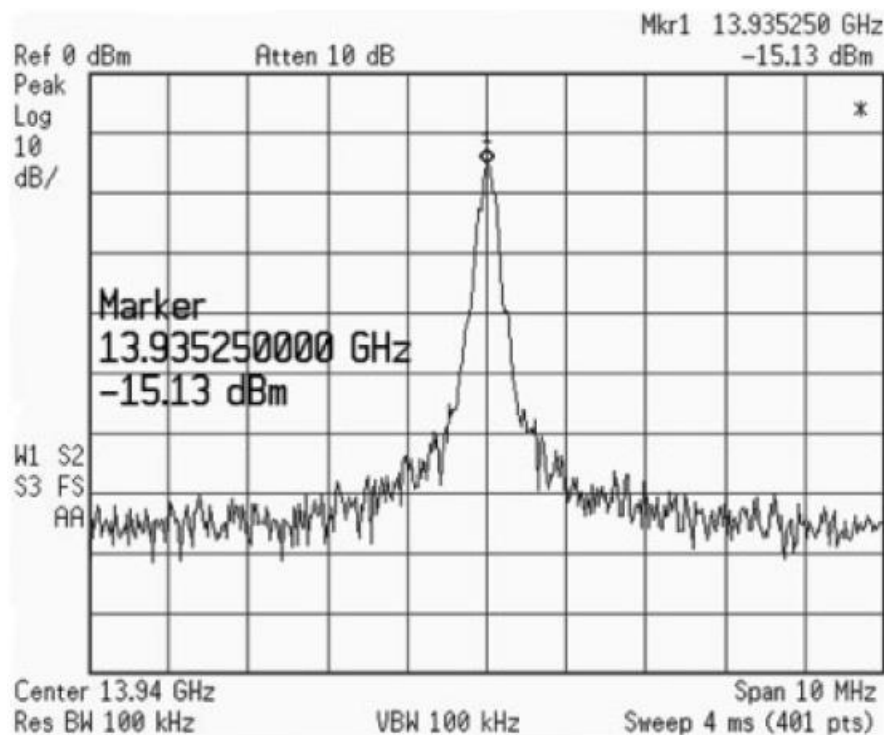


Рисунок 1.15 - Вимірний спектр вихідного сигналу ГКН на частоті 13,94 ГГц  
( $V_{DD} = 0,77$  В,  $V_{tune} = 0,6$  В) [8]

Таблиця 1.1 - Коротка інформація про результати роботи [8]

Параметр	Показник аналогу	Показник пристрою
Напруга живлення, В	1,0	0,77
Споживання потужності, мВт	3,3	0,886
Частотний діапазон, ГГц	13,69...13,9	13,74...13,98
Фазові шуми у смузі 1 МГц, дБн/Гц	-109,66	-102,88

Таблиця 1.2 – Порівняння параметрів ГКН із відомими з літературних джерел [8]

Джерело	Частота, ГГц	$V_{DD}$ , В	Фазові шуми, дБн/Гц	$P_{DC}$ мВт	FOM, дБн/Гц
[16]	13,8	4	-108	32	-176
[17]	13,3	3	-117	75	-181
Розроблений	13,64	1,0	-109,66	3,3	-187,15

### 1.6 Висновки до 1-го розділу

Повністю інтегрований приймач прямого перетворення 802.11a/b/g був реалізований на 0,18-мкм CMOS-технології. Приймач має найсучасніші характеристики коефіцієнта шуму і фазового шуму. Завдяки інноваційній архітектурі, помилки, пов'язані з прямим перетворенням і CMOS-процесами, можуть бути виправлені таким чином, що приймач перевершує стандартні специфікації з великим запасом. Крім того, технологія, представлена в даному розділі, сприяє значному підвищенню надійності і продуктивності CMOS-приймачів, що робить CMOS-процес перспективним для створення сучасних економічних радіоприймачів.

Запропоновано і успішно реалізований новий диференційний ГКН за CMOS-технологією 0,13 м. NMOSFET з корпусом, підключеним до витоку, був

реалізований в ГКН таким чином, що ГКН може працювати при більш низькій напрузі, ніж заземлений MOSFET за схемою корпус-джерело. Розроблений ГКН працює в діапазоні від 13,63 до 13,9 ГГц з 2% діапазоном настройки. При напрузі живлення 1,0 В вимірний фазовий шум при зміщенні в 1 МГц становить -109,66 дБн/Гц при 13,64 ГГц, а коефіцієнт корисної дії -187,15 дБн/Гц.



## 2 МІКРОХВИЛЬОВІ ГЕНЕРАТОРИ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНІ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ WLAN-ДОДАТКІВ

У цьому розділі розглянуто ГКН з частотою від 4,1 до 5,3 ГГц, розроблений за технологією КМОП 0,18 мкм. Основна увага зосереджена на характеристиках діапазону настройки LC ГКН. У ній реалізований безперервний діапазон настройки (24%) на частоті 5 ГГц з використанням диференціальної транскондукторної настройки, з фазовим шумом ГКН  $-115,8$  нБн/Гц при зсуві частоти 1 МГц від несучої. У розділі описано основи LC-ГКН, досліджено фазовий шум і реалізація схеми ГКН, а також результати його моделювання.

### 2.1 Структурна схема синтезаторів частоти із застосуванням ГКН

Вибухове зростання сучасного ринку телекомунікацій привело до підвищення попиту на високопродуктивні, недорогі і споживають мало енергії радіочастотні інтегральні схеми (RFIC). Величезні зусилля були спрямовані на інтеграцію всіх радіочастотних (RF) блоків, включаючи низькочастотний підсилювач (LNA), мікшер, фільтр проміжної частоти (IF), локальний генератор (LO) і підсилювач потужності (PA) в один чіп [21]. Серед усіх цих блоків RF, конструкція на генератори керовані напругою (ГКН), які генерують сигнал LC-носія, є серйозною проблемою і, таким чином, отримало найбільшу увагу в останні роки, про що свідчить велика кількість публікацій [22]. Як правило, LC є частотно-задавальною генераторами на основі петлі з фазовим блокуванням (PLL), як показано на рис. 2.1, в яких вихідний сигнал генерації забезпечується ГКН. У зв'язку з постійно зростаючим попитом на смугу пропускання в комунікаціях пред'являються дуже жорсткі вимоги до спектральної чистоти сигналів. Фазовий шум широко використовується для характеристики спектральної чистоти (або частотної стабільності) генератора. Хоча кільцеві генератори більш компа-

ктні, крос-пов'язані з індуктивностями ємнісні генератори (LC-генератори) забезпечують кращі характеристики фазового шуму на радіочастотах.

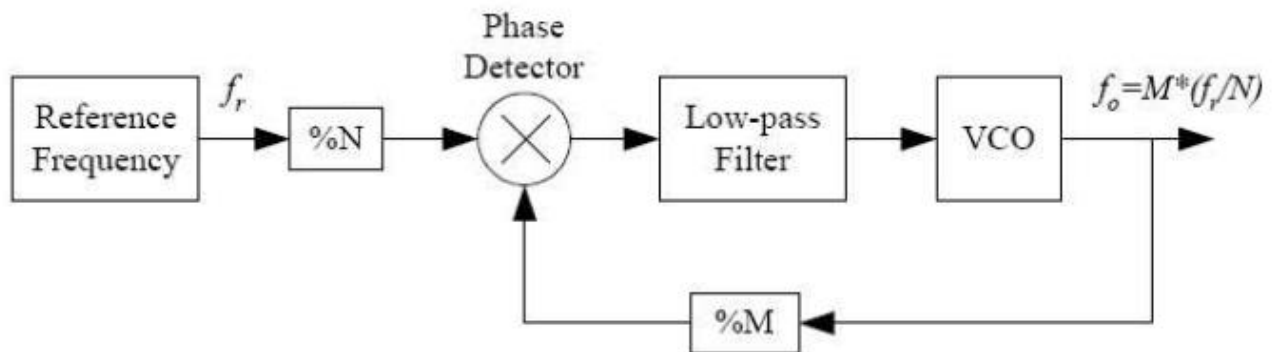


Рисунок 2.1 – Блок-схема синтезаторів частоти на базі PLL [23]

В LC-генераторах пасивні індуктори на кристалі є критичними компонентами. Добре відомо, що коливний контур з високою добротністю (Q-фактор) може ефективно поліпшити шумові характеристики генераторів. Проте, через декілька механізмів втрати енергії пасивного індуктора на кристалі, Q-фактори індукторів на кристалі, а також загальний Q-фактор коливного контуру в основному обмежуються даною технологією обробки. Отже, багато методів поліпшення Q-фактора вимагають додаткових етапів процесу, що може бути непрактично для розробників схем [23].

## 2.2 Діапазонні властивості LC-ГКН

Крос-пара генератора на рис. 2.2 представляє собою диференціальну топологію, що складається в основному з двох рівнозначних активних ВЧ пристроїв, що діють на підсилювач і зворотний зв'язок. Високий імпеданс навантаження реалізується паралельним LC-резонатором. При нехтуванні будь-яким резистивним паразитним зв'язком імпеданс  $i$ , таким чином, підсилення петлі наближається до нескінченності на резонансній частоті. Отже, формула резонансної частоти

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}. \quad (2.1)$$

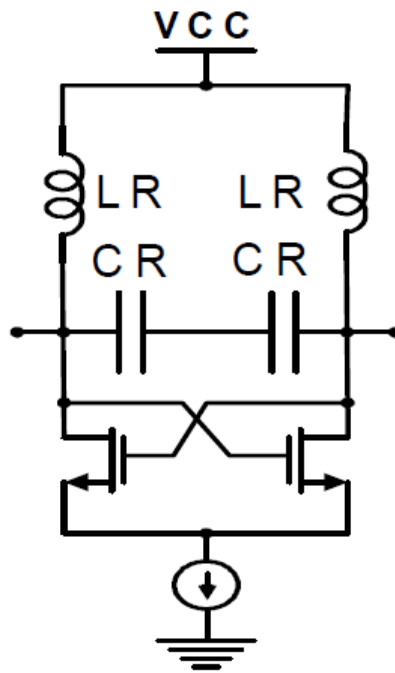


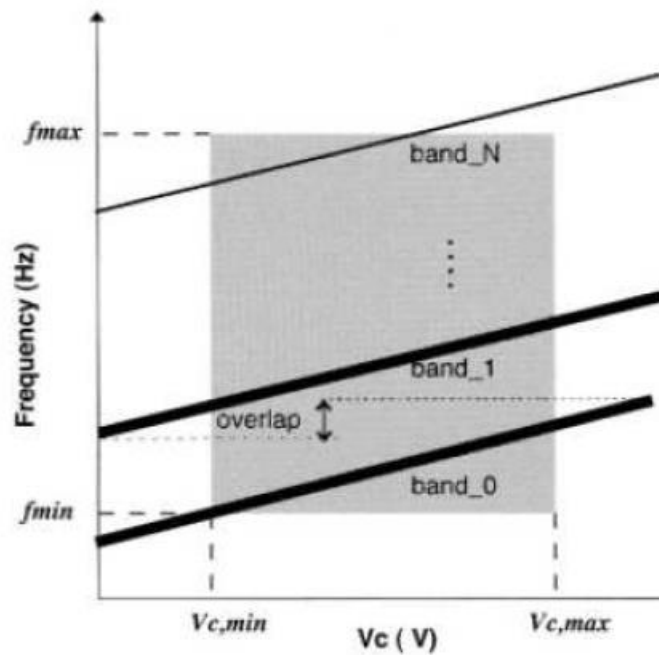
Рисунок 2.2 – Електрична схема генератора поперечної пари [10]

З  $LR$  і  $CR$  в якості ефективних компонентів резонатора [24]. З кількох причин генератори потребують в налаштуванні частоти. По-перше, для настройки курсу, пов'язаної з компенсацією зміни процесу, старіння і температурних ефектів, які можуть змінювати реактивні значення елемента ланцюга [24]. Як показано на рис. 2.3 (а), при використанні MOS-приладів в якості варакторів можна сконструювати ГКН з широким діапазоном перебудови з використанням одного діапазону перебудови. Однак ця реалізація не підходить для монолітної інтеграції через високу чутливості ГКН і нелінійності настройки. Широкопasmовою реалізація ГКН з піддіапазонами, як показано на рис. 2.3(б), розглядається тут з метою інтеграції для зниження чутливості ГКН і поліпшення лінеаризованості настройки. В цілому, ми можемо варіювати частоту, змінюючи реактивні значення елемента. Ємності активних пристроїв можуть бути змінені зміною напруги затвора і/або витоку. Широкопasmовою робота ГКН з піддіапазонами може бути реалізована одним з наступних підходів:

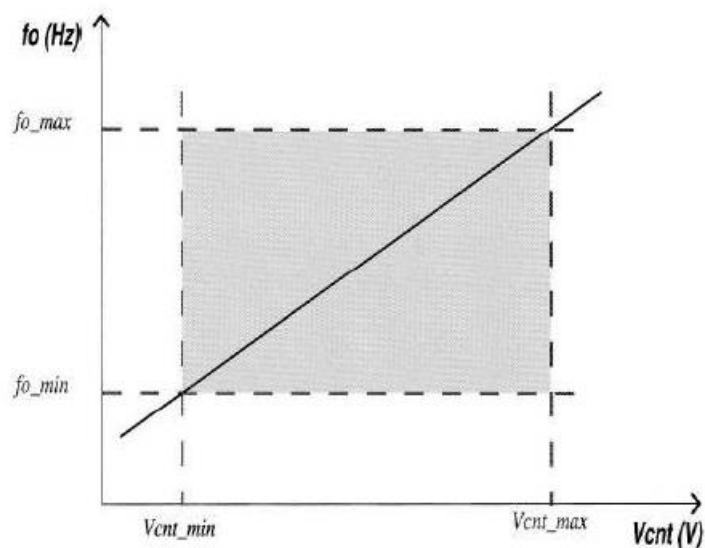
1) Введення або виведення дискретної кількості ємності або індуктивності з коливного контуру LC.

2) Перемикання між коливними контурами, що окремо оптимізовані та налаштовані для різних частотних діапазонів.

3) Перемикання між коливними контурами, які оптимізовані для різних частотних діапазонів.



а)



б)

Рисунок 2.3 – Графіки зміни частоти від напруги: (а) одиночна безперервна крива настройки; (б) крива настройки, розділена на суббункер [25]

Перемикання ємності або індуктора всередині коливного контуру LC є кращим рішенням для повністю інтегрованого ГКН, так як для цього потрібно тільки один коливний контур LC з цифровими керованими компонентами [25].

### 2.3 ГКН із перемикальними конденсаторами

Перемикання ємності для розширення діапазону настройки вперше запропоновано у [27]. У CMOS-технології для побудови ВЧ-перемикача використовуються MOS-транзистори n-типу.

Коефіцієнт ємнісний настройки може бути визначений як

$$t_v = \frac{C_{v.\min}}{C_{v.\max}}, \quad (2.2)$$

де  $C_{v.\max}$  і  $C_{v.\min}$  позначають максимальне та мінімальне значення  $C_v$  відповідно. Діапазон настройки може бути оцінений на основі резонансної частоти контуру резонатора

$$\omega_{L0} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}. \quad (2.3)$$

Діапазон настройки може бути розрахований:

$$\Delta\omega_{L0} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{v.\min}}} - \frac{1}{\sqrt{L_R C_{v.\max}}}, \quad (2.4)$$

$$\Delta\omega_{L0} = \frac{1}{\sqrt{L_R (C_{v.\min} + C_t)}} - \frac{1}{\sqrt{L_R (C_{v.\max} + C_t)}}. \quad (2.5)$$

В цілому, можна виділити паразитну ємність  $C_t$  з фіксованим значенням, з'єднану швидше паралельно або послідовно, ніж варактор, в результаті чого

для поперечно-пов'язаної топології, зображеної на рис. 2.4, де всі основні паразитні конденсатори практично паралельні, перше рівняння має місце, для багатьох топологій [24].

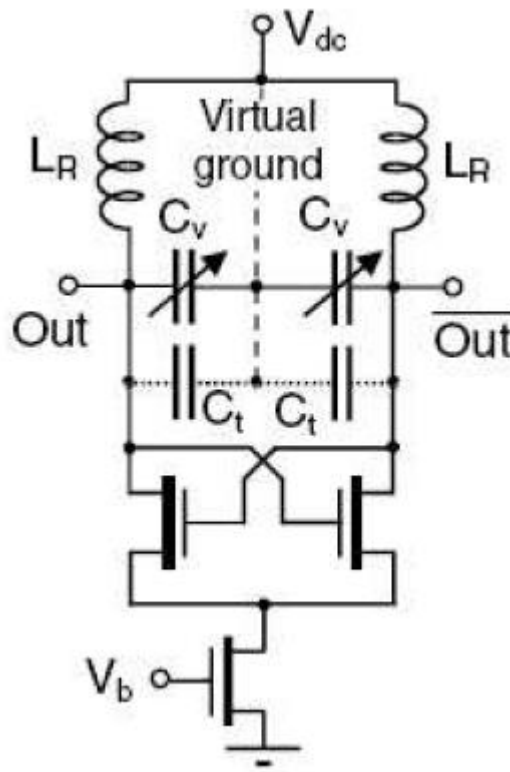


Рисунок 2.4 – Схема поперечної пара ГКН з паразитним конденсатором [24]

Фазовий шум є одним з найважливіших факторів, що впливають на роботу ГКН. Ідеальний спектр генератора - це імпульс, однак, факт наявності різноманітних джерел шуму ланцюга. Джерела шуму ланцюга можна розділити на шуми пристрою і перешкоди. До шумів пристрою відносять теплової шум і шум мерехтіння, в той час як до зовнішніх перешкод відносяться, в основному, шум підкладки і шум джерела живлення. ГКН шум пристрою в основному обумовлений послідовним з'єднанням паразитних опорів на мікросхемі. Тепловий шум має  $1/f^2$  характерний фазовий шум при відносно великих частотних зсувах, в той час як шуми мерехтіння пристрою має  $1/f^3$  характерний фазовий шум при ближчих частотних зсувах.

Були проведені численні дослідження шуму генератора, моделі Лезона (Leeson), моделі Разаві (Razavi) і Хаджімірі (Hajimiri) - це три досить відомих

моделі шуму. Оскільки модель Razavi націлена на неіндуктивний генератор, щоб запропонувати, тому в даній роботі в основному розглядається модель Ле-зона і модель Хаджімірі для фазового шумового аналізу [26].

#### 2.4 Схемне рішення мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Конструкція ГКН з частотою 5 ГГц в CMOS-процесі представляє багато труднощів. Зі структур ГКН можна вибрати крос-пару NMOS, крос-пару PMOS і додаткову крос-пару MOS з хвостовим струмом NMOS або PMOS. Базова схема ГКН показана на рис. 2.5. У диференціальній конфігурації послідовно використовуються два оптимізованих спіральних індуктора L1 і L2. NMOS- і PMOS-транзистори M1 і M2 з'єднані з позитивним зворотним зв'язком для забезпечення негативного опору. Крім того, PMOS-транзистори, які використовуються в поперечно з'єднаній парі, допомагають знизити фазові шуми за рахунок меншої кількості перешкод від мерехтіння. Резистор  $R_s$  контролює постійний струм, а також піковий динамічний струм ГКН. Форма фазової моделі Хаджімірі наполягає на тому, що кращий фазовий шум може бути досягнутий за рахунок отримання більш симетричної форми хвилі. Тому, вибираючи резистор джерела  $R_s$ , ГКН працює в обмеженому по току режимі, а фазові шуми можуть бути поліпшені [27].

Вибір значення індуктора грає важливу роль в фазових шумах LC коливного контуру ГКН. Подальше поліпшення швидкості перемикання досягається за рахунок високого імпедансу змінного струму від джерела до  $V_{cc}$ , створюваного індуктором  $L_s$ , резонуючого з паразитною ємністю на цьому вузлі. Для ослаблення ефекту гармонік на вихідному вузлі, а також для зниження висоти напруги використані хвостові індуктори (LTail) [28]. Індуктори (L1, L2) мають по 2,5 витки з індуктивністю 2,39 нГн і добротність 13,9 на 5 ГГц. Еквівалентна схема індуктора показана на рис. 2.6. Графіки добротності та індуктивність індуктора в залежності від частоти показані на рис. 2.7 і рис. 2.8 відповідно.

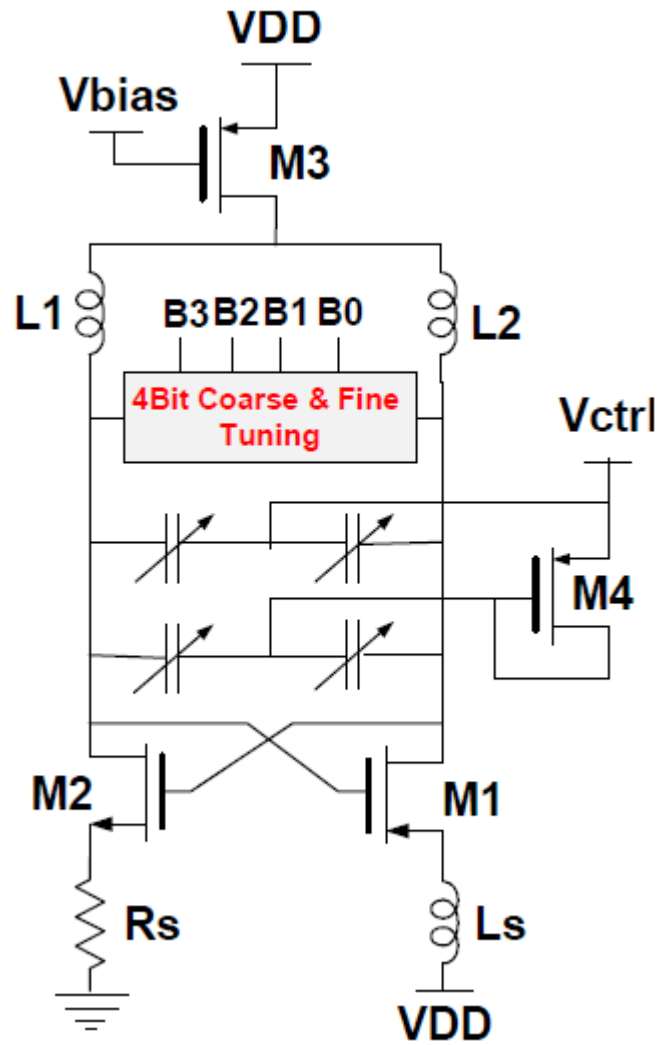


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема ядра ГКН [10]

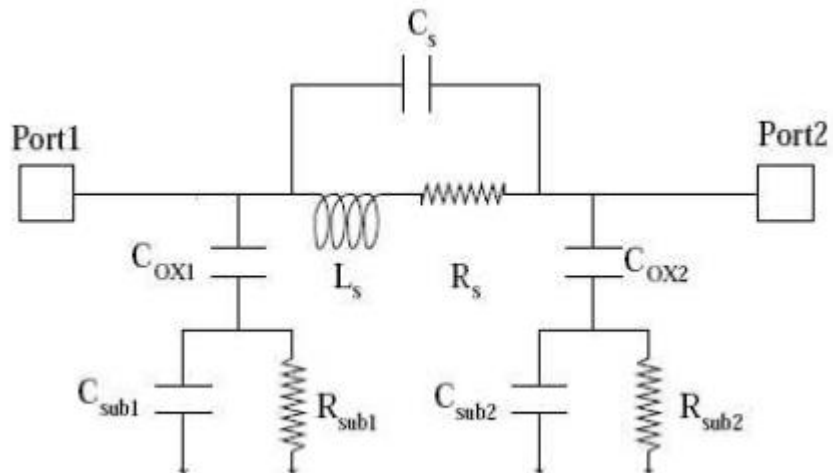


Рисунок 2.6 – Еквівалентна схема котушки індуктивності [10]



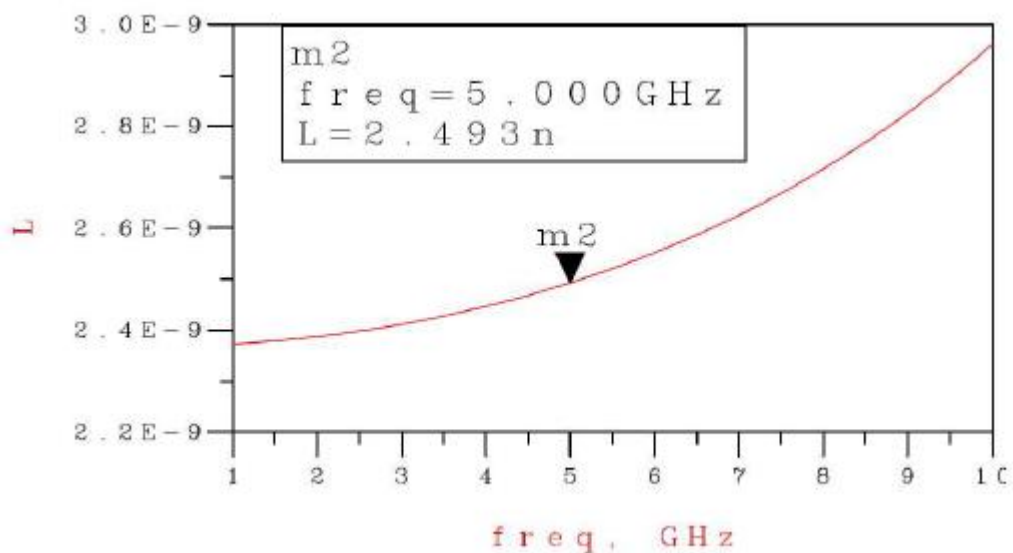


Рисунок 2.7 – Індуктивність котушки індуктивності [10]

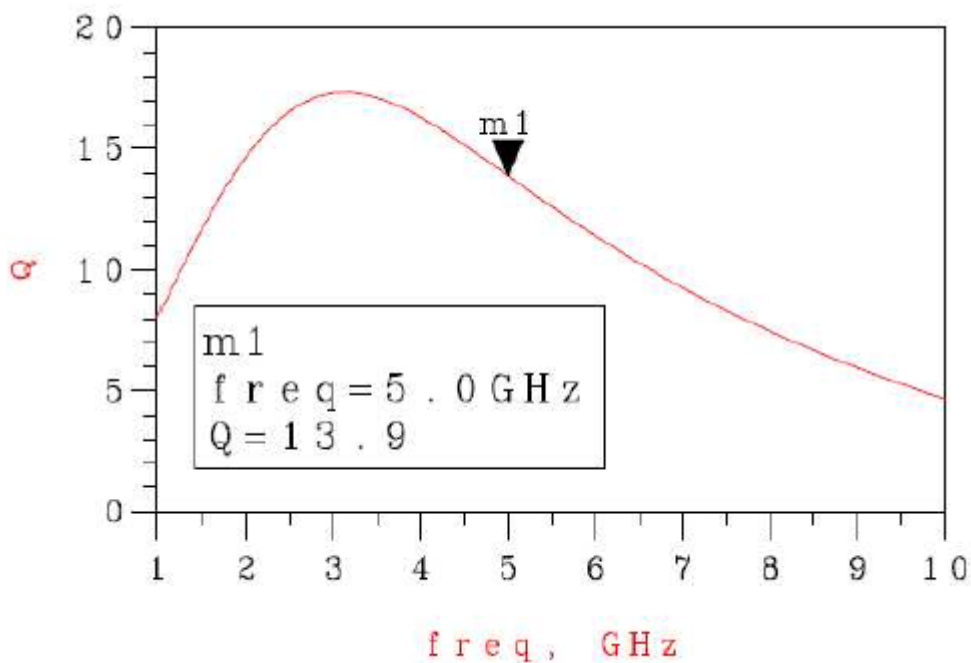


Рисунок 2.8 – Добротність котушки індуктивності, використаної в ГКН [10]

Досягнення великого співвідношення  $C_{max}/C_{min}$  при невеликому коефіцієнті підсилення ГКН можна вирішити за допомогою масиву комутованих конденсаторів, як показано на рис. 2.9.

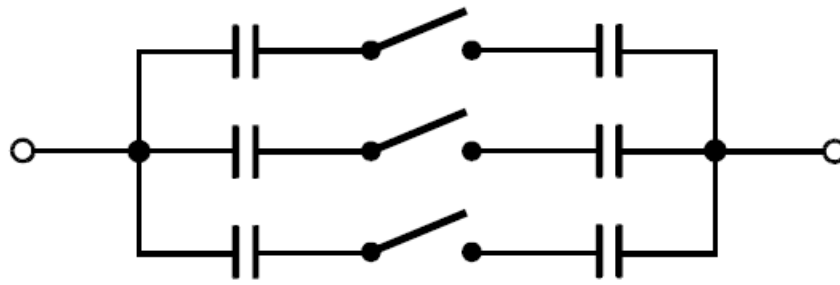


Рисунок 2.9 – Перемикальна конденсаторна батарея [10]

Комутовані конденсатори використовуються як перемикачі діапазонів або як груба настройка. Для тонкої настройки використовується варактор. Вимикачі складаються з NMOS-транзисторів через їх більш високої транскондуктивності, але існує компроміс з розміром транзистора, між втратами і ємнісним навантаженням. Це призводить або до зниження енергоспоживання, або до збільшення діапазону настройки.

При невеликих втратах опір джерела витоку ( $R_{DS(ON)}$ ) має бути знижено за рахунок максимізації транскондуктивності. Таким чином, слід використовувати широкий транзистор з мінімальною довжиною затвора і великим овердрайвом ( $V_{gs} - V_t$ ). Для невеликого ємнісного навантаження  $C_{gs}$  і  $C_{gd}$  повинні бути зведені до мінімуму, що вимагає використання вузького транзистора з мінімальною довжиною затвора. Конденсаторна батарея показана на рис. 2.10.

Конденсатори з обох сторін стоку і джерела використовуються для перемикання смуг, але вони також діють як сполучні конденсатори, ізолюючи зміщення напруги від негативного опору. Злив і джерело зміщені через резистори. Коли перемикач включений, зміщення встановлюється на 0 В, а затвор - на 1,8 В. Це максимізує овердрайв, що призводить до зменшення  $R_{DS(ON)}$ . У випадку вимкнення, зміщення встановлюється на 1,8 В, а затвор - на 0 В. Це зменшує залежну від напруги ємність  $C_{gs}$  і  $C_{gd}$  на 20%. Збільшення перевантаження дозволяє використовувати менші транзистори, які зменшують ємнісне навантаження без збільшення втрат [29].

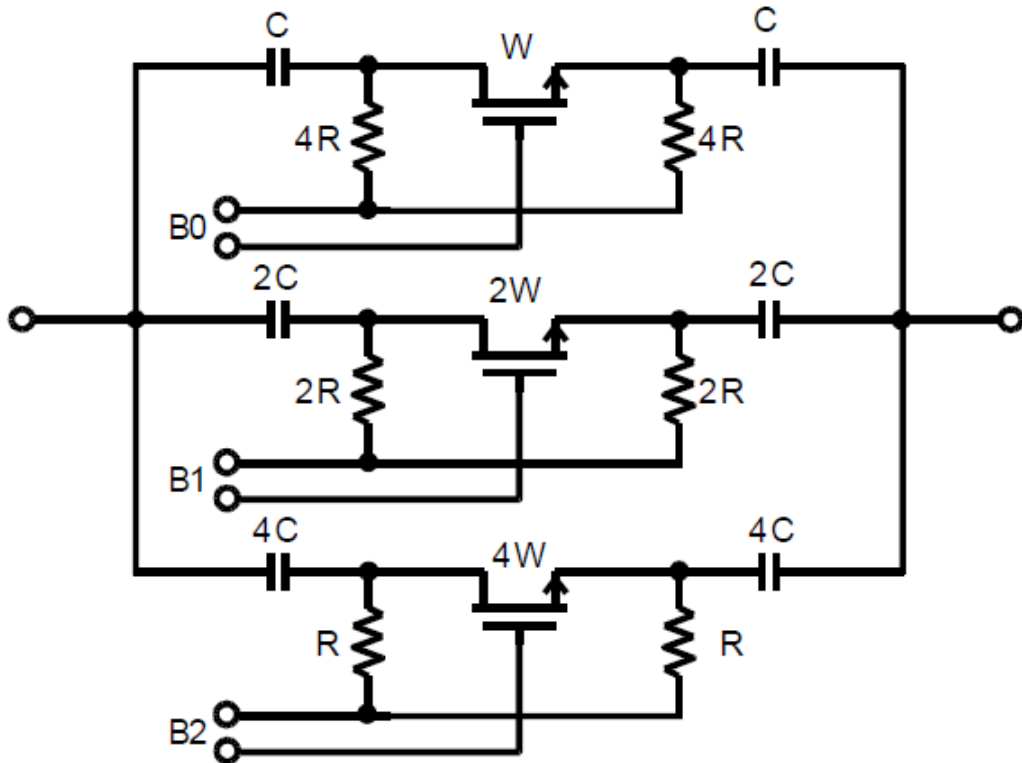


Рисунок 2.10 – Конденсаторна батарея на CMOS [10]

## 2.5 Результати моделювання

ГКН був розроблений із застосуванням CMOS-процесу 0,18 мкм 1P6M. Результати моделювання наведені в таблиці 2.1. Потужність складає близько 3,6 мВт при напрузі живлення 1,8 В. Характеристики фазового шуму представлені на рис. 2.9. ГКН досягає фазового шуму -115,8 дБн/Гц при зсуві несучої на 1 МГц. Генератори налаштовується від 4,1 ГГц до 5,24 ГГц (діапазон настройки 24%) з  $V_{ctrl}$  (напруга настройки) від 0 В до 1,8 В. Для порівняння характеристик різних ГКН, загальний підхід полягає у використанні показника якості (FOM)

$$FOM = L(\Delta\omega) + 10\log(P_{vco} [mW]) - 20\log\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right). \quad (2.6)$$

FOM нормалізує фазовий шум з метою зміщення частоти, частоти коливань і енергоспоживання ГКН.

В результаті FOM для даної конструкції має величину -194,1 дБн/Гц. У таблиці 2.2 ми порівняли наші ГКН та інші опубліковані низькі потужності на основі споживаної потужності.

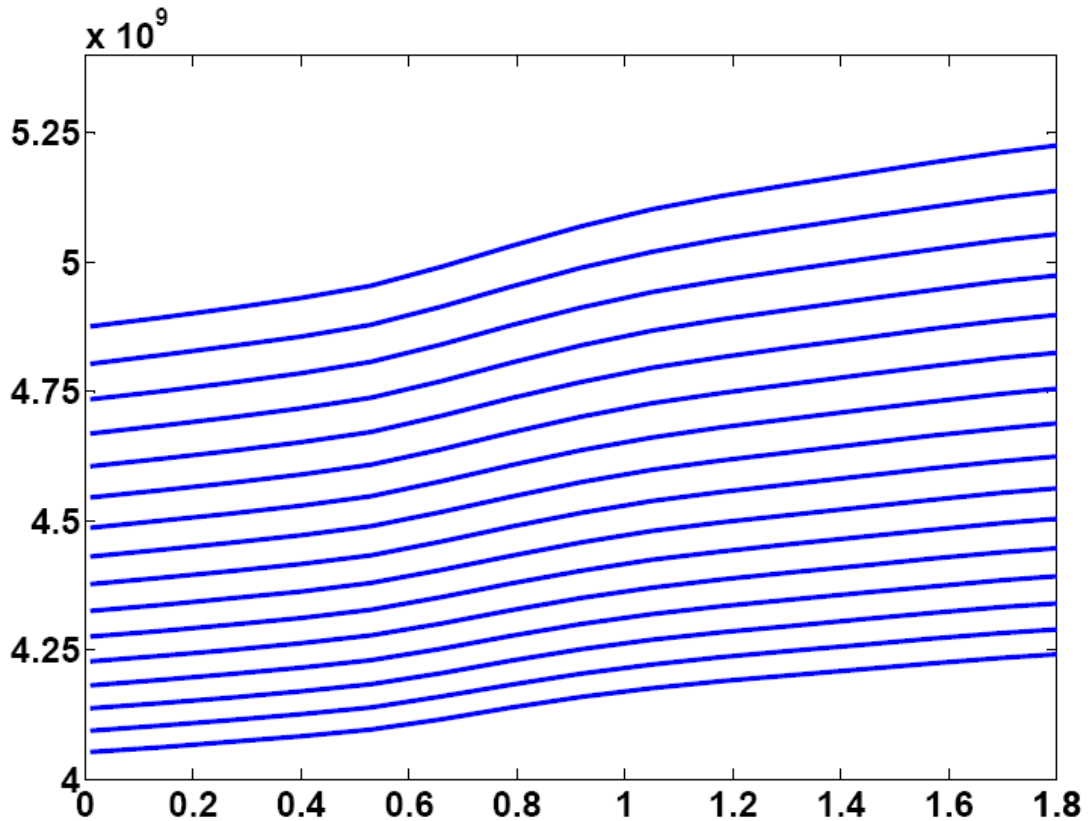


Рисунок 2.11 – Зміна частоти коливань як функція від напруга управління [10]

Таблиця 2.1 – Результати моделювання ГКН

Параметр	Значення
Напруга живлення, В	1,8
Струм споживання, мА	2
Фазові шуми, дБ/Гц	-115,8
Діапазон налаштування	24%
FOM	-194,1

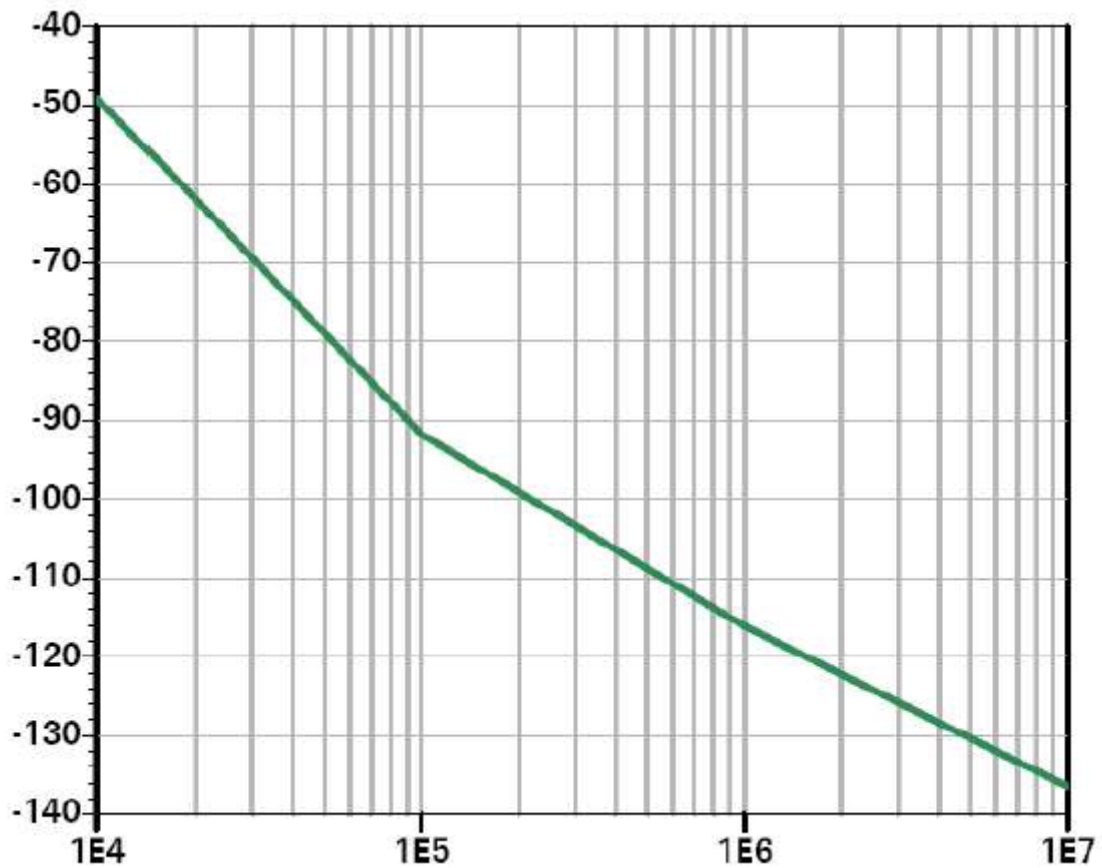


Рисунок 2.12 – Фазовий шум на частоті 5 ГГц

Таблиця 2.2 – Порівняння продуктивності низьковольтних ГКН

Джерело	Технологія мкм	Частота ГГц	PN(дБ/Гц)	TR %	P <sub>DC</sub> мВт	FOM
[30]	0,35*	5	-116	8,8	10,2	-190,3
[31]	0,18	3,8	-119	8,4	5,8	-183,1
[32]	0,35	5	-117	7	17	-180
[33]	0,18	5	-116,1	5	5,71	-193
Робота	0,18	5	-116,8	24	3,6	-194,1

Примітка

\* 0.35μm SiGe BiCMOS.

\*\* 0.35μm BiCMOS.

## 2.6 Мікрохвильовий генератор Колпітца побудований методом підвищеної транскондуктивності з використанням CMOS інтегральної технології

В останні роки стрімко розвивається широкосмуговий бездротовий зв'язок. У міру того, як смуги частот нижче 10 ГГц стають все більш переповненими, увага перемикається на більш високочастотний діапазон, наприклад, стандарт HiperLINK, що працює на частоті 17 ГГц [33, 34]. У попередніх ІС, які працюють на цих частотах, використовувалися транзистори високої рухливості GaAs (HEMT), що забезпечують відмінні радіочастотні характеристики, але обмежені вартістю виготовлення і щільністю інтеграції в порівнянні з кремнієвими конструкціями. Також RF схема, виготовлена в CMOS процесі має перевагу бути об'єднані з цифровою схемою для реалізації системи на чіпі. Таким чином, CMOS технологія прийнята для побудови RF схеми та різні CMOS ГКН повідомляється для досягнення характеристик низького енергоспоживання і низького фазового шуму. В опублікованій роботі [35] запропонована конфігурація генератора, побудована шляхом каскадного кодування крос-пари NMOS і PMOS за схемою Колпітца, як показано на рис. 2.13. Вона знижує енергоспоживання і зберігає перевагу низького рівня фазового шуму на відміну від PMOS-генератора Колпітца. У даній роботі для досягнення більш високої частотної смуги збільшена транскондуктивність MOS-приладу для досягнення стартовою генерації за рахунок зменшення довжини каналу з 0,25 до 0,18 мкм.

Режим накопичення MOS-варактора прийнятий в товстооксидному процесі для зниження перетворення АМ в РМ через варактор в коливальний контур LC. U-подібний індуктор, досліджений ЕМ-симулятором, показує, що добротність контуру на робочій частоті підвищується. Також, щоб уникнути зовнішнього шумового з'єднання від втрати кремнієвої підкладки в резонансний контур, центральна схема екранується оточуючими N-лунками в підкладці.

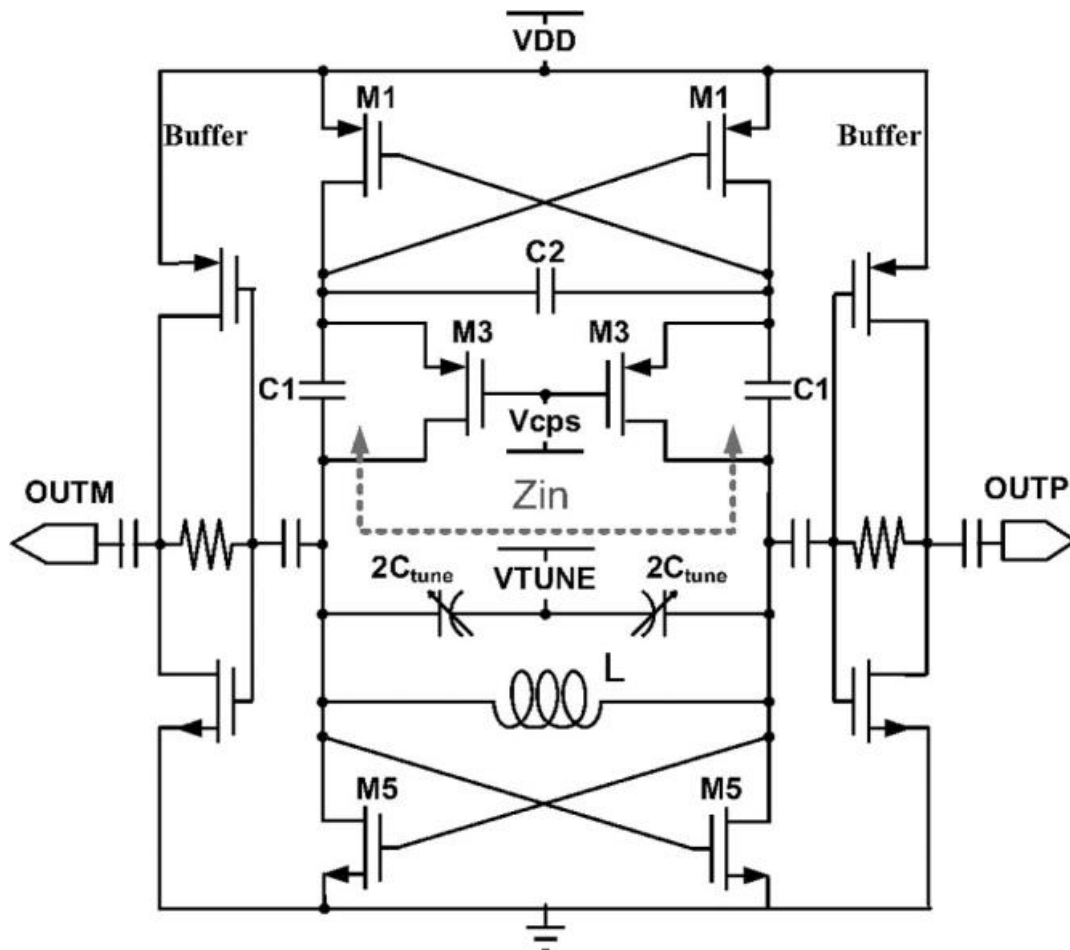


Рисунок 2.13 – Схема мікрохвильового генератор Колпітца побудований методом підвищеної транскондуктивності CMOS [46]

Для аналізу додавання крос-пари NMOS для традиційної диференціальної пари вхідний імпеданс  $Z_{in}$  ГКН за схемою Колпітца (пунктирна лінія на рис. 2.13) у верхній частині схеми, утворена крос-парою PMOS (M1), і диференціальною схемою PMOS (M3), може бути виражений у вигляді [46]

$$Z_{in} = \frac{G_{m3}}{sC_1(sC_2 - G_{m2}/2)} + \frac{1}{(sC_2 - G_{m1}/2)} + \frac{2}{sC_1} = \frac{1}{-(-G_{eq} + sC_{eq})}, \quad (2.7)$$

де  $G_{mi}$  - це транскондуктивність транзистора  $M_i$ ,  $i = 1, 3, 5$ , відповідно. Отже, необхідні і достатні умови виникнення коливань - це  $C_{eq} + C_{tune} = 1/\omega^2 L$  та  $G_{eq} = G_L$ , де  $G_L$  еквівалентно додаванню допустимого навантаження і паразит-

ного опору, пов'язаного з індуктором чіпа. Оскільки коливальний контур і навантаження генератора нового типу такі ж, як і у звичайній схемі, тому загальна негативну транскондуктивність тепер збільшено до  $(G_L + G_{m5}/2)$  у зв'язку з тим, що негативна транскондуктивність  $-G_{m5}/2$ , що забезпечується NMOS (M5) перехресної пари. Це означає, що необхідний струм для задоволення умови збудження коливань може бути зменшений.

Аналіз сигналу також може бути проведений, щоб допомогти вибрати розмір пристрою. Запропонована схема ГКН Колпітца на рисунку 2.13 може бути спрощена за допомогою теореми Нортон і теорії напівконтурів, як показано на рисунку 2.14.

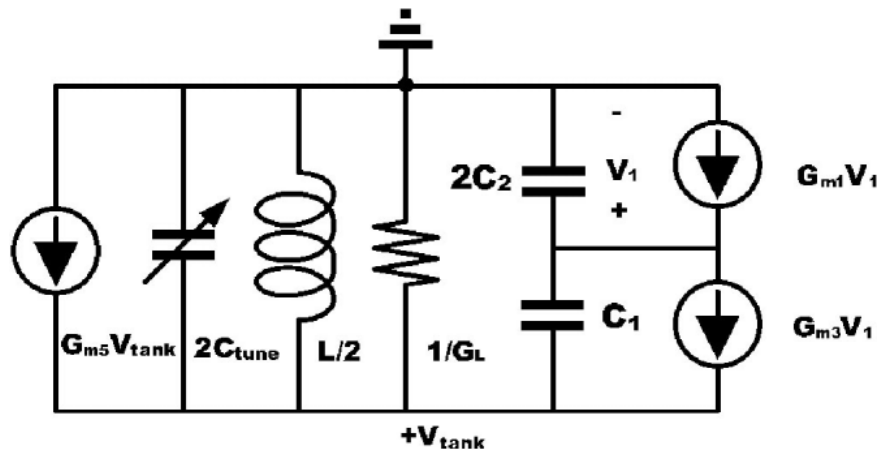


Рисунок 2.14 – Половина еквівалентної схеми електричної схеми ГКН [46]

Права частина двох еквівалентних джерел струму на рисунку 2.14 може бути розрахована як (2.8) і (2.9) на рисунку 2.15 шляхом індивідуального підрахунку двох джерел струму  $G_{m1} V_1$  і  $G_{m3} V_1$

$$G_{m1} V_1 = ((1 - n_3) G_{m1}) (V_{\text{tank}} (1 - n_3)), \quad (2.8)$$

$$G_{m3} V_1 = (n_3 G_{m3}) (V_{\text{tank}} (1 - n_3)), \quad (2.9)$$



$$n_3 = \frac{\frac{1}{C_1}}{\frac{1}{2C_2} + \frac{1}{C_1}}. \quad (2.10)$$

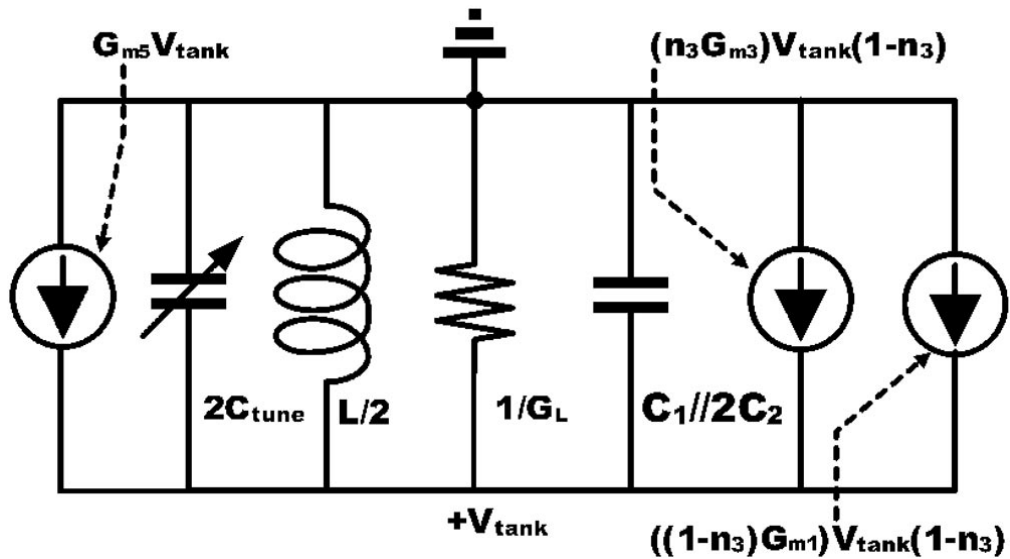


Рисунок 2.15 - Еквівалентна схема рисунку 2.14, спрощена за теоремою Нортона та методу суперпозицій [46]

Припустимо, що  $N_G$  - це відношення транскондуктивності транзисторів М3 і М1, як показано в (2.10). Повний еквівалент джерела струму можна отримати, використовуючи метод накладання трьох джерел струму  $G_{m1}V_1$ ,  $G_{m3}V_1$  і  $G_{m5}V_{\text{tank}}$  для отримання (2.11)

$$\frac{G_{m3}}{G_{m1}} = N_G. \quad (2.11)$$

Отже

$$G_{m1} = ((1-n_3) + n_3 N_G)(1-n_3)V_{\text{tank}} + G_{m5}V_{\text{tank}}. \quad (2.12)$$

Вивівши першу похідну з (2.11), можна отримати максимальне значення джерела струму, коли враховується розмір пристрою (2.12). Перевіряючи (2.11) і (2.12), можна виявити, що відносна максимальна точка виникає, якщо  $N_G > 2$ .

На рис. 2.16 показаний зв'язок співвідношення  $G_m/G_{m1}$  і  $C_1/(2C_2)$  з  $N_G$ , де  $G_m$  є еквівалентною транскондуктивністю, розрахованої по (2.12). Транскондуктивність перехресно з'єднаної пари NMOS  $G_{m5}$  в два рази більше, ніж у PMOS  $G_{m1}$ . Це показує, що еквівалентне значення транскондуктивності знаходиться відносно  $N_G$  і співвідношення  $C_1/(2C_2)$ . Більше співвідношення  $C_1/(2C_2)$  призведе до більшого значення  $G_m/G_{m1}$ , коли  $N_G < 2$ . Крім того, значення  $G_m/G_{m1}$  матиме відносно максимальне значення, коли  $N_G > 2$ .

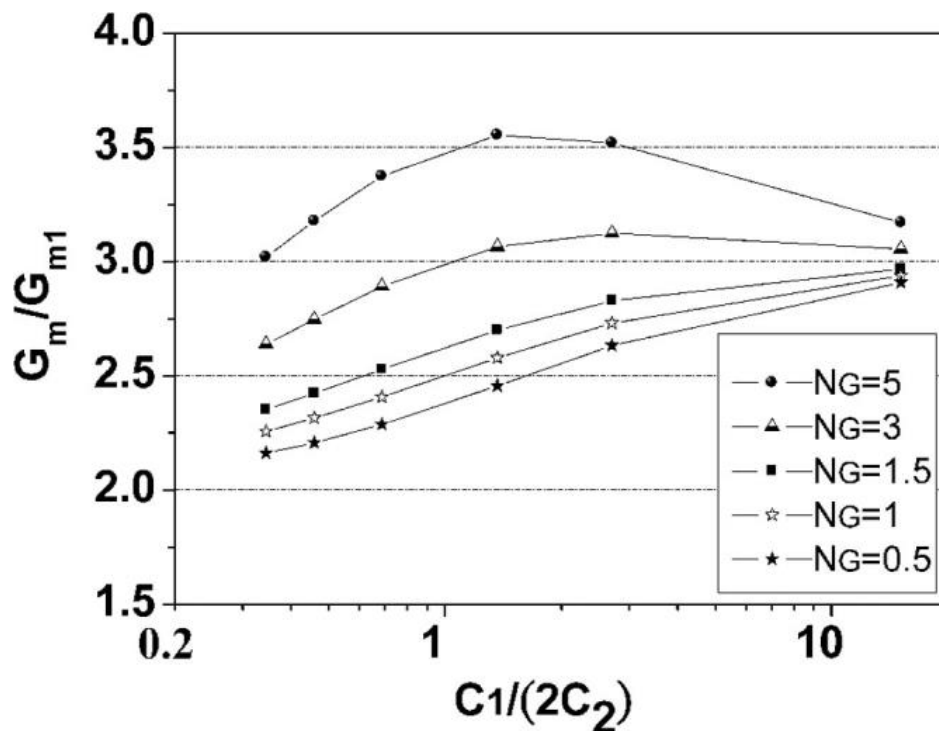


Рисунок 2.16 - Ідеальна модель еквівалентного значення  $G_m/G_{m1}$  по відношенню до  $C_1/(2C_2)$  [46]

На рисунку 2.17 показані результати моделювання співвідношення вихідної потужності і фазового шуму по відношенню до  $C_1/(2C_2)$ . З рисунку 2.17 вибираємо значення  $C_1/(2C_2)$  в нашій схемі як на рис. 2.16 для отримання оптимальних характеристик вихідної потужності і фазового шуму. У реальній реаліза-

ції, значення ємності  $2C_2$  має включати паразитну ємність  $C_{gs}$  і  $C_{ds}$  транзистора М1. Крім того, ємність  $C_1$  повинна включати паразитну ємність  $C_{ds}$  транзистора М3. Крім того, велике значення  $C_2$  знизить резонансну частоту.

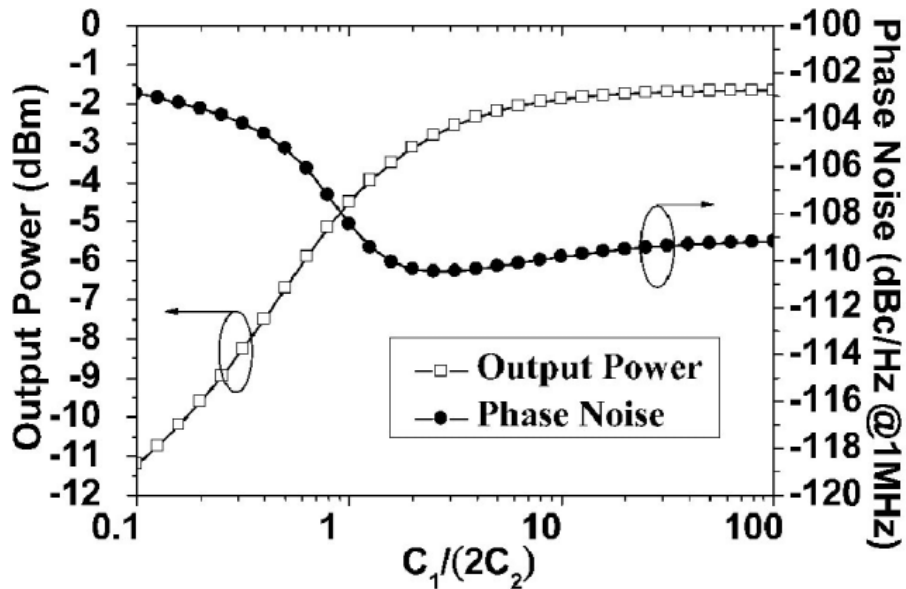


Рисунок 2.17 - Результати моделювання вихідної потужності та фазового шуму в порівнянні з  $C_1/(2C_2)$  [46]

Для аналізу впливу пристроїв схеми на фазовий шум введена інваріантна система лінійності по часу модифікованої теорії Лезона. Згідно (2.13), коефіцієнт якості і низька чутливість настройки резонансного контуру знизять фазовий шум генератора [36]

$$L(f_m, K_{VCO}) = 10 \log \left( \left( \frac{f_0}{2Qf_m} \right)^2 \left[ \frac{FkT}{2P_s} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \right] \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{K_{VCO} V_{m2}}{2f_m} \right), \quad (2.13)$$

де  $f_0$  - частота коливань,  $Q$  - фактор якості,  $f_m$  - зміщення частоти від несучої,  $F$  - коефіцієнт шуму підсилювача,  $k$  - постійна Больцмана,  $T$  - абсолютна температура,  $P_s$  - потужність радіочастоти сигналу, генерованого ГКН,  $f_c$  - частота кута шуму мерехтіння,  $K_{ГКН}$  - чутливість настройки резонансного контуру. Для під-

вищення добротності коливального контуру пристрою, його сконструйовано так, як показано нижче.

Для підвищення добротності резонансного фільтра прийнятий U-подібний індуктор, як показано на рис. 2.18. Індуктор резонансного фільтра чинить менший паразитний вплив на кути лінії електропередачі. Таким чином, він виявляє характеристику кращого фактор якості, ніж восьмикутна форма. На рис. 2.18 показано графік залежності добротності в порівнянні з восьмикутною формою. Зовнішня область індуктора оточена N-подібним колодязем, щоб ізолювати шум з'єднання з кремнієвої підкладкою. Оскільки транзистори ГКН вбудовані всередині U-подібного індуктора, розмір макету -  $700 \text{ мкм} \times 470 \text{ мкм}$ , що обмежена розміром кроку площадки постійного струму (рис. 2.19).

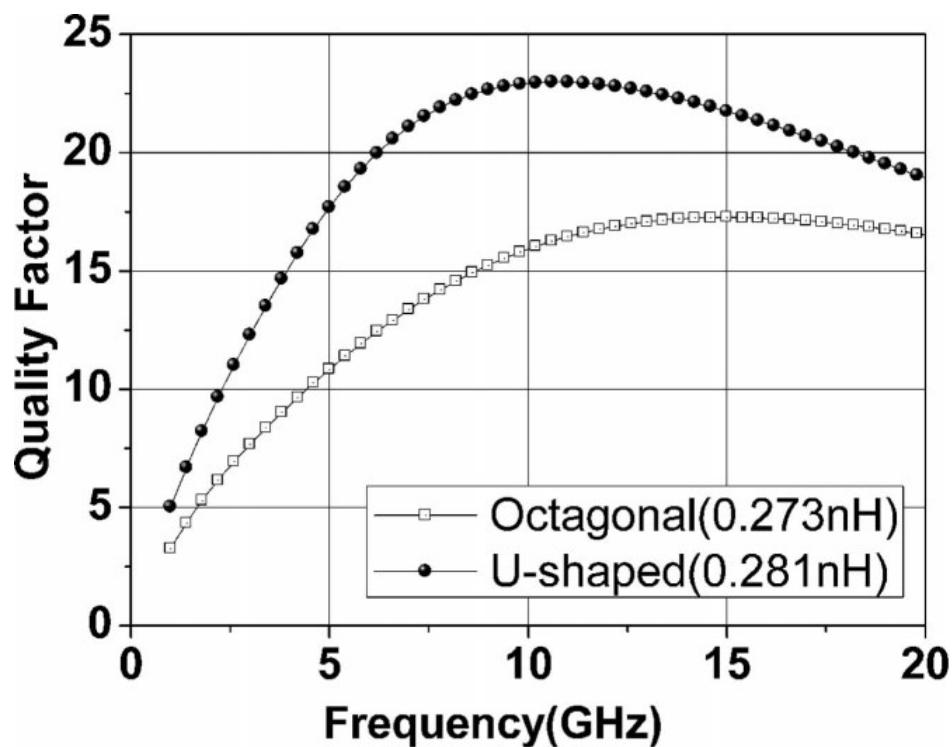


Рисунок 2.18 – Добротність U-образного і восьмикутного індукторів, ширина обох індукторів становить  $30 \text{ мкм}$  [46]

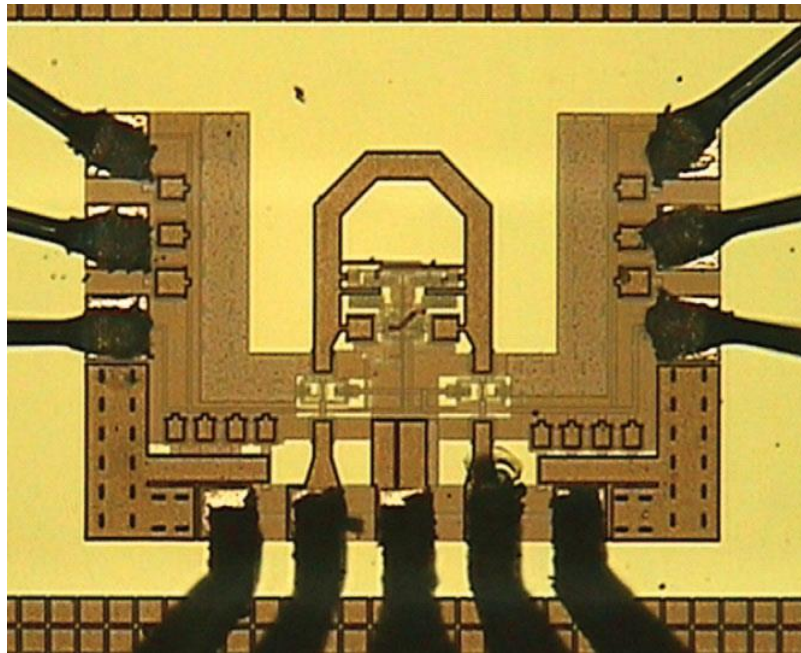


Рисунок 2.19 – Пропонована топологія схеми ГКН Колпітца в інтегральному виконанні (700 мкм × 470 мкм) [46]

Одним з механізмів дії низькочастотного шуму є його впорскування в коливальний контур через точку настройки варактора, що сприймається як джиттер поблизу носія [37, 38]. Для зменшення небажаного низькочастотного шуму, модульованого в генератор, чутливість варактора повинна бути лінійною і не повинна бути занадто високою. Режим накопичення MOS-варактора утворюється за рахунок дифузії N-типу і товстого оксиду, який використовується для пристрою введення-виведення 3,3 В [39]. Товстий оксидний MOS-варактор, як показано на рис. 2.20, має більш низьку чутливість до налаштування і більш високу добротність в порівнянні зі звичайним тонким оксидним варактором 1,8 В. Товстий оксид зменшує електричне поле в оксиді. Крім того, (2.13) вказує на те, що більш низька чутливість варактора і більш висока добротність знизять фазовий шум.

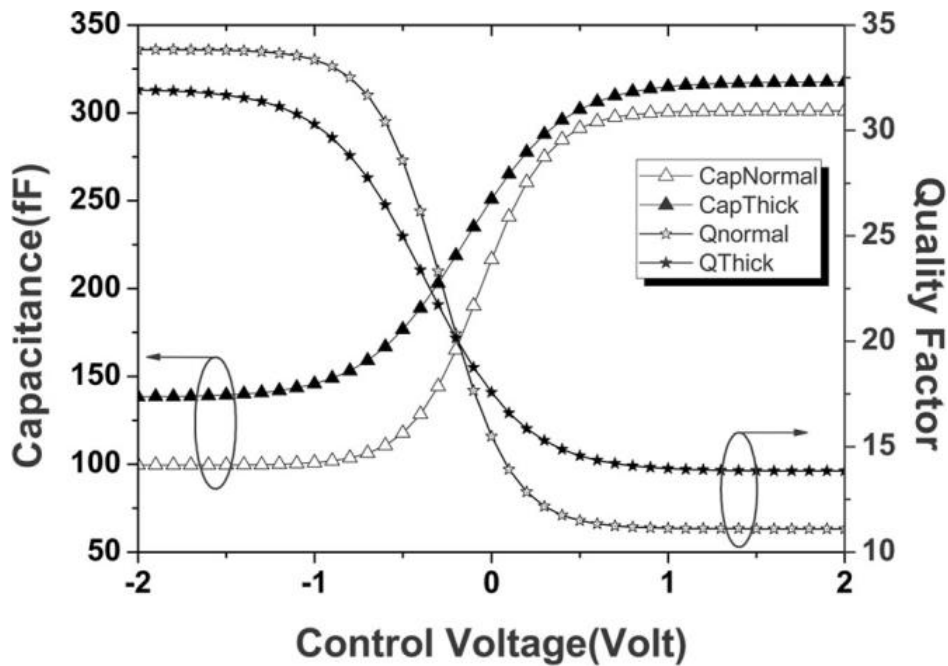


Рисунок 2.20 – Порівняння ємності і добротності між товстим оксидом і нормальним тонким оксидом [46]

Модель фазового шуму в залежності від часу, запропонована Хаджімірі і Лі [40], показує, що фазова похибка пропорційна надходженню електричного заряду в автоколивний резонансний контур, який є самозбудженим. А також вказує, що більш симетрична ефективна функція імпульсної чутливості (ISF) призведе до більш низького результату фазового шуму. Запропонована схема виконана шляхом додавання поперечної пари NMOS під традиційною диференціальною схемою ГКН Колпітца PMOS і формується в модифікованій комплементарній топології, яка має більш симетричну ефективну форму, ніж єдина схема ГКН Колпітца за топологією PMOS [41]. Таким чином, запропонована схема кращий фазовий шум, ніж традиційний генератор PMOS Колпітца.

Згідно з результатами попереднього розділу, запропонована схема була спроектована і виготовлена по 0,18-метрової КМОП-технології.  $V_{dd}$  була зміщена на 1,8 В, а  $V_{cps}$  був підключений до корпусу, як показано на рис. 2.1. Коефіцієнти зміщення PMOS M1 і M3 склали  $2,6 \text{ мкм} \times 20/0,18 \text{ мкм}$  і  $2,8 \text{ мкм} \times 36/0,18 \text{ мкм}$ , відповідно. Коефіцієнт варіації NMOS M5 склав  $2,8 \text{ мкм} \times 24/0,18$

мкм. Гілка та група варіатора NMOS - 10 і 2, а площа кожного окислу становить  $0,5 \text{ мкм} \times 2,5 \text{ мкм}$ .

Результати вимірювань ядра ГКН і буферного струму складають 4,1 і 4,6 мА відповідно. Вихідна частота і вихідна потужність як функція частоти для схеми ГКН показані на рисунку 2.21. Вихідна частота варіюється від 16,42 до 17,02 ГГц при зміні напруги управління від 0 до 1,8 В. Крім того, вихідна потужність схеми ГКН знаходиться в межах 2,8-4,6 дБм. Характеристика фазового шуму показана на рисунку 2.22, на якому показано зміщення 110,42 дБн/Гц на частоті 1 МГц від частоти коливальця. Якісний показник (FOM) може бути розрахований по (2.14), що має вигляд

$$FOM = L(f_{offset}) + 10 \log \left( \frac{P_{DC}}{1mW} \right) - 20 \log \left( \frac{f_{osc}}{f_{offset}} \right). \quad (2.14)$$

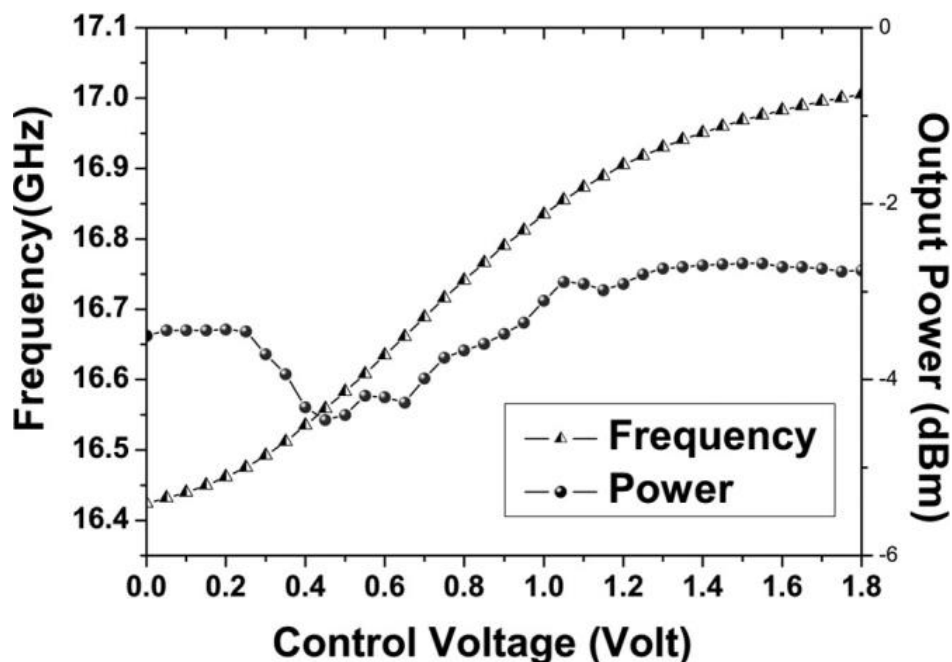


Рисунок 2.21 – Результати вимірювання вихідної потужності та частоти на-  
стройки [46]

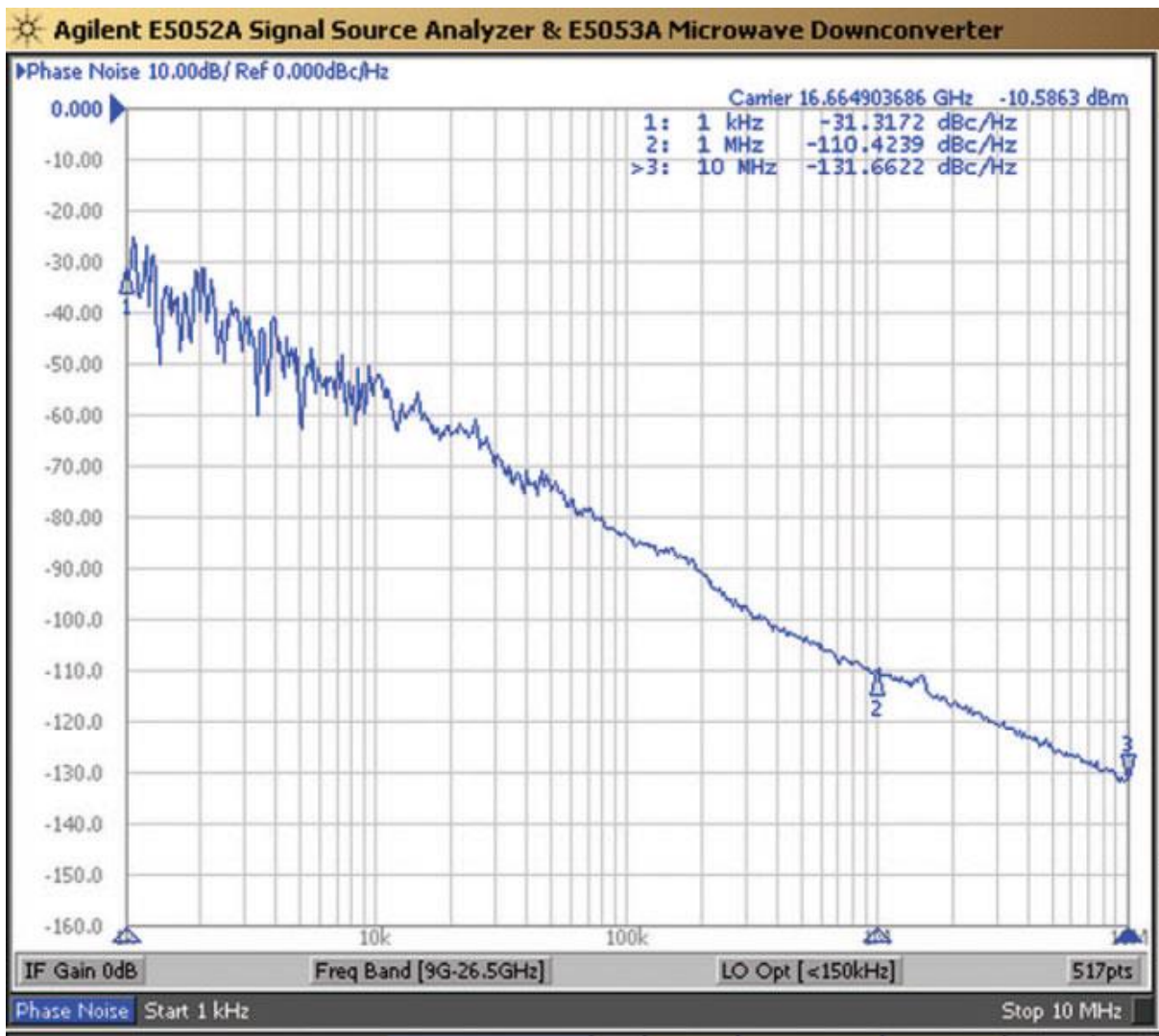


Рисунок 2.22 – Вимірний фазовий шум схеми ГКН [46]

Показано, що значення FOM становить 186,2 дБн/Гц, де  $L(f_{\text{offset}})$  - це фазовий шум на  $f_{\text{offset}}$  зміщеною частоти від центральної частоти  $f_{\text{osc}}$ , а  $P_{\text{DC}}$  - це споживана потужність ГКН в постійному режимі. На рис. 2.23 показано моделювання та вимірювання фазового шуму при різній напрузі настройки. Характеристики схеми наведені в таблиці 2.3. Результати вимірювань пропонованого ГКН, що порівнюються з іншими представленими ГКН, наведені в таблиці 2.4.



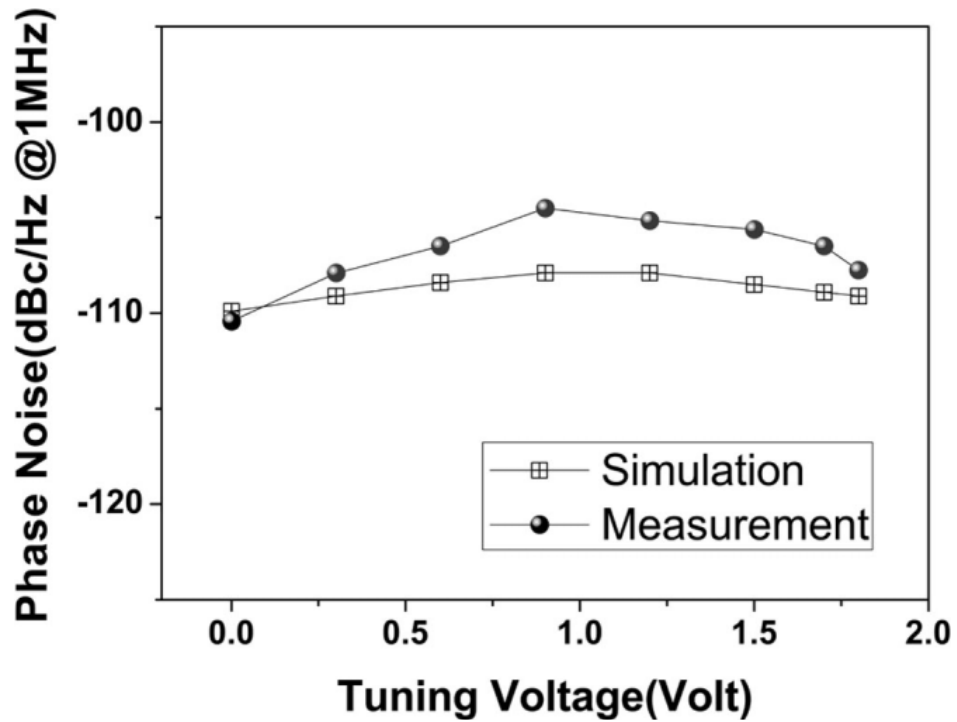


Рисунок 2.23 - Результати моделювання та вимірювання фазового шуму в порівнянні з налаштуванням напруги [46]

Таблиця 2.3 - Обмірювані результати пропонованого ГКН в порівнянні з іншими зареєстрованими ГКН [46]

Джерело	Технологія	$f_0$ , ГГц	$V_{dd}$ , В	$P_{dd}$ , мВт	Фазові шуми, дБн/Гц	FOM, дБн/Гц	$\Delta f$ , ГГц
Робота	CMOS 0,18 мкм	16,7	1,8	7,4	-110,4 при 1МГц	-186,2	0,6
[42]	SiGe BiCMOS 0,25 мкм	18,5	-	36	-109,1 при 1МГц	-179	4,1
[43]	CMOS 0,18 мкм	12	1,0	7,7	-102 при 0,6 МГц	-180,8	0,4
[44]	CMOS 0,18 мкм	11,22	1,8	6,8	-109,4 при 1МГц	-181,8	-

Таблиця 2.4 – Зведення результатів вимірювань ГКН

Вимірний параметр	Значення
Технологія	CMOS 0,18 мкм
Розмір плати	700 мкм × 470 мкм
Споживання постійного струму	1,8 В / 4,1 мА
Буфер споживання постійного струму	1,8 В / 4,6 мА
Діапазон частот перелаштування	16,42...17,02 ГГц (3,47%)
Вихідна потужність	-2,8...-4,6 дБм
Фазові шуми при розстроюванні на 1 МГц	-104,5...-110,4 дБн/Гц
FOM	-180,3...-186,2 дБн/Гц

## 2.7 Висновки до 2-го розділу

У розділі розглянуто LC-контур ГКН з низьким енергоспоживанням і низьким фазовим шумом. ГКН має N- і PMOS перехресно з'єднані пари. ГКН оптимізований для застосування в 5 ГГц WLAN (IEEE 802.11a) шляхом зміни діапазону настройки. При цій роботі досягається фазовий шум -115,8 дБн/Гц зі зміщенням на 1 МГц при споживанні струму 2 мА для ГКН. Частота ГКН може налаштовуватися в діапазоні від 4,1 до 5,24 ГГц.

Запропоновано і реалізовано в технології КМОП 0,18 мкм модифікований ГКН за схемою Колпітца. Було додано перехресно-здвоєну пару NMOS для зниження стану запуску осциляції на основі існуючої схеми ГКН на базі PMOS схеми Колпітца. В аналізі також представлений метод проектування для оптимізації вихідної потужності і фазових шумів. Для підвищення продуктивності схеми в необхідній смузі частот резонансний контур розроблений з урахуванням фактора кращої якості за рахунок використання U-подібного індуктора і MOS-варакторів в режимі товстого накопичення оксидів. За результатами вимірювання отримано такі результати: фазовий шум -110,42 дБн/Гц зі зміщенням на 1 МГц і FOM -186,2 дБн/Гц.

### **3 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА З АКТИВНОЮ ІНДУКТИВНІСТЮ ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ**

3.1 Огляд сучасних MOS-транзисторних схемних рішень активної індуктивності на основі гіраторів

У сучасній системі бездротового зв'язку генератор керований напругою (ГКН) робить дуже значний внесок і став аналогом в цьому секторі [51]. ГКН є фундаментальним елементом, що входять до складу PLL (Phase Locked Loop), який є основним будівельним блоком РЧ-приймача [52]. Крім того, синтезатори частоти, високоефективний передавач, АЦП (аналого-цифровий перетворювач), локальний генератор мають фундаментальну складову частину ГКН [53-56]. Невелика площа кремнію, низьке енергоспоживання, низький рівень фазового шуму і широкий діапазон настройки є основними параметрами роботи ГКН. Кільцевий генератор і LC генератор в основному використовуються для високочастотних додатків. Невелика площа споживання кремнію і широкий діапазон частот є двома ключовими перевагами кільцевого генератора. Але у нього є головний недолік - низька продуктивність по фазового шуму, в той час як LC ГКН має можливість подолати цей недолік.

Проте, LC ГКН має низький діапазон налаштування і дуже високі витрати кремнію, що виникають унаслідок застосування спірального або пасивного індуктора [57]. Цей недолік можна подолати, замінивши пасивний індуктор на активний. Більш того, з точки зору еквівалентної добротності, витрати кремнієвої області та переналаштований активний індуктор перевершує звичайний спіральний індуктор [58]. Активний індуктор в основному використовує топологію гіраторів-С, яка знаходиться в конфігурації зворотного зв'язку. Включення резистора ( $Rf$ ) в коло зворотного зв'язку дозволяє домогтися гарного вкладу в підвищення добротності, а, отже, і зниження фазових шумів.

Активний індуктор на базі гіраторів-С формується двома послідовними транскондукторами (наприклад, MOS-транзистор), один електрод якого підключений до конденсатора. Він може бути позначений як однокінцевий, якщо один порт підключений до заземлення або до будь-якого джерела живлення [59]. Схематичне зображення (рис. 3.1) і відповідні рівняння наведені нижче [45].

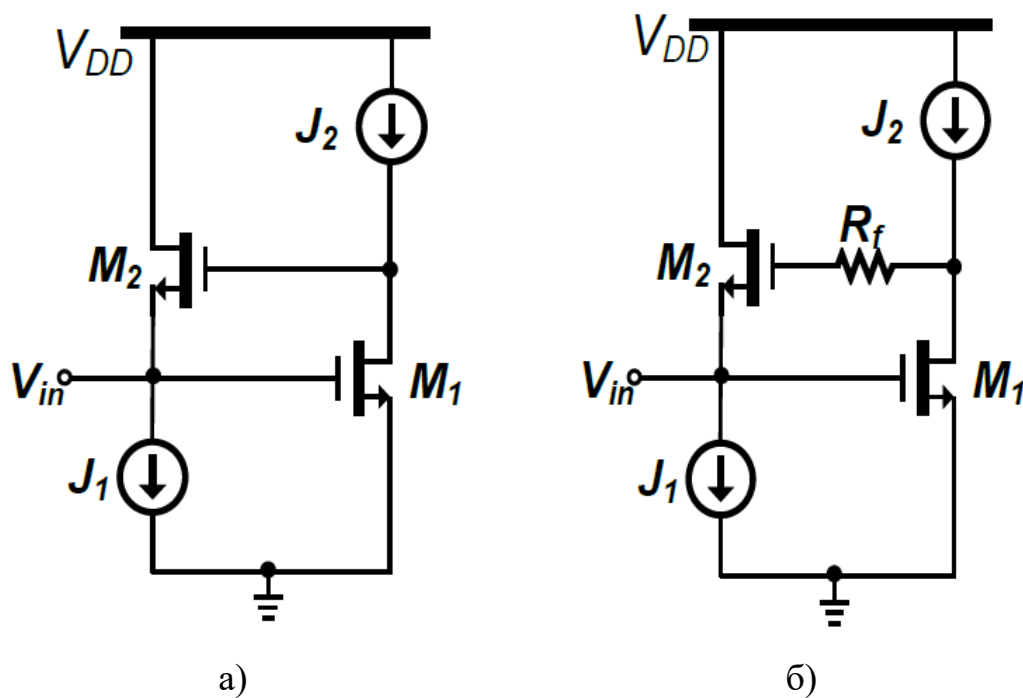


Рисунок 3.1 - Схематичне представлення активної індуктивності на базі гіратора-С: (а) без зворотного зв'язку; (б) з резистором у зворотному зв'язку [45]

$$Z_{in} = \frac{(g_{ds} 2g_{m1}) + s(C_{gs2} + C_{gd2} + C_{gd1})}{(sC_{gs2} + g_{ds2} + g_{m2})(s(C_{gs2} + C_{gd1}) + g_{m2})}, \quad (3.1)$$

де  $G = g_{ds2} + g_{m1} \approx g_{m1}$ ,  $L = \frac{C_{gs2}}{g_{m1}g_{m2}}$ ,  $R_s = \frac{g_{ds1}}{g_{m1}g_{m2}}$ ,  $C = C_{gs1}$ .

Частота резонансу задається як [45]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{gs1}C_{gs2}}}.$$

Вищевказані рівняння є виразами еквівалентного вхідного імпедансу, провідності, індуктивності, послідовного опору, паралельної ємності і саморезонансної частоти. Так як добротність  $Q$  є коефіцієнтом співвідношенням уявної частини і реальної частини імпедансу, то за рахунок поліпшення індуктивності, не зачіпаючи інші, можна домогтися активного індуктора з високим коефіцієнтом  $Q$ . Тому новий метод, тобто використання зворотного зв'язку від дренажного виходу  $M1$  до входу затвора  $M2$ , показує величезний внесок в цьому випадку [59].

$$G \approx g_{ds2} + \frac{g_{m1}}{1 + R_f g_{ds1}}, L \approx \frac{C_{ds2} (1 + R_f g_{ds1})}{1 + g_{m1} g_{m2}}, R_s \approx \frac{g_{ds1}}{g_{m1} g_{m2}}, C \approx C_{gs1}. \quad (3.2)$$

Тепер нова аналізована резонансна частота може бути виражена рівнянням, наведеним нижче [45]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{gs1} C_{gs2} (1 + R_f g_{ds1})}}.$$

Рівняння (3.2) є відповідними рівняннями  $G$ ,  $L$ ,  $R_s$  і  $C$ . Зрозуміло, що індуктивність збільшується на коефіцієнт  $(1 + R_f g_{ds1})$ , що призводить до збільшення добротності. Крім того, ще один важливий фактор, що вносить вклад в фактор якості  $R_s$ , залишається постійним і тому не робить ніякого впливу на добротність [59].

Активний індуктор, який використовує поточний каскад повторного використання, був представлений [60]. Примітною перевагою даної топології є те, що вона незалежно забезпечує обсяг керованої індуктивності та добротності [60]. Схематичне зображення активного каскадного індуктора Венг-Куо представлено на рис. 3.2 [45].

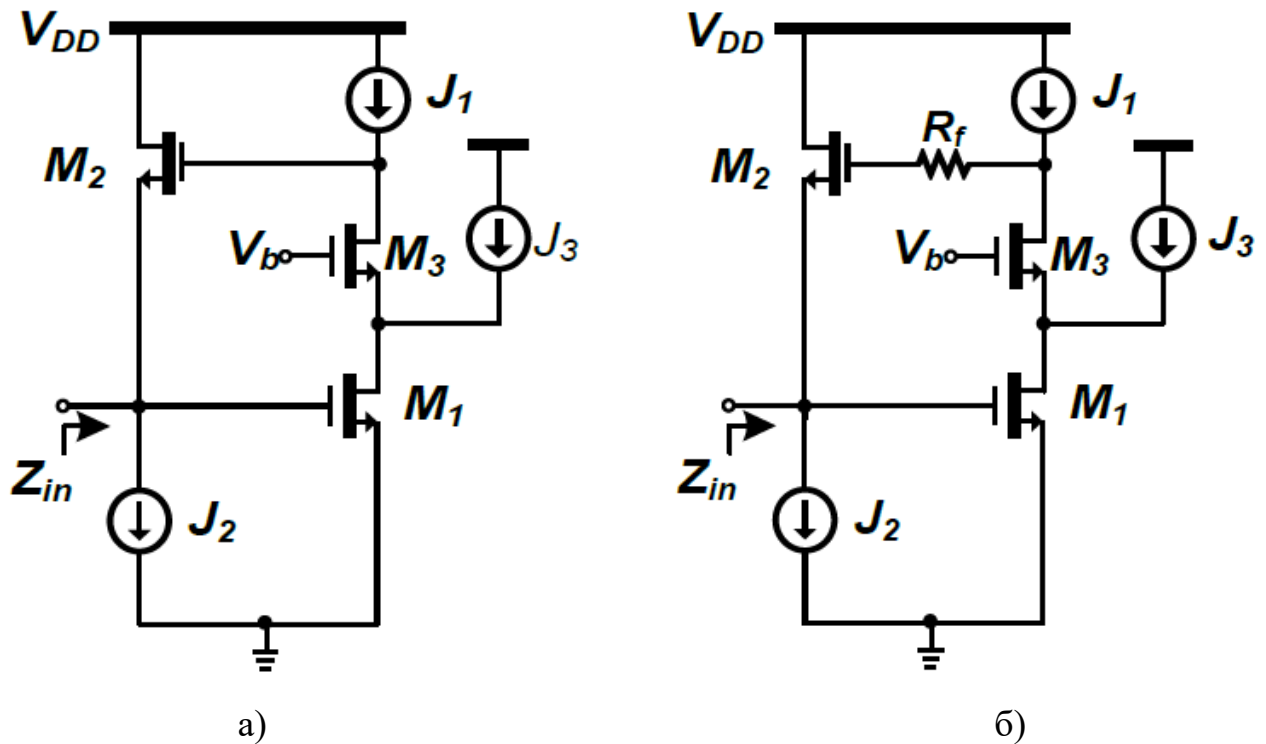


Рисунок 3.2 - Електрична схема каскодної активної індуктивності Вень Куо:

(а) без зворотного зв'язку; (б) з резистором зворотного зв'язку [45]

Тут  $g_{m1}$  відноситься до  $J_1 + J_3$ , а  $g_{m3}$  тільки до  $J_1$ . Решта рівнянь наведені нижче [45]

$$G = g_{ds2} + g_{m1} \approx g_{m1}, \quad L = \frac{C_{gs2}}{g_{m1}g_{m2}}, \quad R_s = \frac{g_{ds1}g_{ds3}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}, \quad C = C_{gs1}. \quad (3.3)$$

Резонансна частота і добротність на резонансній частоті задаються наступним чином [45]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{gs1}C_{gs2}}},$$

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

Налаштування  $\omega_o$  може бути досягнута варіацією  $g_{m1}$  і  $g_{m2}$ , але для  $Q$  досить варіації  $g_{m3}$ . Тому настройка  $Q$  більше не буде залежати від  $\omega_o$  [60].

Тепер введення зворотного зв'язку, як і в попередньому випадку, згенерує зовсім інший стан. Нижче наведені аналізовані рівняння для використання зворотного зв'язку від дренажного виходу  $M3$  до входу затвора  $M2$  [45].

$$G = g_{ds2} + \frac{g_{m1}}{1 + R_f g_{ds1}}, \quad L = \frac{C_{gs2} (1 + R_f g_{ds1})}{g_{m1} g_{m2}}, \quad R_s \approx \frac{g_{ds1} g_{ds3}}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}, \quad C \approx C_{gs1}. \quad (3.4)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{gs1} C_{gs2} (1 + R_f g_{ds1})}},$$

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

Продуктивність активного індуктора Weng-Kuo може бути ще більш поліпшена шляхом заміни каскаду на звичайний каскад (рис. 3.3). Ідея використання регульованого каскаду була представлена в регульованих каскадному активному індукторі Манетакіса [61]. Знову була вдосконалена Дж. Лянґ, де був вбудований резистор зворотного зв'язку [62]. Аналіз обох випадків показує вплив регульованого каскаду і регульованого каскаду з резистором зворотного зв'язку.

Регульована каскодна активна індуктивність за схемою Манетакіса використовує два MOS-транзистори  $M3$  і  $M4$ , які в кінцевому підсумку зменшують опір серії  $R_s$ , що призводить до збільшення коефіцієнта  $Q$  [61]. Відповідні рівняння наведені нижче [45]

$$G = g_{ds2} + g_{m1} \approx g_{m1}, \quad L = \frac{C_{gs2}}{g_{m1} g_{m2}}, \quad R_s \approx \frac{g_{ds1} g_{ds3} g_{ds4}}{g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}, \quad C = C_{gs1}. \quad (3.5)$$

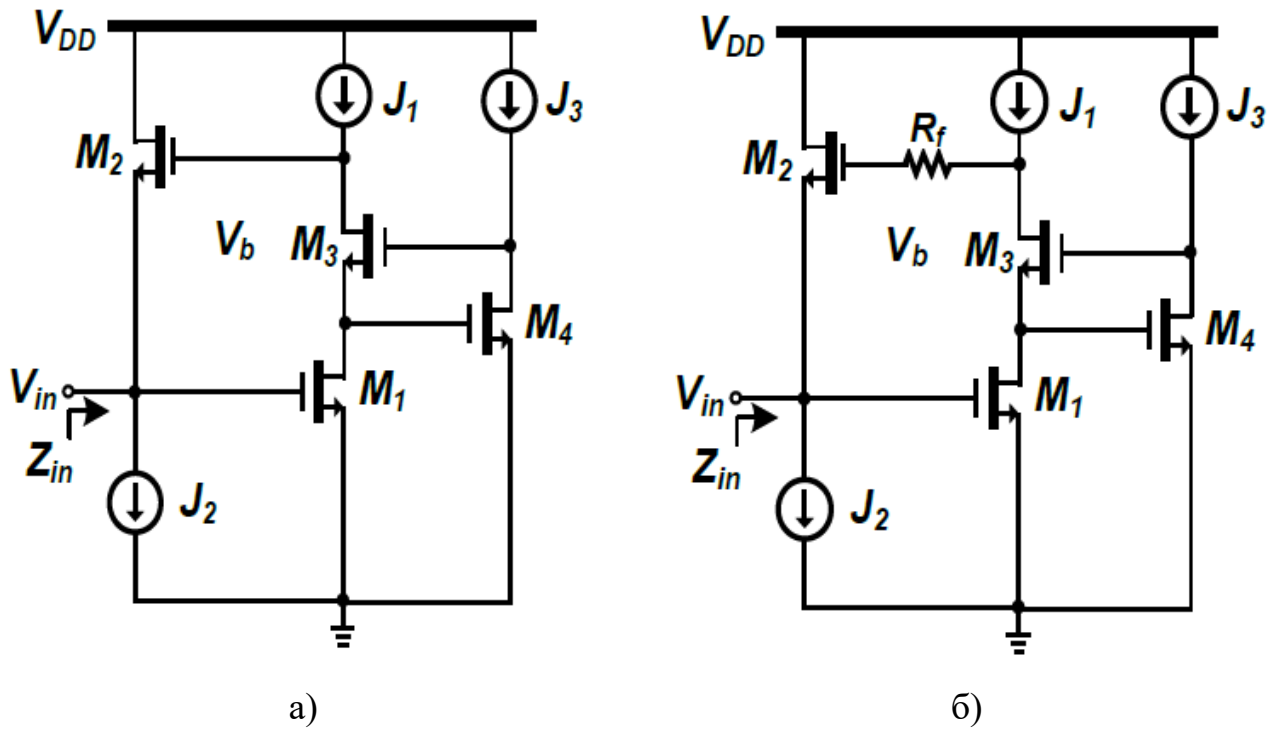


Рисунок 3.3 - Схема регулярної каскодної активної індуктивності "Манетакіс" (а); резистор зворотного зв'язку Liang у схемі регулярної каскодної активної індуктивності (б) [45]

Резонансна частота і добротність на резонансній частоті задаються наступним чином [45]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{gs1}C_{gs2}}},$$

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

Резистор зворотного зв'язку по зайнятості  $R_s$  призведе до подальшого поліпшення коефіцієнта  $Q$  за рахунок збільшення індуктивності [62]. Відповідні рівняння наведені нижче [45]

$$G = g_{ds2} + \frac{g_{m1}}{1 + R_f g_{ds1}}, \quad L = \frac{C_{gs2}(1 + R_f g_{ds1})}{g_{m1}g_{m2}}, \quad R_s \approx \frac{g_{ds1}g_{ds3}g_{ds4}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}g_{m4}}, \quad C \approx C_{gs1}. \quad (3.6)$$

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



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

### 3.2 Результати математичного моделювання MOS-транзисторних схемних рішень активної індуктивності на основі гіраторів

Так як ідеальний струм джерел  $J1$ ,  $J2$  і  $J3$  є непрактичними, то вони будуть замінені насиченими MOS-транзисторами, які виступають в якості джерела струму. Для отримання графіка індуктивності і коефіцієнта  $Q$  було виконано моделювання s-параметрів. Значення резистора зворотного зв'язку – 1 кОм. Нова схема активного каскадного індуктора Венг-Куо і опору зворотного зв'язку Лянг зі звичайним каскодним активним індуктором з насиченими MOS-транзисторами в якості джерела струму поряд показана на рис. 3.4 [45].

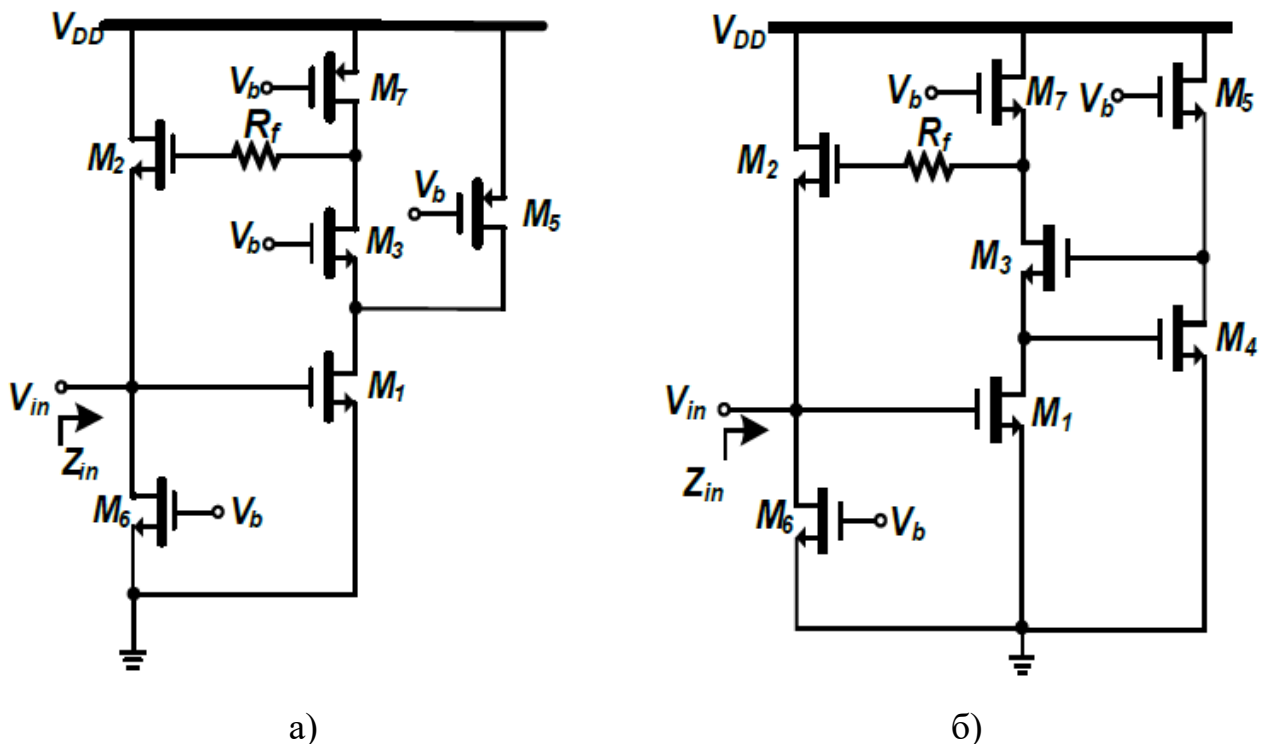


Рисунок 3.4 – Електричні схеми активних індуктивностей: а) каскодний активний індуктор Weng Куо з насиченим MOS-транзистором в якості джерел струму; б) резистор зворотного зв'язку Liang у звичайному каскодному активному індукторі з насиченою MOS-транзистором в якості джерела струму [45]

Моделювання виконується при напрузі живлення  $V_{DD} = 1\text{В}$  і напрузі зсуву  $V_b = 0,5\text{В}$ . Для всіх насичених pMOS-транзисторів як джерел струму використовуються  $W/L = 4\text{ мкм} / 120\text{ нм}$  і nMOS  $W/L = 6\text{ мкм} / 300\text{ нм}$ .

Таблиця 3.1 - Ширина і довжина реалізованих транзисторів [45]

MOS-трнзистор	Ширина W (Width), мкм	Довжина L (Length), нм
M1	12	120
M2	22	140
M3	25	140
M5	4	120
M6	6	300
M7	4	120
M4	4.2	300

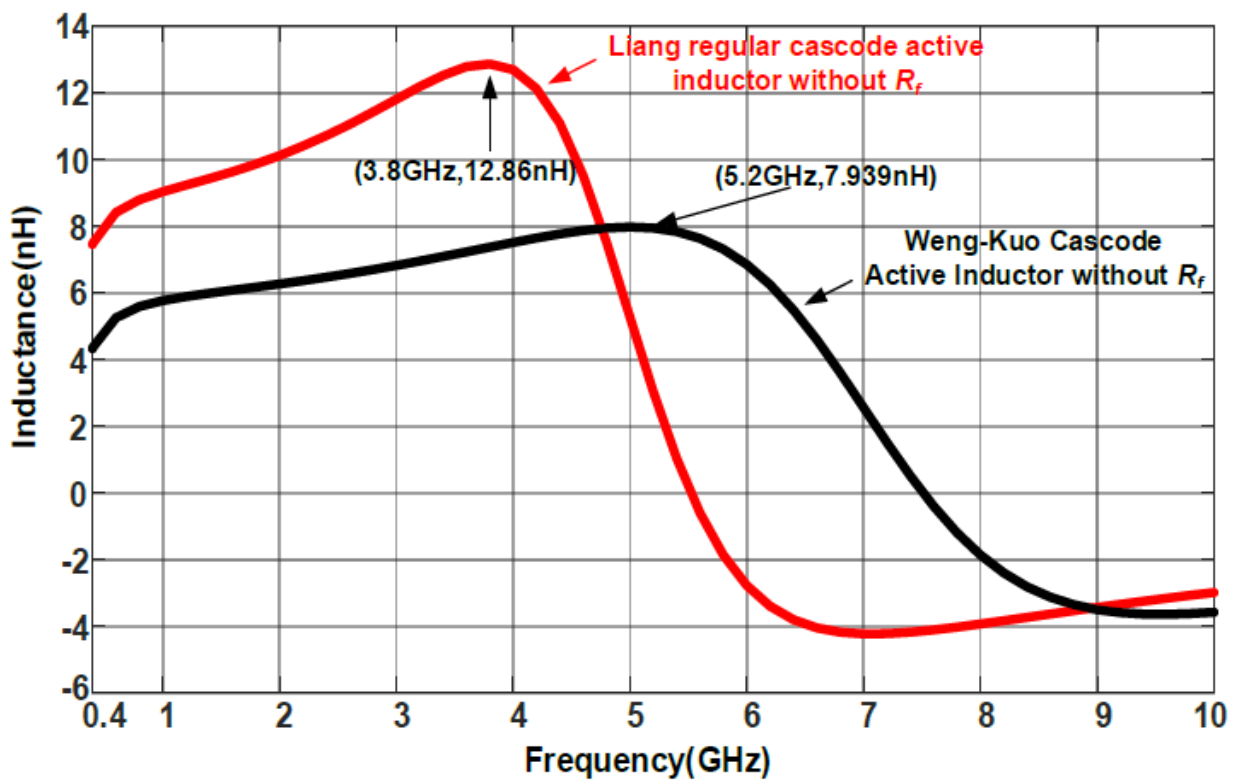
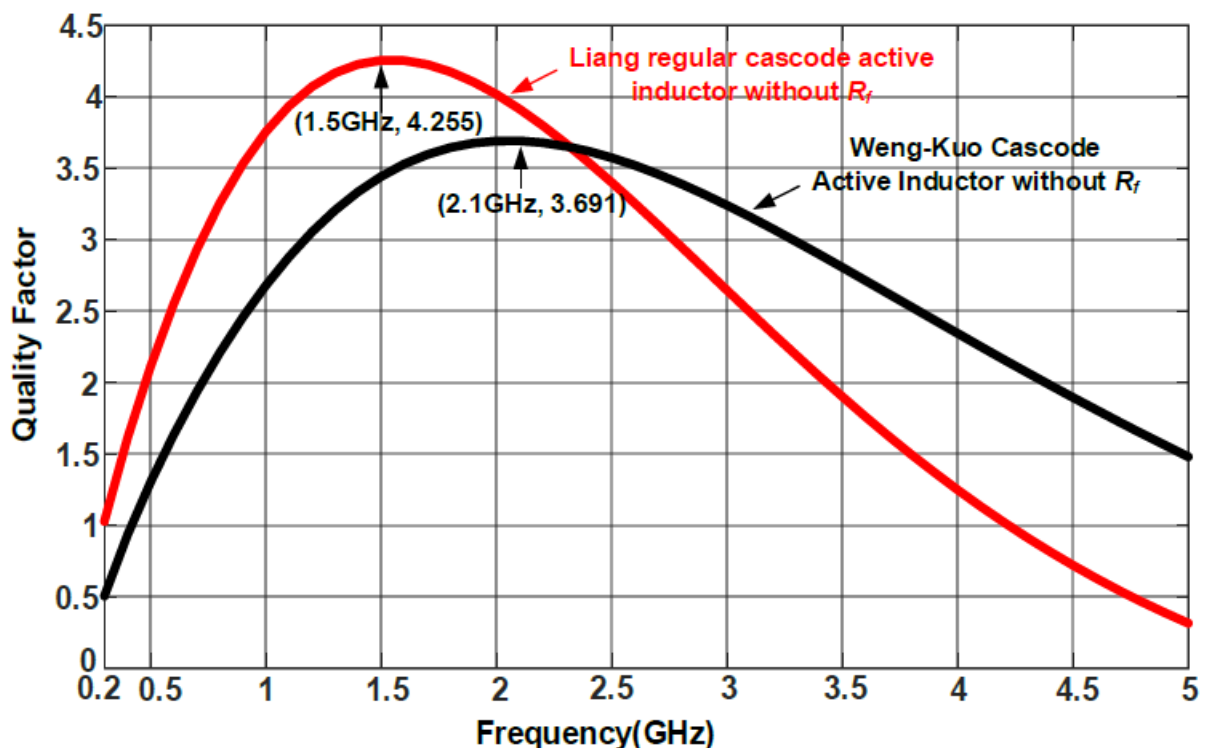


Рисунок 3.5 - (а) Графічне представлення індуктивності в порівнянні з частотою обраних активних індукторів [45]

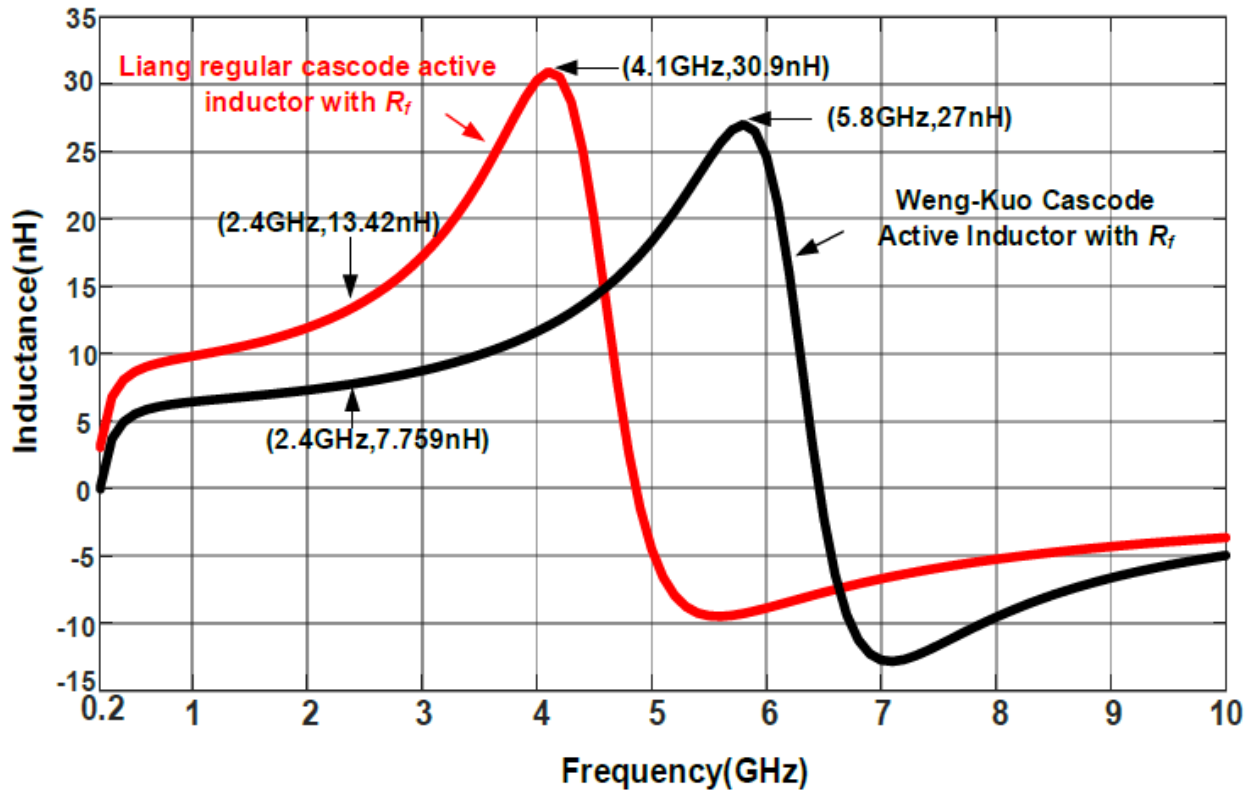
З рис. 3.5 (б) видно, що добротність активного індуктора регулярного каскаду Ліана більше, ніж активного індуктора Венг-Куо. Це відбувається тому, що індуктивний значення більше в разі першого, ніж другого. Знову ж опір се-

рії  $R_s$  розділене на додаткові терміни  $g_{ds1}$ ,  $g_{m3}$  and  $g_{m4}$  через регулярного каскаду в регулярному каскаді Liang активного індуктора. Ці два ефекти мають загальний внесок в приріст коефіцієнта  $Q$  для регулярного каскадного активного індуктора Ліана. Максимальні значення індуктивності: 12,86 нГн на частоті 3,8 ГГц (Liang) і 7,94 нГн на частоті 5,2 ГГц (Weng-Kuo). Аналогічним чином, максимальні коефіцієнти  $Q$  - 4.26 на частоті 1,5 ГГц (Liang) і 3,69 на частоті 2,1 ГГц [45].

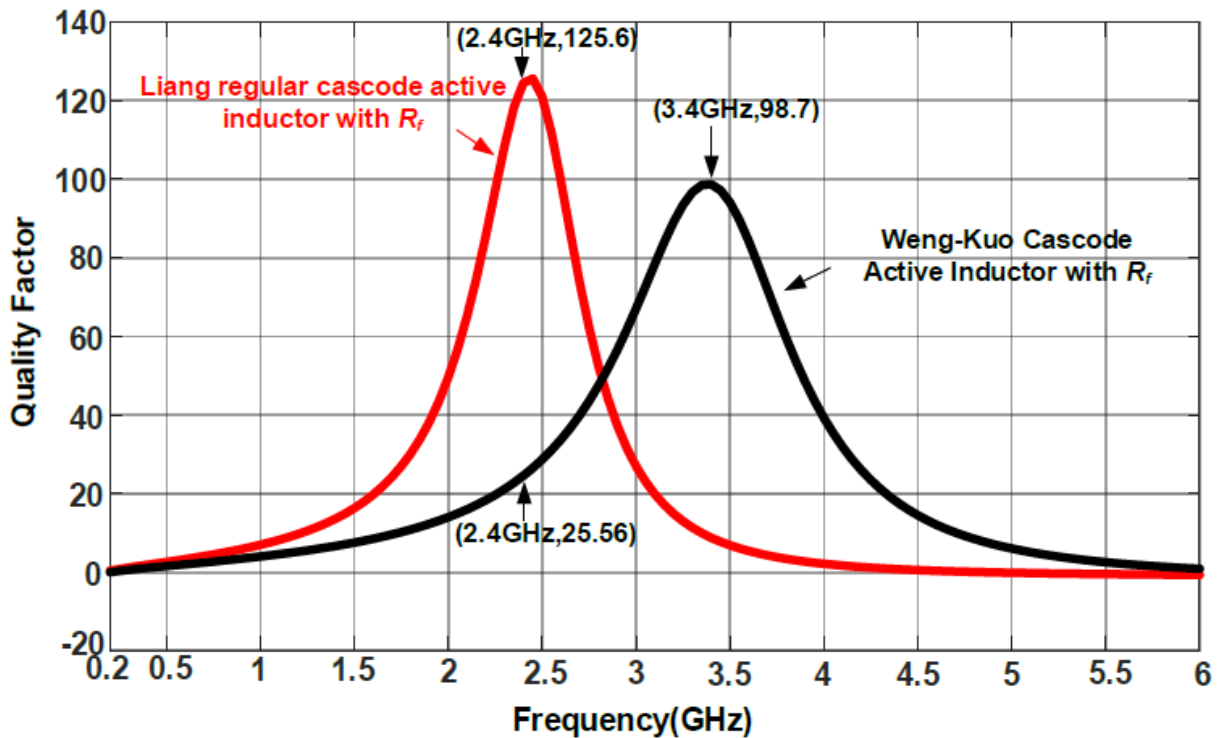


Продовження рисунку 3.5 (б) – Графічне представлення коефіцієнта якості по відношенню до частоти обраних активних індукторів [45]

На рисунку 3.6 показаний випадок, коли в зворотне коло включений резистор. У міру збільшення індуктивності в коефіцієнт  $(1 + R_f g_{ds1})$ , чисельні значення максимальної індуктивності збільшуються до 30,9 нГн і 27 нГн в обох випадках. В даний час підвищеними значеннями добротності є 125,6 на частоті 2,4 ГГц (Liang) і 98,7 на частоті 3,4 ГГц (Weng-Kuo). Енергоспоживання становить 429,9 мкВт для звичайного каскаду Liang, де воно становить 474,1 мкВт для Weng Kuo каскаду активного індуктора.



a)



б)

Рисунок 3.6 (б) - Графічне представлення коефіцієнта якості по відношенню до частоти обраних активних індукторів без резистора зворотного зв'язку [45]

### 3.3 Мікрохвильовий генератор Колпітца з активною індуктивністю побудований з використанням CMOS інтегральної технології

Топологія LC VCO формується індукторами в диференціальній конфігурації, крос-парою транзисторів NMOS, варакторів і джерелом струму, як показано на рис. 3.7 [45]. Кожна ділянка цього освіти має свій особливий внесок. Власна паразитна ємність індуктора і варактор утворюють резервуар LC, в якому варактор використовується для зміни частоти коливань. У практичному випадку LC контур має власний опір, який відповідає за зменшення частоти коливань. Тому підсилення з високим коефіцієнтом підсилення є основною вимогою для підтримки коливань.

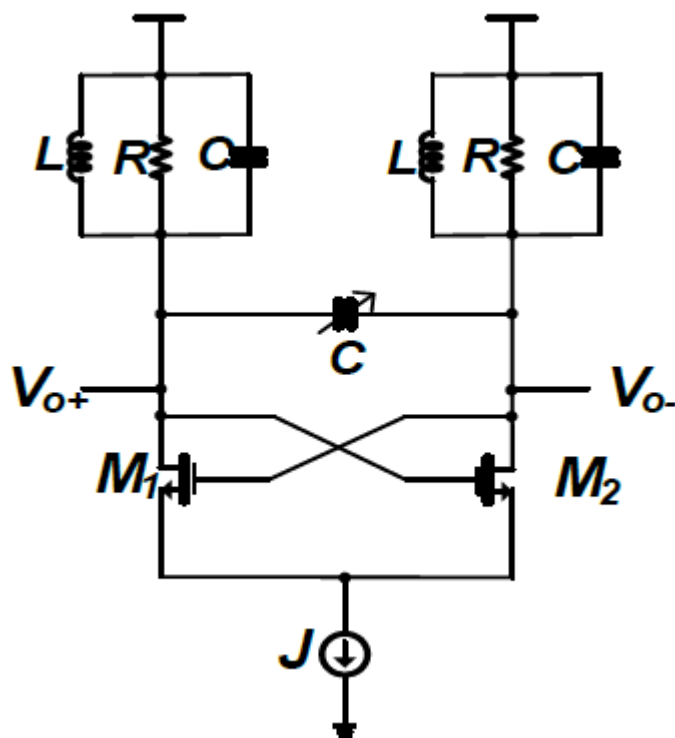


Рисунок 3.7 – Спрощена схема топології NMOS перехресно-зв'язаних LC ГКН

Крос-паралельні NMOS ( $M_1$  and  $M_2$ ), які підключені в конфігурації з загальним стоком, забезпечують великий коефіцієнт підсилення по напрузі. Ця конфігурація має ще одну важливу функцію - зсув фази на  $-360$  градусів, що є одним з основних постулатів критеріїв Бархаузена. Тому дві основні умови, пе-

рше з яких - велике підсилення по напрузі, а друге - повний зсув по фазі  $-360^\circ$ , виконуються в цій крос-комутаційній конфігурації. Залишок, тобто джерело хвостового струму  $J$ , використовується для регулювання опору MOS, так що бажане підсилення напруги може бути досягнуто для підтримки генерації [13]. Ця топологія буде використана для подальшого проектування.

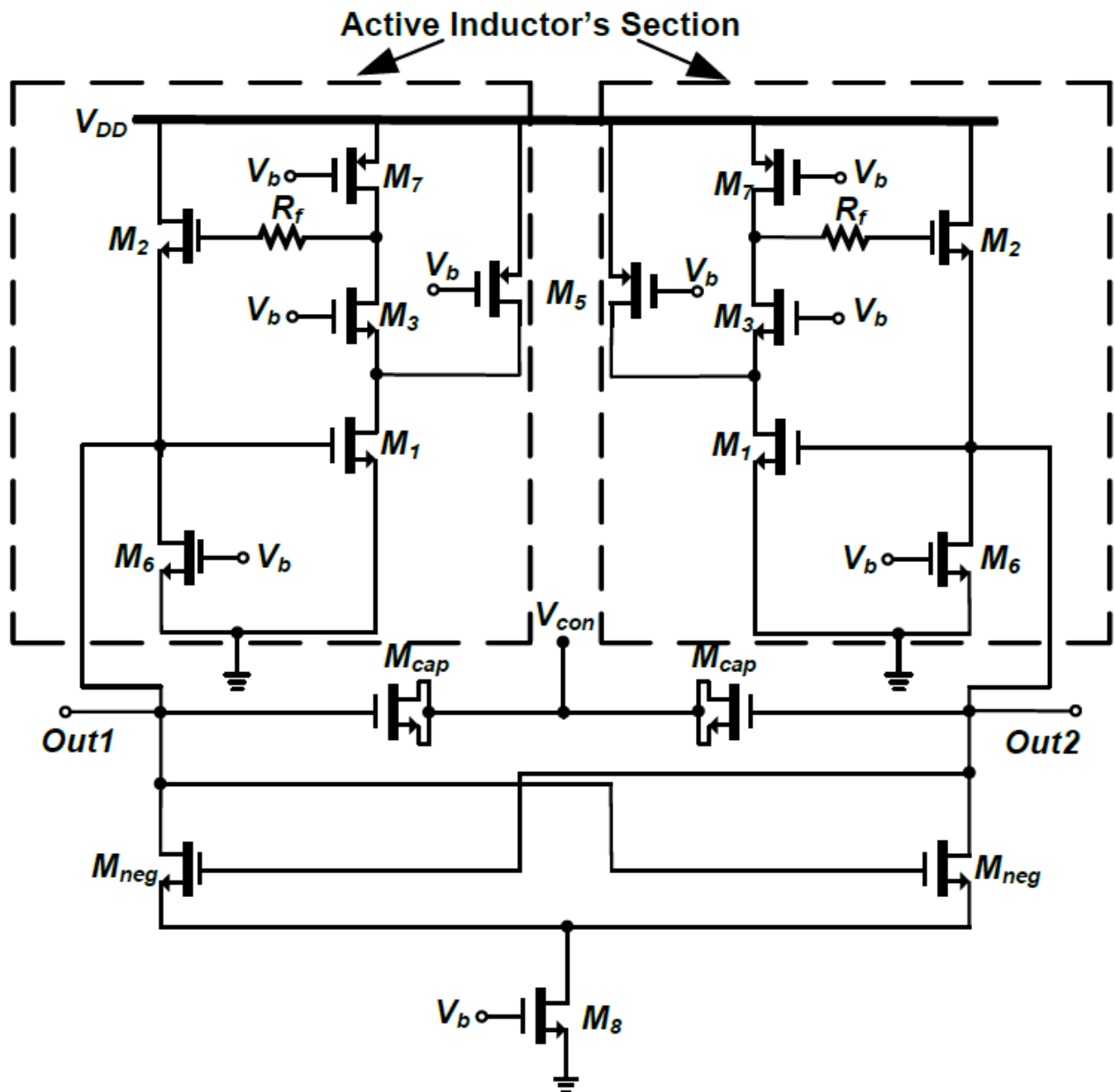
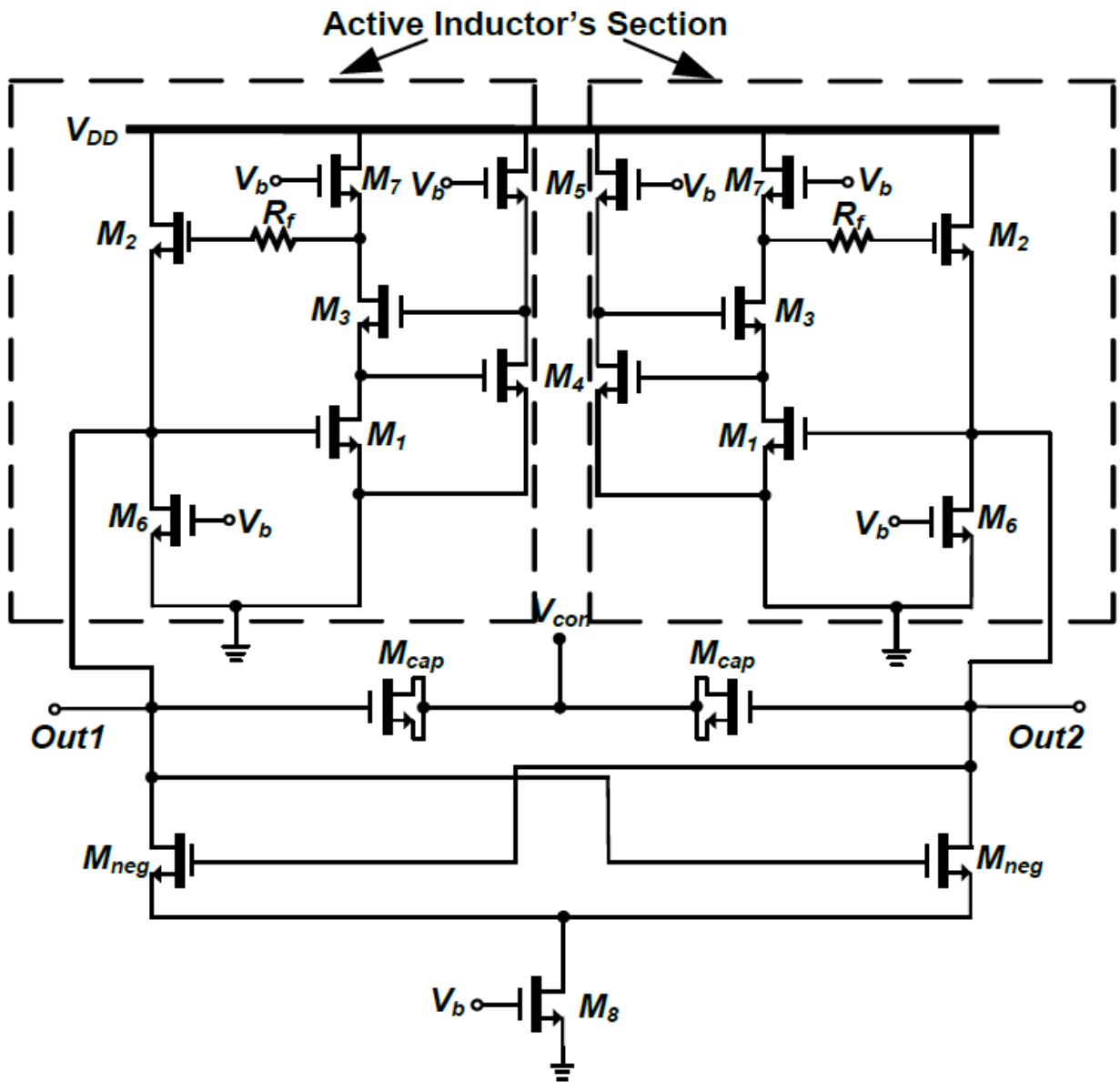


Рисунок 3.8 - (а) Схема каскаду ГКН з активною індуктивністю на основі схеми Венг-Куо з використанням топології зворотного зв'язку [45]



Продовження рисунку 3.8 - (б) Схема регулярно-каскадного зворотного зв'язку Ліана з активним індуктором на основі ГКН [45]

На рисунках 3.8(a) і 3.8(б) представлені схеми проєктованих VCO з активними індукторами, які використовують резистори зворотного зв'язку, що використовують описану раніше крос-зв'язну топологію NMOS для VCO. Пунктирний контур являє активну частину індуктора, де два одноконтактні індуктора утворюють диференціальну конфігурацію. MOS  $M_{neg}$  використовується як мережа з від'ємним диференціальним опором, що забезпечує високий коефіцієнт підсилення, і використовує насичений MOS  $M_8$  (діє як джерело струму) для регулювання резистивного значення  $M_{neg}$ . MOS  $M_{cap}$  використовується як

MOS конденсатор, де зміна  $V_{con}$  призводить до зміни ємнісного значення  $M_{cap}$ .  $Out1$  і  $Out2$  є диференціальними портами, через які беруться виходи, а для управління мережею використовується напругу живлення  $VDD = 1V$ . На рис. 3.8(а) представлена схема VCO з активним індуктором каскадного типу Weng-Куо, а на рис. 3.8(б) - активна топологія індуктора з опором зворотного зв'язку Liang Feedback.

Спроекований активний індуктор на основі ГКН за CMOS-процесом 90 нм змодельований у віртуальному середовищі. На рис. 3.9(а) і 3.9(б) показані диференціальні виходи коливання при керуючій напрузі  $V_{con} = 0,4 V$ . Імітований результати показують, що генератор на основі Венг-Куо дає диференціальний вихід 0,468 В до -0,468 В, в той час як інший один (Лян) має значення від 0,330 В до -0,330 В. Це – тому, що енергоспоживання Liang Active Inductor базисний осцилятор (1,4 мВт) менше, ніж інші (2,6 мВт).

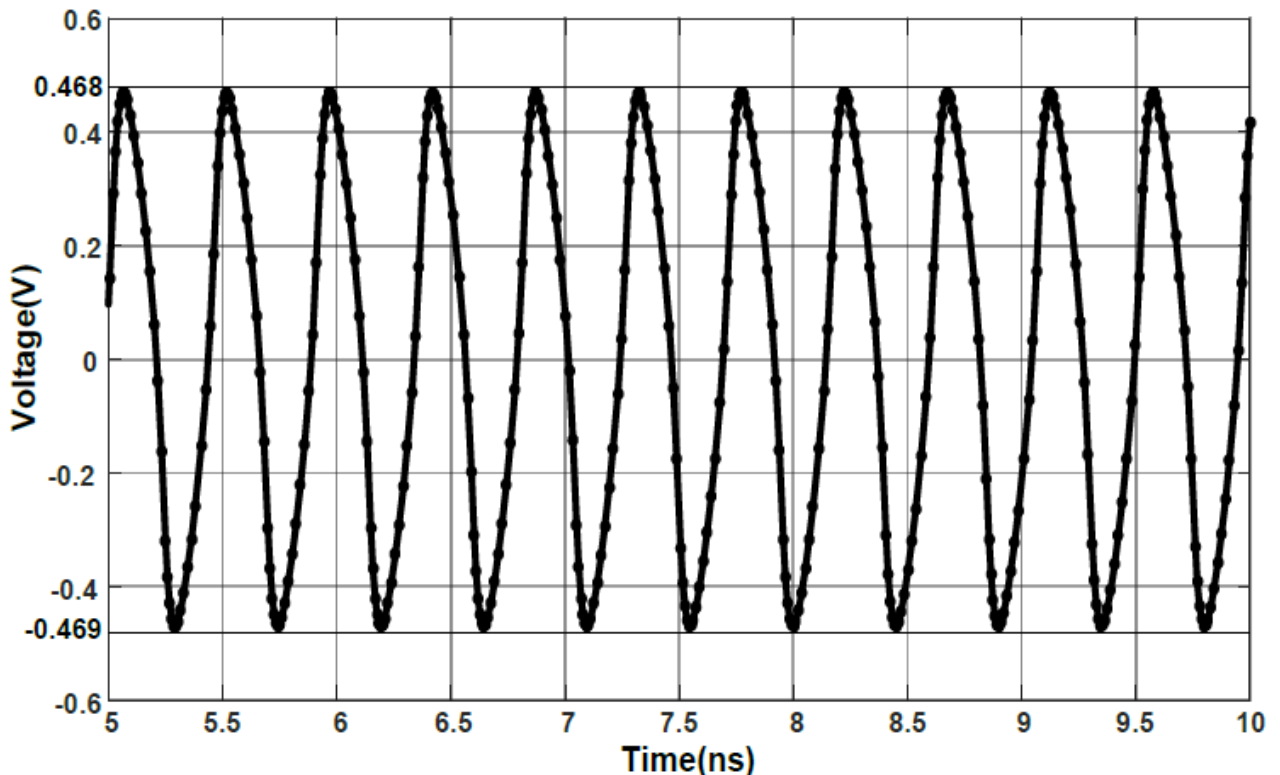
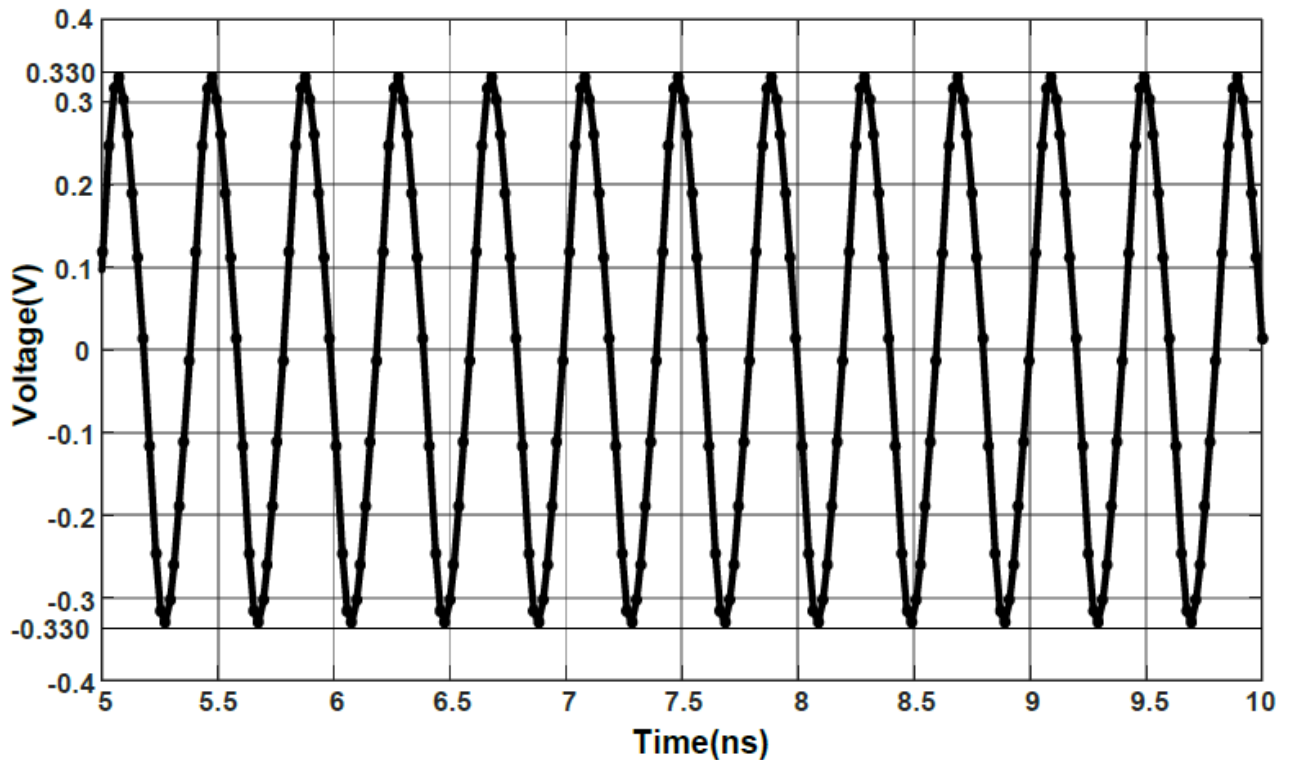


Рисунок 3.9 - (а) Графік диференціальної вихідної напруги в залежності від часу для каскадного активного ГКН на базі індуктора Венг-Куо [45]





Продовження рисунку 3.9 - Графік диференціальної вихідної напруги в залежності від часу для регулярного каскадного активного ГКН на базі індуктора Liang (б)

Розроблений активний індуктор на основі ГКН створений в 90-нм CMOS-процесі для моделювання в програмному середовищі Virtuoso Cadence 6.1.6. На рис. 3.9 (а) і 3.9 (б) показані коливання диференціальної вихідної напруги в разі керуючого напруги  $V_{con} = 0.4 \text{ V}$ . Модельовані результати показують, що генератор на базі Венг-Куо дає диференційний вихід 0,468 В до -0,468 В, тоді як інший (Liang) має значення від 0,330 В до -0,330 В. Це пов'язано з тим, що споживана потужність генератора на базі Liang Active Inductor (1,4 мВт) менше, ніж у іншого (2,6 мВт) [45].

Відповідне значення фазових шумів становить -84,15 дБм/Гц (Венг-Куо) і -80,79 дБм/Гц (Ліян). Аналогічно, відповідні вихідні потужності в дБм складають 3,15 і 0,073 відповідно [45].

Фазовий шум варіюється від -86,38 дБн/Гц до -83,90 дБн/Гц для першого випадку, де -81,95 дБн/Гц до -81,04 дБн/Гц для другого випадку (рис. 3.10). Ці

значення мають на увазі більш низьку чутливість фазового шуму до зміни налаштованого напруги.

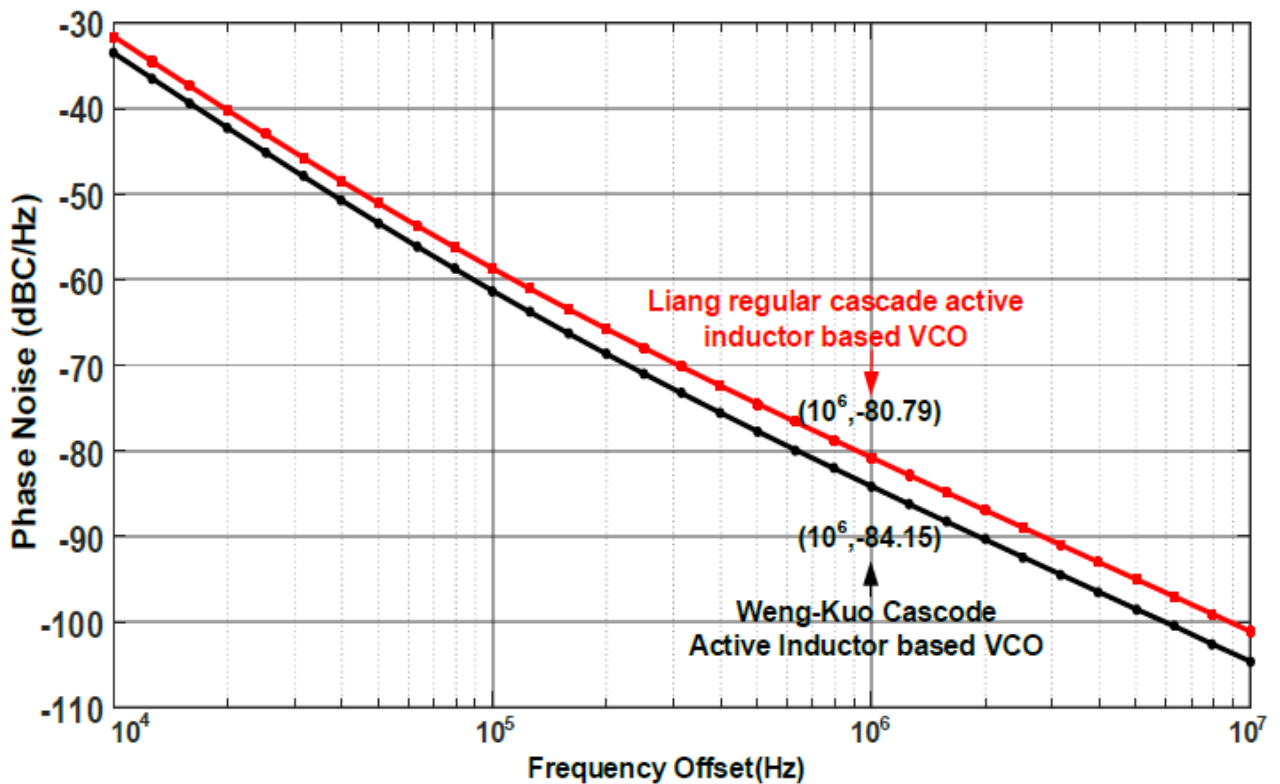


Рисунок 3.10 – Зсув фази шуму в залежності від частоти для налаштування напруги  $V_{con} = 0,4$  [45]

Параметр, що описує характеристики, заснований на трьох основних показниках характеристик (фазовий шум, споживана потужність і частота коливань) - це коефіцієнт якості (FOM), який дається в такий спосіб [45]

$$FOM = L(\Delta\omega) + 10\log\left(\frac{P_{diss}}{\text{Im}W}\right) - 20\log_{10}\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right). \quad (3.7)$$

де  $L(\Delta\omega)$  - фазовий шум з певним зміщенням  $\Delta\omega$ ,  $\omega_0$  - частота коливань,  $P_{diss}$  - споживання енергії постійного струму [14]. FOM також може бути визначений як [65]

$$FOM(dBF) = 20\log_{10}(freq) - phase\ noise - 10\log_{10}(P_{diss}). \quad (3.8)$$

На рисунку 3.11 показано зміна частоти для різних керуючих напруг. Активний генератор на основі індуктора Венг-Куо має частотний діапазон (1,77 ~ 2,43) ГГц, а активний генератор на основі індуктора Ліянг - частотний діапазон (1,9 ~ 2,52) ГГц.

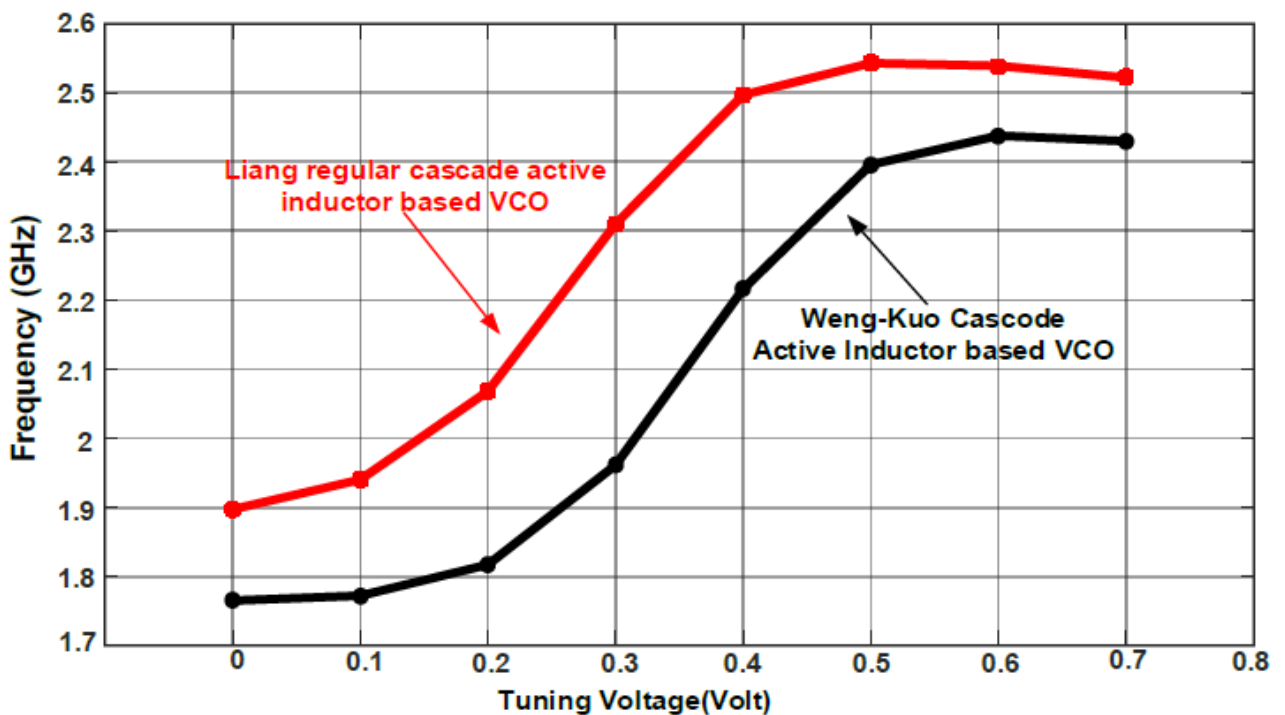


Рисунок 3.11 – Частота і напруга налаштування для запропонованих ГКН [45]

На рисунку 3.12 показана мінливість "рисунка Меріт" (FOM) при зміні напруги налаштування. З рисунків видно, що значення цього параметру практично постійне, незважаючи на зміну напруги налаштування, що свідчить про те, що спроектовані активні генератори на основі індуктора мають стабільність у роботі.

В спроектованих ГКН використовується активний індуктор, який використовує топологію опору зворотного зв'язку. Вони споживають дуже низьку потужність поряд зі стабільністю продуктивності, що наочно видно з графіка фазових шумів. Позитивне значення вихідної потужності в дБм вказує на високу

вихідну потужність обох генераторів. Незважаючи на те, що область налаштування менша, ніж інші літературні посилання, досліджений генератор перевершує інші аналоги по енергоспоживанню, вихідній потужності і, нарешті, за основним параметром продуктивності FOM.

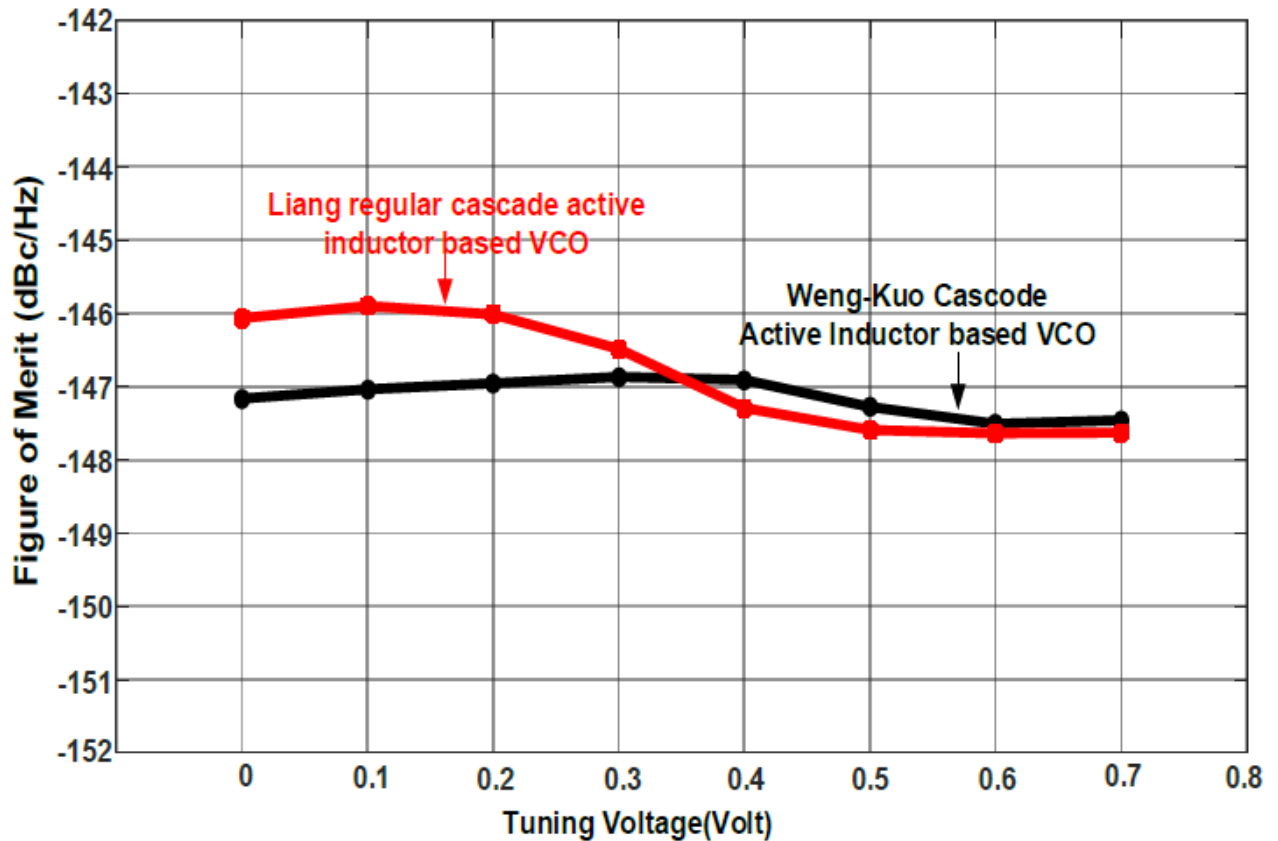


Рисунок 3.12 – Діаграма переваг в порівнянні з налаштуванням напруги для пропонованих ГКН

### 3.4 Висновки до 3-го розділу

Активні індуктори з резистором зворотного зв'язку ГКН були розроблені й ефективно змодельовані для бездротових додатків в 90 нм CMOS-технології. Починаючи з базового активного індуктора на базі гіратор-С, були проаналізовані і змодельовані топології активного індуктора каскаду Weng-Kuo (з резистором зворотного зв'язку і без нього) і активного індуктора регулярного каскаду Liang (з резистором зворотного зв'язку і без нього) для відображення коефі-

цієнта індуктивності і добротності. Додавання зворотного зв'язку приводить до збільшення індуктивності і коефіцієнта якості, тоді як значення 125.6 на частоті 2,4 ГГц (Liang) і 98,7 на частоті 3,4 ГГц (Weng-Kuo). Потім активний індуктор з резистором зворотного зв'язку застосовується при проектуванні NMOS перехресно-пов'язаних LC ГКН і характеристики перевіряються шляхом моделювання. Моделювані результати показують, що активний індуктор Венг-Куо на базі ГКН має частоту настройки в діапазоні 1,765 ГГц ~ 2,430 ГГц (31,7%), споживаючи при цьому потужність 2,60 мВт і фазовий шум -84 дБн/Гц при зсуві 1 МГц, в той час як ГКН на базі активного індуктора Liang має частоту настройки в діапазоні 1,897 ГГц ~ 2,522 ГГц (28,28%), споживаючи потужність 1,40 мВт і фазовий шум -80,79 дБн/Гц при зсуві 1 МГц.

## **4 АНАЛІЗ КОМЕРЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ДОСЛІДЖЕННЯ (ТЕХНОЛОГІЧНИЙ АУДИТ РОЗРОБКИ) ДІАПАЗОННИХ ТА РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МІКРОХВИЛЬОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА, ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ**

4.1 Визначення рівня комерційного потенціалу дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу [72].

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій [72].

Результати оцінювання комерційного потенціалу дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології заносимо до таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Результати оцінювання комерційного успіху дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Критерії	Експерти		
	Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
	Бали, виставлені експертами		
1	2	2	2
2	3	1	3
3	2	2	3
4	3	1	2
5	3	2	3
6	2	2	2
7	3	2	3
8	2	2	2
9	3	2	1
10	3	3	3
11	2	2	3
12	3	3	2
Сума балів	31	24	29
Середньоарифметична сума балів, СБ	28		

За даними таблиці 4.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в таблиці 4.2.

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу нашого дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології – середній [72].

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 50	Високий

4.2 Визначення рівня якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Оцінювання рівня якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології проводиться з метою порівняльного аналізу і визначення найбільш ефективного, з технічної точки зору, варіанта інженерного рішення [73].

Рівень якості – це кількісна характеристика міри придатності певного виду продукції для задоволення конкретного попиту на неї при порівнянні з відповідними базовими показниками за фіксованих умов споживання [73].

Абсолютний рівень якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології знаходимо обчисленням вибраних для її вимірювання показників, не порівнюючи їх із відповідними показниками аналогічних виробів. Для цього необхідно визначити зміст основних функцій, які повинні реалізувати розробка, вимоги замовника до неї, а також умови, які характеризують експлуатацію, визначають основні параметри, які будуть використані для розрахунку коефіцієнта технічного рівня виробу. Система параметрів, прийнята до розрахунків, повинна достатньо повно характеризувати споживчі властивос-



ті інноваційного товару (його призначення, надійність, економічне використання ресурсів, стандартизація тощо).

Далі визначаємо величину параметрів якості в балах та встановлюємо граничні його значення (кращі, гірші, середні). Всі ці дані для кожного параметра заносимо в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Основні параметри дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Параметри	Абсолютне значення параметра			Коефіцієнт вагомості параметра
	Краще +5...+4	Середнє +3	Гірше +1...+2	
Гранична частота генерації, МГц			2	0,1
Напруга живлення, В			2	0,1
Потужність сигналу, мкВт		3		0,3
спектральна щільність потужності, дБм		3		0,4
Полярність джерела живлення			2	0,1

Із врахуванням коефіцієнтів вагомості відповідних параметрів можна визначити абсолютний рівень якості інноваційного рішення за формулою

$$K_{я.а.} = \sum_{i=1}^n P_{ni} \cdot a_i, \quad (4.1)$$

де  $P_{ni}$  – числове значення і-го параметра інноваційного рішення,  $n$  – кількість параметрів інноваційного рішення, що прийняті для оцінювання,  $a_i$  – коефіцієнт

вагомості відповідного параметра (сума коефіцієнтів вагомості всіх параметрів повинна дорівнювати 1).

Отже, абсолютний рівень якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології становитиме – 2,7 балів [73].

Одночасно визначаємо відносний рівень якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, що виробляється (проектується), порівнюючи її показники з абсолютними показниками якості найліпших вітчизняних та зарубіжних аналогів (товарів-конкурентів) (табл. 4.4).

В якості аналогу було обрано неавтономний генератор детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Лоренца, який широко застосовується на сучасному етапі в системах скремблювання аналогових сигналів.

Основними недоліками аналога є вузький діапазон частот інформаційних сигналів. Це зумовлено схемною реалізацією неавтономного генератора детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Лоренца за допомогою трьох операційних підсилювачів, які володіють низькочастотними параметрами. Тому неавтономний генератор детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Лоренца є низькочастотним, що обмежує можливість його застосування в радіоінформаційних системах, де передача інформації здійснюється в діапазонах УВЧ і НВЧ.

Також до недоліків неавтономного генератора детермінованого хаосу на основі нелінійної системи Лоренца можна віднести його сильний розкид параметрів і характеристик генерованих інформаційних сигналів від номіналів елементів схеми. Це зумовлює застосовувати в його схемах прецизійні елементи, що набагато здорожує його вартість.

У розробці дана проблема вирішується за рахунок застосування динамічних процесів режиму детермінованого хаосу в RLD електричних колах. Класична схема RLD електричного кола є варіантом нелінійного електричного кола

типу Чуа-Мацумото, теоретичні та методологічне аспекти розробки та дослідження яких наведено в роботах відомого американського вченого Леона Чуа.

Також система випереджає аналог за простотою схемотехнічної конструкції.

Таблиця 4.4 – Основні параметри дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Амплітуда вихідного сигналу, В	1,5	2,0	1,3	25%
Коефіцієнт перекриття по частоті	2,5	3,5	1,4	40%
Коефіцієнт нелінійних спотворень, %	5,0	4,0	1,25	10%
Напрацювання на відмову, год	6000	8000	1,3	15%
Масо-габарити, кг	0,25	0,22	1,1	10%

Відносний рівень якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології визначаємо за формулою [74]

$$K_{я.в.} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i. \quad (4.2)$$

За розрахунками відносний рівень якості дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології становитиме – 1,315. Це означає, що наша розробка краща за якістю на 31,5% від товару-аналога.

#### 4.3 Визначення конкурентоспроможності дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

У найширшому розумінні конкурентоспроможність товару – це можливість його успішного продажу на певному ринку і в певний проміжок часу. Водночас конкурентоспроможною можна вважати лише однорідну продукцію з технічними параметрами і техніко-економічними показниками, що ідентичні аналогічним показникам уже проданого товару. Для того, щоб високоякісний товар був одночасно і конкурентоспроможним, він має відповідати критеріям оцінювання споживачів конкретного ринку в конкретний час [75].

Дані для розрахунку загального показника конкурентоспроможності розробки необхідно занести до таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології і товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Амплітуда вихідного сигналу, В	1,5	2,0	1,3	25%
Коефіцієнт перекриття по частоті	2,5	3,5	1,4	40%
Коефіцієнт нелінійних спотворень, %	5,0	4,0	1,25	10%
Напрацювання на відмову, год	6000	8000	1,3	15%
Відносна похибка	3	2	1,5	0,1
Ціна за продукт, тис. грн.	3000	2770	0,92	-

Загальний показник конкурентоспроможності розробки (К) з урахуванням вищезазначених груп показників визначаємо за формулою [75]

$$K = \frac{I_{m.n.}}{I_{e.n.}} = \frac{1,315}{0,92} = 1,47, \quad (4.3)$$

де  $I_{m.n.}$  – індекс технічних параметрів (відносний рівень якості інноваційного рішення);  $I_{e.n.}$  – індекс економічних параметрів.

$$I_{e.n.} = \frac{P_{Hei}}{P_{Bei}} = \frac{2770}{3000} = 0,92, \quad (4.4)$$

де  $P_{Hei}$ ,  $P_{Bei}$  – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів.

Згідно розрахунків загальний показник конкурентоспроможності – 1,47. Це означає, що наша дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології більш конкурентна на 47% від товару-аналога.

#### 4.4 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи

##### 4.4.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників)  $Z_0$ , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери [75]

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (4.5)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.

У 2020 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць;  $T_p$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_p = (21...23)$  дні;  $t$  – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник проекту	7600	345,45	12	4145
Відповідальний виконавець	5500	250	22	5500
Технік	4800	218,2	22	4800
Всього:				14445

Основна заробітна плата робітників  $Z_p$ , якщо вони беруть участь у виконанні даного етапу роботи і виконують роботи за робочими професіями у випадку, коли вони працюють в наукових установах бюджетної сфери, розраховується за формулою [76]

$$Z_p = \sum_{i=1}^n t_i \cdot C_i, \quad (4.6)$$

де  $t_i$  – норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;  $n$  – число робіт по видах та розрядах;  $C_i$  – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує дану роботу.  $C_i$  визначається за формулою

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (4.7)$$

де  $M_m$  – розмір мінімальної заробітної плати за місяць, грн.; в 2020 році мінімальна заробітна плата становить – 4723 грн.,  $K_i$  – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду,  $T_p$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_p = 21 \dots 23$  дні;  $T_{zm}$  – тривалість зміни, зазвичай  $T_{zm} = 8$  годин.

Величина чинних тарифних коефіцієнтів робітників відповідних розрядів для бюджетної сфери наведена в таблиці:

Розряд	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_i$	1,00	1,09	1,18	1,27	1,36	1,45	1,54	1,64

Таблиця 4.7 – Заробітна плата робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, н-год.	Розряд роботи	Погодинна тарифна ставка	Тариф. коеф.	Величина, грн.
Пайка підложки до корпусу	0,26	4	34,1	1,27	8,9
Пайка кристалу на підложку	0,36	4	34,1	1,27	12,3
Приварка виводів	0,4	4	34,1	1,27	13,6
Герметизація	1,0	2	29,3	1,09	29,3
Контроль	0,32	4	34,1	1,27	10,9
Вимірювання параметрів	1,1	2	29,3	1,09	32,23
Маркування	0,16	2	29,3	1,09	4,7
Всього					111,93

Додаткова заробітна плата  $Z_d$  всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто [76]

$$Z_d = 0,1 \cdot (Z_p + Z_o) \text{ [Грн.]}, \quad (4.8)$$

$$Z_d = 0,1 \cdot (14445 + 111,93) = 1455,7 \text{ (грн.)}.$$

Нарахування на заробітну плату Нзп розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$H_{zn} = 0,22 \cdot (Z_p + Z_o + Z_d) \text{ [грн.]}, \quad (4.9)$$

де  $Z_o$  – основна заробітна плата розробників, грн.;  $Z_p$  – основна заробітна плата робітників, грн.;  $Z_d$  – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;  $\beta$  – ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

$$H_{zn} = 0,22 \cdot (14445 + 111,93 + 1455,7) = 3522,8 \text{ (грн.)}.$$

Амортизація обладнання, комп’ютерів та приміщень  $A$ , які використовувались під час (чи для) виконання даного етапу роботи.

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування  $A$  в цілому бути розраховані за формулою

$$A = \frac{Ц \cdot H_a}{100} \cdot \frac{T}{12},$$

де  $Ц$  – загальна балансова вартість всього обладнання, комп’ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.;  $H_a$  – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що  $H_a = (10...25)\%$ ;  $T$  – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.



Таблиця 4.8 - Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
Комп'ютер	7900	40	1	263,3
Лабораторний стенд	22000	40	1	733,3
Генератор сигналів	5500	20	1	91,7
Цифровий осцилограф	4900	20	1	81,7
Всього	1170			

Витрати на матеріали  $M$ , що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою [76]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ [грн]},$$

де  $H_i$  – кількість матеріалу  $i$ -го виду, шт.;  $C_i$  – ціна матеріалу  $i$ -го виду, грн.;  $K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1,1 \dots 1,15)$ ;  $n$  – кількість видів матеріалів.

Таблиця 4.9 - Матеріали, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Припой, кг	52,3	0,08	4,6
Герметик, кг	41,2	0,09	4,1
Спирт метиловий, кг	50,5	0,08	4,4
Фарба Ф-1, кг	65,2	0,09	6,5
Проволока, кг	38,9	0,06	2,6
Ізолятор, кг	47,1	0,05	2,6
Всього	24,8		

Витрати на комплектуючі  $K$ , що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ [грн]},$$

де  $H_i$  – кількість комплектуючих  $i$ -го виду, шт.;  $C_i$  – ціна комплектуючих  $i$ -го виду, грн.;  $K_i$  – коефіцієнт транспортних витрат,  $K_i = (1,1 \dots 1,15)$ ;  $n$  – кількість видів комплектуючих.

Таблиця 4.10 - Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Полікорова гібридна плата	1	18,3	18,3
Пермикач двопозиційний	1	14,8	14,8
НВЧ діод	1	15,4	15,4
Котушка індуктивності з феритовим осердям	1	4,65	1,46
Резистор	2	0,75	1,5
Конденсатор – 3,3 нФ	1	2,05	2,05
Конденсатор – 47 нФ	1	2,2	2,2
Роз'єми	2	8,1	16,2
Коаксіальний кабель з вхідним опором 50 Ом	1	8,4	8,4
Транзисторна мікрозбірка	1	124,09	124,09
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат		224,84	

Витрати на силову електроенергію  $Ve$ , якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою

$$Ve = B \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n \text{ [грн]},$$

$B$  – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2020 р.  $B \approx 1,68$  грн./кВт;  $P$  – установлена потужність обладнання, кВт;  $\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин,  $K_n$  – коефіцієнт використання потужності;  $K_n < 1$ .

Потужність обладнання складає – 0,4 кВт.

Кількість годин роботи складає – 600 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$V_e=362,9$  грн.

Інші витрати  $V_{in}$  охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати  $I_v$  можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто

$$I_g = 1 \cdot (Z_o + Z_p) \text{ [грн.]}, \quad (4.10)$$

$$I_g = 1 \cdot (14445 + 111,93) = 14556,9 \text{ (грн.)}.$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати на виконання даної частини (розділу, етапу) роботи –  $V$ .

$$V = 35874,9 \text{ (грн.)}.$$

4.4.2 Розрахунок загальних витрат на дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за Взаг формулою

$$B_{zag} = \frac{I_g}{\alpha} \text{ [грн.]}, \quad (4.11)$$

$$B_{zag} = \frac{14556,9}{0,6} = 24261,5 \text{ (грн.)}.$$

де  $\alpha$  – частка витрат, які безпосередньо здійснює виконавець даного етапу роботи, у відн. одиницях.

4.4.3 Прогнозування витрат на виконання та впровадження дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології здійснюється за формулою [76]

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\beta} \text{ [грн.]}, \quad (4.12)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної роботи.

$$ЗВ = \frac{24261,5}{0,7} = 34660 \text{ (грн.)}.$$

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, то  $\beta \approx 0,1$ ; на стадії технічного проектування, то  $\beta \approx 0,2$ ; на стадії розробки конструкторської документації, то  $\beta \approx 0,3$ ; на стадії розробки технологій, то  $\beta \approx 0,4$ ; на стадії розробки дослідного зразка, то  $\beta \approx 0,5$ ; на стадії розробки промислового зразка,  $\beta \approx 0,7$ ; на стадії впровадження, то  $\beta \approx 0,9$ .

#### 4.5 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 4.11 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Рік реалізації розробки	1	2	3
Кількість од. реалізації, шт.	1	1	1

Величина зростання ціни реалізації дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, грн. – 30 грн.

Кількість продукції, що випускалась до впровадження дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології – 1 шт.

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_i$  для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою:

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta C_0 \cdot N + C_0 \cdot \Delta N) i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) [\text{Грн.}], \quad (4.13)$$

де  $\Delta\Pi_0$  – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;  $N$  – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;  $\Delta N$  – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;  $\Pi_0$  – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;  $n$  – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;  $\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2020 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2021 року ставка податку на додану вартість встановлена на рівні 17%, а коефіцієнт – 0,8547;  $\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати – 0,2...0,3;  $v$  – ставка податку на прибуток. У 2020 році – 21%.

$$B_{\text{заг}} = \frac{14556,9}{0,6} = 24261,5 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_1$  протягом першого року складе

$$\Delta\Pi_1 = 47248 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства  $\Pi_2$  протягом другого року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе

$$\Delta\Pi_2 = 114370 \text{ грн.}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом третього року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе

$$\Delta\Pi = 156560 \text{ грн.}$$

#### 4.6 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

4.6.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Для цього користуються формулою

$$E_{\text{а\oс}} = (\text{ПП} - PV), \quad (4.14)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство (організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн.; PV – теперішня вартість інвестицій  $PV = ZB$ , грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків ПП розраховується за формулою [76]

$$\text{ПП} = \sum_1^m \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (4.15)$$

де  $\Delta\Pi_i$  – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн.;  $t$  – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;  $\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в

країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1;  $t$  – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$\text{ПП} = 191640 \text{ грн.},$$

$$E_{abc} = 191640 - 34660 = 1569806 \text{ (грн).}$$

Оскільки  $E_{abc} > 0$ , то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

4.6.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в НДДКР дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Для цього користуються формулою [76]

$$E_g = \tau \sqrt{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (4.16)$$

де  $E_{abc}$  – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;  $PV$  – теперішня вартість інвестицій  $PV = 3B$ , грн.;  $Tж$  – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_g = 0,76.$$

Далі, розрахована величина  $E_g$  порівнюється з мінімальною (бар'єрною) ставкою дисконтування, що дорівнює

$$\tau = d + f, \quad (4.17)$$



де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2020 році в Україні  $d = (0,14...0,2)$ ;  $f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина  $f = (0,05...0,1)$ , але може бути і значно більше.

$$E_v = 0,76 \geq \tau = 0,14 + 0,05 = 0,19$$

Оскільки величина  $E_v > \tau$ мін, то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даного наукового дослідження.

4.6.3 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукове дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій Ток можна розрахувати за формулою [76]

$$T_{ок} = \frac{1}{E_v} \text{ [років]}, \quad (4.18)$$

$$T_{ок} = \frac{1}{0,76} = 1,32 \text{ (років)}.$$

Оскільки  $T_{ок} < 3...5$ -ти років, то фінансування даного наукового дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології є доцільним.

## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Промислова безпека, яку вивчає охорона праці, відіграє велику роль для працюючих, оскільки якраз вона контролює фізичний стан трудівника, що не може не відобразитись на його житті, здоров'ї та результативності роботи зокрема і в сфері радіотехніки.

У цьому розділі проводиться аналіз небезпечних, шкідливих [77] та уражаючих для людини та навколишнього середовища факторів, які виникають при проведенні дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології. В ньому розглядаються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

### 5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

#### 5.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

У відповідності із [78] допустимі параметри мікроклімату в робочій зоні для теплого та холодного періодів року приведені в таблиці 5.1.

Для опромінення менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає  $100 \text{ Вт/м}^2$ .

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони і підпадає під

систематичний контроль з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.1 – Допустимі показники мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іа	21-25	18-26	75	≤0,1
Теплий		22-28	20-30	55 при 28°С	0,1-0,2

Таблиця 5.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [74]

Назва речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

При використанні ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які знаходяться в повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів повинні відповідати [80] та приведені в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Кількість іонів у 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення при роботі на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Середні	Максимально допустимі
додатній	400	1500-3000	50000
від'ємний	600	3000-5000	50000

З метою встановлення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено такі заходи:

1) в приміщенні має бути розміщена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року;

2) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

### 5.1.2 Виробниче освітлення

З метою створення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях великі вимоги пред'являються до якісних та кількісних параметрів освітлення.

З точки зору задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, згідно [79] визначаємо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *в*.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні наведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Нормовані значення КПО та мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість при штучному освітленні, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	в	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Оскільки приміщення знаходиться у м. Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а вікна орієнтовані за азимутом 270°, то за таких обставин КЕО розраховується за виразом [79, 80]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (5.1)$$

де  $e_H$  – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N.б} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28 (\%);$$

$$e_{N.с} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77 (\%).$$

Для встановлення нормативних значень параметрів освітлення передбачено такі заходи:

1) при недостатньому природному освітлені в світлий час доби доповнення штучним завдяки використанню люмінесцентних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання загального штучного освітлення у темний час доби.

### 5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити захист від шуму та вібрації.

Визначено, що приміщення, де проводиться робота з дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється вентиляторами блоку живлення ЕОМ та кулерами мікропроцесора, відеокарти.

З метою запобігання травмуванню працівників під дією шуму він підлягає нормуванню. Головним нормативом стосовно виробничого шуму, діючим в

нашій країні, є [81], згідно з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не мають бути більшими ніж значення, які наведено в таблиці 5.5. Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 5.6 для локальної вібрації.

Таблиця 5.5 – Нормовані рівні шуму та еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Таблиця 5.6 – Нормовані рівні віброприскорення [82]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

З метою встановлення нормованих параметрів шуму та вібрації у приміщенні запропоновано такі заходи:

- 1) оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання;
- 2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

#### 5.1.4 Виробничі випромінювання

Значення напруженості електромагнітного поля на робочих місцях з персональними ЕОМ мають не перевищувати граничнодопустимі, які складають 20 кВ/м.

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинні перевищувати  $7,74 \cdot 10^{-12}$  Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) у відповідності до [90].

Для забезпечення захисту та досягнення нормативних рівнів випромінювань необхідно використовувати екранування робочого місця і скорочення часу опромінення за рахунок перерв на відпочинок.

Визначимо безпечну відстань від джерела ЕМВ, якщо сила струму в провіднику (антені)  $I = 4,8$  А, а частота поля  $f = 19$  МГц. Довжина провідника (антени)  $L = 5,2$  м.

Біля джерела ЕМВ виділяють ближню зону (зону індукції), що знаходиться на відстані  $r \leq \lambda / 2\pi$ , і далеку зону (зону випромінювання), для якої  $r > \lambda / 2\pi$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі, м.

Безпечну відстань від джерела ЕМВ будемо визначати як найбільшу із безпечних відстаней від джерел електричної та магнітної складових ЕМВ, відповідно

$$r = \max\{r_E, r_H\}, \quad (5.2)$$

де  $r_E$  – безпечна відстань від джерела електричного поля, м;

$r_H$  – безпечна відстань від джерела магнітного поля, м.

Безпечну відстань від джерела електричного поля для ближньої зони можна визначити за формулою

$$E_{\text{бл}} = \frac{IL}{4\pi^2 f \epsilon r_E^3} \text{ [В/м]}, \quad (5.3)$$

звідки

$$r_E = \sqrt[3]{\frac{IL}{4\pi^2 f \epsilon E_{\text{бл}}}} \text{ [м]}, \quad (5.4)$$

де  $E_{\text{бл}}$  – напруженість електричного поля ближньої зони, В/м;

$I$  – сила струму в провіднику (антені), А;

$L$  – довжина провідника (антени), м;

$f$  – частота електромагнітного поля, Гц;

$\varepsilon$  – діелектрична проникність середовища, Ф/м (для повітря  $\varepsilon = 1$  Ф/м).

Безпечну відстань від джерела магнітного поля для ближньої зони можна визначити за формулою

$$H_{\text{бл}} = \frac{IL}{4\pi r_H^2} \text{ [А/м]}, \quad (5.5)$$

звідки

$$r_H = \sqrt{\frac{IL}{4\pi H_{\text{бл}}}} \text{ [м]}, \quad (5.6)$$

де  $H_{\text{бл}}$  – напруженість магнітного поля ближньої зони, А/м;

Для діапазону частот 3...30 МГц  $E_{\text{ГД}} = 300$  В/м,  $H_{\text{ГД}} = 50$  А/м.

Після підстановки відомих значень у формули (5.4, 5.6, 5.2), одержимо

$$r_E = \sqrt[3]{\frac{4,8 \cdot 5,2}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 19 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 300}} = 0,00048 \text{ ( м)};$$

$$r_H = \sqrt{\frac{4,8 \cdot 5,2}{4 \cdot 3,14 \cdot 50}} = 0,1994 \text{ ( м)};$$

$$r = \max\{0,00048; 0,1994\} = 0,1994 \text{ ( м)}.$$

Отже, безпечна відстань від джерела ЕМВ складатиме 0,1994 м.



## 5.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження

На теперішньому етапі розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень широкого використання на робочому місці набули ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

### 5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом повинні розміщатися на відстані не менше ніж 1,5 м від стіни з вікнами, від інших стін – на віддалі 1 м, одне від одного на віддалі не менше як 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць потрібно виключити ймовірність прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце раціонально розташовувати таким чином, щоб природне світло падало на нього збоку, переважно зліва [83].

Поверхня екрана повинна знаходитись на відстані 0,4-0,7 м від органів зору працівника. Висота робочої поверхні столу під час виконання роботи сидячи повинна регулюватися у межах 0,68-0,8 м. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 0,6 м, шириною не менше ніж 0,5 м, глибиною на рівні колін не менше 0,45 м та на рівні витягнутої ноги не менше ніж 0,65 м [84].

### 5.2.2 Електробезпека

У середині приміщення, де здійснюється робота з дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпінца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, особливу увагу слід приділити уникненню загрози ураження електричним струмом. Згідно [85] дане приміщення відноситься до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електри-

чним струмом в наслідок наявності високої (більше 75 %) відносної вологості. Тому безпека експлуатації електрообладнання має гарантуватись комплексом заходів, що передбачають використання ізоляції струмоведучих частин, захисних блокувань, захисного заземлення тощо [86].

### 5.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [81] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горючого покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці 5.7. В таблиці 5.8 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 5.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [87]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
3	REI 120	REI 60	E 15	EI 15	R 120	R 60	REI 45	нн	нн
	M0	M0	M0	M1	M0	M0	M1	нн	нн

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 –  $M \leq 25$  см – для горизонтальних конструкцій;  $M \leq 40$  см – для вертикальних і похилих конструкцій; M2 –  $M > 25$  см – для горизонтальних конструкцій;  $M > 40$  см – для вертикальних і похилих конструкцій, nn – не нормується.

Таблиця 5.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [89]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м <sup>2</sup> , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	B	3	100	60	40	110	9	12	15	3	5200	3500	2600

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [88].

### 5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях

Дослідження безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Система передачі даних спрямована на забезпечення послугами цифрового зв'язку для різних задач. У зв'язку з тим, що це має важливе значення для воєнної сфери, то на них можуть справляти значний вплив загрозливі чинники над-

звичайні ситуації різного типу і необхідно провести дослідження безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца. До таких НС можна віднести: стихійні лиха (землетруси, блискавка, зливи), а особливо впливовими на РЕА мають іонізуючі випромінювання та ЕМІ. Тому при забезпеченні даних пристроїв слід забезпечити найвищий рівень захисту від тої чи іншої НС, оскільки кожна НС має свій вплив на дану систему.

Тож, в даній частині розділу необхідно виконати дослідження оцінки безпеки роботи та розробку заходів по підвищенню стійкості роботи мікрохвильового генератора Колпітца безпілотного літального апарата в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу.

В РЕА застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали (в основному діелектрики), провідники і різноманітні органічні сполуки (діелектрики, смоли і т.д.). Серед цих матеріалів метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи РЕА, потік гамма випромінень створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань [ ].

Для інженерної практики найбільший інтерес представляє перший випадок, тобто оцінка безпеки роботи РЕА при перебуванні її в зараженій ра-

діоактивними речовинами місцевості протягом певного часу після випадання радіоактивних речовин у даній місцевості.

ЕМІ ушкоджує напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. Це являє велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Тому слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних ушкоджень не захищає від впливу ЕМІ. Апаратура може втратити працездатність, знаходячись у надійних захисних спорудженнях [86].

5.3.1 Дослідження безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца в умовах дії іонізуючих випромінювань.

За критерій безпеки роботи генератора в цих умовах приймається таке граничне значення рівня ( $P_{зв}$ , Р/год), при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але пристрій буде працювати з потрібною якістю.

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації мікрохвильового генератора Колпітца, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента  $P_{зв.i}$ , що викликають початок зворотних змін Отримані значення занесемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Потужність граничної експозиційної дози для мікрохвильового генератора Колпітца

№	Елементи генератора Колпітца	$P_{зв.i}$ , Р/с	$P_{зв.}$ , Р/с
1	Процесори, інтегральні мікросхеми	$10^3$	10 <sup>3</sup>
2	Діоди загального призначення	$10^4$	
3	Транзистори загального призначення	$10^4$	
4	Мікросхеми	$10^5$	
5	Конденсатори	$10^7$	
6	Резистори	$10^8$	

Визначається елемент, який найбільшою мірою піддається впливу випромінюванням, тобто елемент із мінімальним значенням  $P_{зв}$ .

$$P_{зв} = 10^3 \text{ (Р/с)}.$$

В якості критерію стійкості роботи РЕА використовується граничне значення рівня іонізуючих випромінювань

$$P_{гр} = K_{над} * P_{зв} * K_{посл}, \quad (5.7)$$

де  $P_{зв}$  - рівень радіації незворотних змін пристрою в цілому;

$K_{над}$  - коефіцієнт надійності ( $K_{над} = 0,9 \div 0,95$ );

$K_{посл}$  - коефіцієнт послаблення.

$$P_{гр} = 0,94 * 10^3 * 3 = 2820 \text{ Р/с}.$$

З наведеної таблиці слідує, що мінімальні значення граничних рівнів радіації елементів, при яких в елементній базі можливі необоротні зміни мають інтегральні мікросхеми великої ступені інтеграції та мікропроцесори –  $P_{зв} = 10^3$ ,  $K_{посл} = 3$ .

Визначаємо допустимий час роботи пристрою:

$$t_{доп} = \left( \frac{D_{зр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1} \right)^2, \quad (5.8)$$

$$t_{доп} = \left( \frac{10^3 \cdot 3 + 2 \cdot 7,6 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 7,6} \right)^2 = 39350 \text{ (год)}.$$

Таким чином, допустимий час роботи мікрохвильового генератора Колпітца складатиме 39350 годин при максимальному рівні радіації 7,6 Р/с.

5.3.2 Дослідження безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца в умовах дії електромагнітного імпульсу.

За критерій безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца в умовах дії електромагнітного імпульсу можна прийняти коефіцієнт безпеки:

$$K_6 = 20 \lg \frac{U_d}{U_r} \geq 40 \text{ (дБ)},$$

де  $U_d$  – допустиме коливання напруги живлення (для мікросхем 5 В);

$U_r$  – напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах, В.

Допустимі коливання напруги живлення:

$$U_d = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} * N = 5 + \frac{5}{100} = 5,25 \text{ (В)}$$

В зв'язку з тим, що окремі елементи приладу можуть мати різні значення коефіцієнтів безпеки, то стійкість роботи генератора в цілому визначається мінімальним значенням коефіцієнта безпеки.

З рівняння (5.7) визначаємо

$$U_r = \frac{U_d}{10^{\frac{40}{20}}} = \frac{5,25}{100} = 0,05 \text{ (В)}$$

Прийmemo максимальну довжину горизонтальних струмопровідних частин  $l_r = 0,58$  м. Тоді горизонтальна складова напруженості електричного поля визначається за формулою

$$E_r = U_r / l_r = 0,05 / 0,58 = 0,09 \text{ (В/м)}$$

Звідси вертикальна складова напруженості буде  $E_v=90$  В/м.

Таким чином, робота волоконно-оптичної мікрохвильового генератора Колпітцана основі Ethernet технології можлива у випадку, якщо не перевищується значення вертикальної складової напруженості електричного поля 90 В/м.

5.3.3 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца в умовах надзвичайних ситуацій.

З метою зменшення негативного впливу на систему передачі даних можна використати наступні методи.

Для захисту розробки, як і любых радіоелектронних пристроїв від дії іонізуючих випромінювань можна використати алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багат шарові матеріали. Також для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній вітчизняний метод, що полягає в захисному покритті радіоелектронної апаратури, що розміщується на поверхнях даних елементів, які піддаються впливу іонізуючого випромінювання, відмінним тим, що захисне покриття виконане у вигляді наноструктури, яка включає сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці, або утворює її захисний шар.

Найкращим для захисту від електромагнітного імпульсу є захищене металічним екраном приміщення, в якому розміщена радіоелектронна апаратура. Оскільки такий захист в ряді випадків неможливо виконати, то використовуються менш надійні засоби захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозбірників та вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Також для захисту кабельних вводів використовують в їх конструкції фільтри та встановлення вбудованих зенерівських діодів.



В ході виконання було розглянуто вплив іонізуючого випромінювання та ЕМІ на компоненти схеми, виконано розрахунки з яких видно, що ні один з класів елементів схеми не зазнає більшого впливу за граничне значення, також розраховано термін безпечної роботи генератора, який складає 39350 год. Що стосується впливу електромагнітного імпульсу, то з урахуванням необхідного рівня коефіцієнта безпеки було розраховано значення напруженості електричного поля. Для підвищення безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца наведено основні заходи боротьби з впливом загрозливих чинників НС.

Отже основною метою даної частини розділу було дослідження безпеки роботи мікрохвильового генератора Колпітца та розробка дієвих заходів по підвищенню безпеки роботи цієї генератора в умовах надзвичайних ситуацій.

#### 5.4 Висновки до розділу

Під час написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено теоретичні, модельні та експериментальні дослідження діапазонних і реактивних властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

Розроблений та досліджений повністю інтегрований приймач прямого перетворення 802.11a/b/g був реалізований на 0,18-мкм CMOS-технології. Приймач має найсучасніші характеристиками коефіцієнта шуму і фазового шуму. Завдяки інноваційній архітектурі, помилки, пов'язані з прямим перетворенням і CMOS-процесами, можуть бути виправлені таким чином, що приймач перевершує стандартні специфікації з великим запасом. Крім того, технологія, представлена в дано-му розділі, сприяє значному підвищенню надійності і продуктивності CMOS-приймачів, що робить CMOS-процес перспективним для створення сучасних економічних радіоприймачів.

Запропоновано і успішно реалізований новий диференційний ГКН за CMOS-технологією 0,13 м. NMOSFET з корпусом, підключеним до витоку, був реалізований в ГКН таким чином, що ГКН може працювати при більш низькій напрузі, ніж заземлений MOSFET за схемою корпус-джерело. Розроблений ГКН працює в діапазоні від 13,63 до 13,9 ГГц з 2% діапазоном настройки. При напрузі живлення 1,0 В вимірний фазовий шум при зміщенні в 1 МГц становить -109,66 дБн/Гц при 13,64 ГГц, а коефіцієнт якості -187,15 дБм/Гц.

Запропоновано і реалізовано в технології КМОП 0,18 мкм модифікований ГКН за схемою Колпітца. Було додано перехресно-здвоєну пару NMOS для зниження стану запуску генерації на основі існуючої схеми ГКН на базі PMOS схеми Колпітца. В аналізі також представлений метод проектування для оптимізації вихідної потужності і фазових шумів. Для підвищення продуктивності схеми в необхідній смузі частот резонансний контур розроблений з урахуванням фактора кращої якості за рахунок використання U-подібного індуктора і MOS-варакторів в режимі товстого накопичення оксидів. За результатами вимі-

рювання отримано такі результати: фазовий шум -110,42 дБн/Гц зі зміщенням на 1 МГц і FOM -186,2 дБн/Гц.

В магістерській кваліфікаційній роботі були розроблені й ефективно змодельовані активні індуктори з резистором зворотного зв'язку ГКН для бездротових додатків в 90 нм CMOS-технології. Починаючи з базового активного індуктора на базі гіратор-С, були проаналізовані і змодельовані топології активного індуктора каскаду Weng-Kuo (з резистором зворотного зв'язку і без нього) і активного індуктора регулярного каскаду Liang (з резистором зворотного зв'язку і без нього) для відображення коефіцієнта індуктивності і добротності. Додавання зворотного зв'язку приводить до збільшення індуктивності і коефіцієнта якості, тоді як значення 125.6 на частоті 2,4 ГГц (Liang) і 98,7 на частоті 3,4 ГГц (Weng-Kuo). Потім активний індуктор з резистором зворотного зв'язку застосовується при проектуванні NMOS перехресно-пов'язаних LC ГКН і характеристики перевіряються шляхом моделювання. Модельовані результати показують, що активний індуктор Венг-Куо на базі ГКН має частоту настройки в діапазоні 1,765 ГГц ~ 2,430 ГГц (31,7%), споживаючи при цьому потужність 2,60 мВт і фазовий шум -84 дБн/Гц при зсуві 1 МГц, в той час як ГКН на базі активного індуктора Liang має частоту настройки в діапазоні 1,897 ГГц ~ 2,522 ГГц (28,28%), споживаючи потужність 1,40 мВт і фазовий шум -80,79 дБн/Гц при зсуві 1 МГц.

В економічній частині здійснено розрахунок загальних витрат на дослідження діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, а також визначено абсолютну ефективність вкладених інвестицій у дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології. Оскільки термін окупності менший 3 років, то фінансування даного наукового дослідження є доцільним.

У розділі Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як те-

хнічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження діапазонних та реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології, безпека у надзвичайних ситуаціях.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. B. Come, S. Donnay, W. Eberle, M. Engels, R. Ness, L. Van der Perre, P. Wambacq, M. Engels, and I. Bolsens, "Impact of front-end nonidealities on bit error rate performance of WLAN-OFDM transceivers," in Proc. RAWCON 2000, pp. 91–94.
2. M. Zargari, D. K. Su, C. P. Yue, S. Rabii, D. Weber, B. J. Kaczynski, S. S. Mehta, K. Singh, S. Mendis, and B. A. Wooley, "A 5-GHz CMOS transceiver for IEEE 802.11a wireless LAN systems," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 1688–1694, Dec. 2002.
3. I. Bouras, S. Bouras, T. Georgantas, N. Haralabidis, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, S. Kavadias, Y. Kokolakis, P. Merakos, J. Rudell, S. Plevridis, I. Vassiliou, K. Vavelidis, and A. Yamanaka, "A digitally calibrated 5.15 – 5.825 GHz transceiver for 802.11A wireless LANS in 0.18/ $\mu\text{m}$  CMOS," in IEEE Int. Solid-State Conf. Dig. Tech. Papers, Feb. 2003, pp. 352–353.
4. I. Vassiliou, K. Vavelidis, T. Georgantas, S. Plevridis, N. Haralabidis, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, S. Kavadias, Y. Kokolakis, P. Merakos, J. C. Rudell, A. Yamanaka, S. Bouras, and I. Bouras, "A single-chip digitally calibrated 5.15 GHz-5.825 GHz 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS transceiver for 802.11a wireless LAN," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, pp. 2221–2231, Dec. 2003.
5. S. Mehta, M. Zargari, S. Jen, B. Kaczynski, M. Lee, M. Mack, S. Mendis, K. Onodera, H. Samavati, W. Si, K. Singh, M. Terrovitis, D. Weber, and D. Su, "AC-MOS dual-band tri-mode chipset for IEEE 802.11a/b/g wireless LAN," in Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symp., June 2003, pp. 427–430.
6. K. Vavelidis, I. Vassiliou, T. Georgantas, A. Yamanaka, S. Kavadias, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, Y. Kokolakis, A. Kyranas, P. Merakos, I. Bouras, S. Bouras, S. Plevridis, and N. Haralabidis, "A single-chip, 5.15 GHz-5.35 GHz, 2.4 GHz-2.5 GHz, 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS RF transceiver for 802.11a/b/g wireless LAN," in Proc. Eur. Solid-State Circuits Conf., Sept. 2003, pp. 221–224.

7. J. K. Cavers, "New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 707–716, Aug. 1997.
8. Sheng-Lyang Jang, Chia-Wei Chang, Ming-Hsiang Suchen, and Kuan-Chun Shen. A DIFFERENTIAL VCO USING THE DRAIN-CONNECTED-TO-BODY MOSFET. *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 51, No. 5, May 2009. Pp. 1174-1177. DOI 10.1002/mop*
9. K. Vavelidis, I. Vassiliou, T. Georgantas, A. Yamanaka, S. Kavadias, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, Y. Kokolakis, A. Kyranas, P. Merakos, I. Bouras, Member, S. Bouras, S. Plevridis, and N. Haralabidis, Member. Dual-Band 5.15–5.35-GHz, 2.4–2.5-GHz 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS Transceiver for 802.11a/b/g Wireless LAN. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 39, NO. 7, JULY 2004. Pp. 1180-1184.*
10. Mahdi M.Bayat, Hossein shamsi, Majid Fouladian, Morteza Rahimi. A 5-GHZ VCO FOR WLAN APPLICATIONS. *ICSE Proc. 2010, Melaka, Malaysia. Pp. 1-5.*
11. A. Hajimiri and T. Lee, Design issues in CMOS differential LC oscillators, *IEEE J Solid-State Circuits* 34 (1999), 717–724.
12. R. Aparicio and A. Hajimiri, A noise-shifting differential Colpitts  $\Gamma\text{KH}$ , *IEEE J Solid-State Circuits* 12 (2002), 1728–1736.
13. C.-Y. Cha and S.-G. Lee, A complementary Colpitts oscillator in CMOS technology, *IEEE Trans Microwave TheoryTech* 53 (2005), 881–887.
14. S.-H. Lee, Y.-H. Chuang, S.-L. Jang, and C.-C. Chen, Low-phase noise Hartley differential CMOS voltage controlled oscillator, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 17 (2007), 145–147.
15. S.-L. Jang and C.-F. Lee, A low voltage and power LC  $\Gamma\text{KH}$  implemented with dynamic threshold voltage MOSFETs, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 17 (2007), 376–378.
16. D. Baek, J. Kim, and S. Hong, A dual-band (13/22-GHz)  $\Gamma\text{KH}$  based on resonant mode switching, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 13 (2003), 443–445.

17. C-C. Chiong, H-Y. Chang, and M-T. Chen, Wide-bandwidth InGaPGeAs HBT voltage-controlled oscillators in K- and Ku-band, IEEE Global Symp Millimeter Waves (2008), 185–188.

18. Семенов А. О. Простий неавтономний генератор детермінованого хаосу типу Дуффінга-Холмса / Семенов А.О., Філевський Д.О., Квітчук Я.В. // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017): матеріали VI міжнародної науково-технічної конференції, м. Вінниця, 28-30 вересня 2017 р. – Вінниця, ВНТУ, 2017. – С. 79-80.

19. Семенов А. О., Квітчук Я. В., Савчук П. П. Узагальнена математична модель мікрохвильового генератора на основі резонансно тунельного діоду. Матеріали XLIX науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2020) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2020.

20. Семенов А. О., Квітчук Я. В., Савчук П. П. Дослідження хаотичної динаміки мікрохвильових радіотехнічних пристроїв на основі одиничного переходу Джозефсона. Тези доповідей XI Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)», м. Житомир, 09 - 11 квітня 2020 р. – Житомир: Житомирська політехніка, 2020. – С. 165–166.

21. J.C. Rudell, J.-J. Ou, T. B. Cho, G. Chien, F. Brianti, J. A. Weldon, P. R. Gray, "A 1.9-GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, pp. 2071-2088, Dec. 1997.

22. J. Craninckx and M. Steyaert, "A 1.8-GHz CMOS low-phase-noise voltage controlled oscillator with prescaler," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1474-1482, Dec. 1995.

23. Zhipeng zhu, "Low Phase Noise Voltage Controlled oscillator Design" Ph.D. dissertation, Univ Texas , Arlington 2005.

24. F.Ellinger, "radio frequency integrated circuits and technologies", New York: Springer 2007.

25. A.Aktas, "CMOS PLLs And FKHs For 4G Wireless" New York: Springer 2004.
26. Yin Xu , Zheyang Li "A CMOS LC FKH In 0.5 $\mu$ m Process" 978-1-4244-1706-3/08/ 2008 IEEE.
27. S. Yun, S. Shin, H, Chol, S. Lee, "A InW Current-Resue CMOS Differential LC-FKH with Low Phase Moise," IEEE International Solid-State Circuits Conf., pp. 540-542, Feb. 2005.
28. Ting Wu, Un-Ku Moon, Kartikeya Mayaram"Dependence of LC FKH Oscillation Frequency on Bias Current"IEEE, ISCAS 2006 [9] Le Wang, Parag Upadhaya, Pinping Sun, Yang Zhang Yi-Jan Emery Chen' DongHo Jeong Deukhyoun Heo "A 5.3GHZ LOWPHASE-NOISE LC FKH WITH HARMONIC FILTERING RESISTOR"IEEE ISCAS 2006
29. S.Kurachi, T.Yoshimasu, N.Itoh, K. Yonemura"5-GHz Band Highly Linear FKH IC with a Novel Resonant Circuit"IEEE,2007
30. Yijoo Shin, Taewon Kim, Sangwoo Kim, Sungkwon Jang, and Bokki Kim "A Low Phase Noise Fully Integrated CMOS LC FKH Using a Large Gate Length pMOS Current Source and Bias Filtering Technique for 5-GHz WLAN "1-4244-1449-0/07 ,IEEE 2007
31. Giuseppe De Astis,David Cordeau, Jean-Marie Paillot, Memb, Lucian Dascalescu "A 5-GHz Fully Integrated Full PMOS Low-Phase-Noise LC FKH"IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 40, NO. 10, OCTOBER 2005
32. KaChun Kwok and Howard C. Luong, "Ultra-Low-Voltage High Performance CMOS FKHs Using Transformer Feedback" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 40, NO. 3, MARCH 2005
33. D.K. Ma and J.R. Long, A subharmonically injected LC delay line oscillator for 17-GHz quadrature LO generation, IEEE J Solid State Circ 39 (2004), 1434–1445.
34. ETSI HIPERLAN/2 Standard. Available at: <http://portal.etsi.org>.



35. C.-I. Shie, Y.-C. Chiang, and J.-M. Lin, Low power and high efficiency  $\Gamma$ KH and quadrature  $\Gamma$ KH circuits constructed with transconductance enhanced colpitts oscillator feature, *IEICE Trans Electron* E91-C (2008), 193–199.
36. J.W.M. Rogers, J.A. Macedo, and C. Plett, The effect of varactor nonlinearity on the phase noise of completely integrated  $\Gamma$ KHs, *IEEE J Solid State Circ* 35 (2000), 1360–1367.
37. M. Tiebout, Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature  $\Gamma$ KH design in standard CMOS, *IEEE J Solid State Circ* 36 (2001), 1018–1024.
38. N.H.W. Fong, J.-O. Plouchart, N. Zamdmer, D. Liu, L.F. Wagner, C. Plett, and N.G. Tarr, A 1-V 3.8-5.7-GHz wideband  $\Gamma$ KH with differentially tuned accumulation MOS varactors for common-mode noise rejection in CMOS SOI technology, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 51 (2003), 1952–1959.
39. TSMC 0.18UM Mixed Signal 1P6M SALICIDE 1.8V/3.3V RF, Spice Models Version 1.3, Taiwan Semiconductor Manufacturing Ltd., Taiwan, 2004.
40. A. Hajimiri and T.H. Lee, A general theory of phase noise in electrical oscillators, *IEEE J Solid State Circ* 33 (1998), 179–194.
41. A. Hajimiri and T.H. Lee, Design issues in CMOS differential LC oscillators, *IEEE J Solid State Circ* 34 (1999), 717–724.
42. A. Scuderi and G. Palmisano, A low-phase-noise voltage-controlled oscillator for 17-GHz applications, *Microwave Wireless Compon Lett* 16 (2006), 191–193.
43. T.K.K. Tsang and M.N. El-Gamal, A high figure of merit and area efficient low-voltage (0.7-1 V) 12 GHz CMOS  $\Gamma$ KH, In: *Proceedings of IEEE RFIC Symposium*, Philadelphia, PA, 2003, pp. 89–92.
44. N.-J. Oh and S.-G. Lee, 11-GHz CMOS differential  $\Gamma$ KH with backgate transformer feedback, *IEEE Microwave and Wireless Compon Lett* 15 (2005), 733–735.
45. Omar Faruqe, Md Tawfiq Amin. Active Inductor with Feedback Resistor Based Voltage Controlled Oscillator Design for Wireless Applications. *INTL JOURNAL OF ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS*, 2018, VOL. 65, NO. 1, PP. 57-64. DOI: 10.24425/ijet.2019.12628332.

46. Ching-Ian Shie and Yi-Chyun Chiang. A CMOS Colpitts voltage controlled oscillator with an enhanced transconductance method. MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 50, No. 12, December 2008. Pp. 3160-3164. DOI 10.1002/mop

47. Сидоренко В. В., Семенов А. О. Керування динамікою хаотичних коливань у генераторі за схемою Колпітца . Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1892-1893. ISBN 978-966-641-742-1. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

48. Лещук А. І., Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца керований напругою. Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1894-1895. ISBN 978-966-641-742-1. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

49. Сауленко Д. В., Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца зі струмовим дзеркалом. Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1896-1897. ISBN 978-966-641-742-1 Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

50. Німчук В. В., Семенов А. О. Балансний генератор детермінованого хаосу за схемою Колпітца . Матеріали XLVI науково-технічної конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету (НТКП ВНТУ–2017) [Електронне мережне наукове видання] : збірник доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2017. С. 1898-1899. ISBN 978-966-641-742-1 Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allvntu/index/pages/view/zbirn2017>

51. D. Berny and A. M. Niknejad and R. G. Meyer, A 1.8-GHz LC  $\Gamma$ KH With 1.3-GHz Tuning Range and Digital Amplitude Calibration, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 40, no. 4, pp. 909-917, April 2005.

52. Namrata Prasad, R. S. Gamad and C. B. Kushwah, Design of a 2.2-4.0 GHz Low Phase Noise and Low Power LC  $\Gamma$ KH, (*IJCNS*) *International Journal of Computer and Network Security*, vol. 1, no. 3, pp. 15-18, December 2009.

53. R. M. Weng and M. Y. Sie and C. Y. Liu, A Low Power CMOS  $\Gamma$ KH for IEEE 802.11a Applications, in 2007 IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology, Singapore, 2007, pp. 244-246.

54. S. Diao and Y. Wang and C. Wang and F. Lin and C. H. Heng,  $\Gamma$ KH Design for Low-Power, High-Efficiency Transmitter Applications, in 2014 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, Hefei, China, 2014, pp. 1-4.

55. V. Unnikrishnan and M. Vesterbacka and A. Alvandpour,  $\Gamma$ KH-Based ADCs for IoT Applications, in 2016 International Symposium on Integrated Circuits (ISIC), Singapore, 2016, pp. 1-4.

56. M. T. Amin, On the selection of passive elements for low phase noise LC tank  $\Gamma$ KH in 65 nm process, 2016 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT), Dhaka, 2016, pp. 1-5.

57. V. Macaitis and R. Navickas, CMOS technology based LC  $\Gamma$ KH review, in 2015 Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream), Vilnius, Lithuania, 2015, pp. 1-4.

58. J. Laskar and R. Mukhopadhyay and C. H. Lee, Active Inductor-Based Oscillator: A Promising Candidate for Low-Cost Low-Power Multi-Standard Signal Generation, in 2007 IEEE Radio and Wireless Symposium, Long Beach, CA, USA, 2007, pp. 31-34

59. J. T. Yang, S. K. Hsieh and P. J. Tsai, A Wide Tuning Range Voltage-Controlled Oscillator with Active Inductors for Bluetooth Applications, in CSS'10

Proceedings of the 4th international conference on Circuits, systems and signals, Corfu Island, Greece, 2010, pp. 39-42.

60. R. M. Weng and R. C. Kuo, An  $\omega_0$ -Q Tunable CMOS Active Inductor for RF Bandpass Filters, in 2007 International Symposium on Signals, Systems and Electronics, Montreal, QC, Canada, 2007, pp. 571-574.

61. K. Manetakis and S. M. Park and 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

62. 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.

63. M. Haase and V. Subramanian and Tao Zhang and A. Hamidian, Comparison of CMOS  $\Gamma$ KH Topologies, in 6th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics Electronics, Berlin, Germany, 2010, pp. 1-4.

64. J. Jalil, M. B. I. Reaz, M. A. M. Ali<sup>1</sup> and T. G. Chang, A Low Power 3-Stage Voltage-Controlled Ring Oscillator in 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS Process for Active RFID Transponder, ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA, vol. 19, no. 8, pp. 69-72, 2013.

65. T.I. Ahrens and T.H. Lee, A 1.4-GHz 3-mW CMOS LC low phase noise  $\Gamma$ KH using tapped bond wire inductances, in 1998 International Symposium on Low Power Electronics and Design, Monterey, 1998, pp. 16-19.

66. H. B.i Kiaa, A. K. A'aina and I. Groutb, Wide tuning-range CMOS  $\Gamma$ KH based on a tunable active inductor, International Journal of Electronics, vol. 101, no. 1, pp. 88-97, December 2014.

67. H. B.i Kiaa, A. K. A'aina and I. Groutb, Wide tuning-range CMOS  $\Gamma$ KH based on a tunable active inductor, International Journal of Electronics, vol. 101, no. 1, pp. 88-97, December 2014.

68. N. C. Shirazi, E. Abiri and R. Hamzehyan, A 5.5 GHz Voltage Control Oscillator ( $\Gamma$ KH) with a Differential Tunable Active and Passive Inductor, International

Journal of Information and Electronics Engineering, vol. 3, no. 5, pp. 493-497, September 2013.

69. Saberhari and S. Seifollahi, Wide tuning range CMOS Colpitts ГKH based on tunable active inductor, Majlesi Journal of Telecommunication Devices, vol. 1, no. 1, pp. 11-15, March 2012.

70. G. Szczepkowski and G. Baldwin and R. Farrell, Wideband 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS VCO using active inductor with negative resistance, in 2007 18th European Conference on Circuit Theory and Design, Seville, Spain, 2007, pp. 990-993.

71. R. Mukhopadhyay and Yunseo Park and P. Sen and N. Srirattana and Jongsoo Lee and Chang-Ho Lee and S. Nuttinck and A. Joseph and J. D. Cressler and J. Laskar, Reconfigurable RFICs in Si-Based Technologies for a Compact Intelligent RF Front-End, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 1, pp. 81-93, January 2005.

72. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.

73. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.

74. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.

75. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.

76. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.

77. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

78. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

79. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

80. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

81. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

82. ДСН 3.3.6.039 99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.

83. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.

84. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.

85. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.

86. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

87. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

88. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

89. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

90. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А  
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав. кафедри РТ ВНТУ,  
д.т.н., професор  
\_\_\_\_\_ О.В. Осадчук  
“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

## ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

**«Діапазонні та реактивні властивості мікрохвильових генераторів Кол-  
пінця побудованих з використанням CMOS інтегральної технології»**

08-36.МКР.004.00.000 ТЗ

Керівник роботи:  
\_\_\_\_\_ к. т. н., доцент Гаврілов Д.В.  
“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

Розробив студент гр. ТКР-18м з/в  
\_\_\_\_\_ Савчук П. П.  
“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

## 1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету №76\_ від 06.03.2020 р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 02.01.2020 р.

Дата закінчення: 15.06.2020 р.

## 2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

*Метою роботи є* теоретичне та модельне дослідження діапазонних і реактивні властивості мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

*Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:*

- аналіз сучасного стану застосування генераторів керованих напругою в обладнанні інфокомунікаційних систем;
- огляд математичної теорії мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- огляд топології схемних варіантів мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- математичне моделювання діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- комп'ютерне схемотехнічне моделювання мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- експериментальні дослідження діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- проведення розрахунків економічної частини та розділу охорони праці.



### 3. Джерела розробки

1. Генераторы хаотических колебаний : Учебное пособие. 2-е издание / [Б.И. Шахтарин, П.И. Кобылкина, Ю.А. Сидоркина, А.В. Кондратьев, С.В. Митин]. – М.: Гелиос АРВ, 2014. – 248 с.
2. Дмитриев А.С. Транзисторные генераторы хаоса малой мощности / А.С. Дмитриев, Е.Е. Ефремова, А.Ю. Никишов, А.И. Панас // Известия вузов «Прикладная нелинейная динамика». – 2008. – Т. 16. - №3. – с. 56-70.
3. Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Максимов Н. А., Панас А. И. Генерация хаоса / под общ. ред. А. С. Дмитриева. Москва: Техносфера, 2012. 424 с.
4. Залогин Н. Н., Кислов В. В. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. Москва: Радиотехника, 2006. 205 с.
5. Анищенко В. С. Сложные колебания в простых системах. Механизмы возникновения, структура и свойства динамического хаоса в радиофизических системах. 2-е изд. Москва: УРСС, 2009. 320 с.
6. Кузнецов А. П., Емельянова Ю. П., Сатаев И. Р., Тюрюкина Л. В. Синхронизация в задачах: Учебно-научное издание. Саратов: ООО Издательский центр «Наука», 2010. 256 с.
7. Кузнецов С.П. Простые электронные генераторы хаоса и их схемотехническое моделирование // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26, № 3. С. 35–61. DOI: 10.18500/0869-6632-2018-26-3-35-61.
8. Козловський В. О., Лесько О. Й. Бізнес-планування: Навчальний посібник / В. О. Козловський, О. Й. Лесько [2-е вид., доп. та переробл.] – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, ВНТУ, 2008. – 241 с.
9. Козловський В. О., Лесько О. Й. Інноваційний менеджмент: Практикум / В. О. Козловський, О. Й. Лесько. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 166 с.
10. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
11. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апа-

ратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.

12. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

#### 4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи ТКР-18м з/в Савчук П.П.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується реалізувати .

##### 5.1 Електричні параметри:

- 1) Діапазон робочих частот: стандарту IEEE 802.11a/b/g для смуг 2,4 ГГц і 5 ГГц, стандарту HiperLINK для смуги на частоті 17 ГГц
- 2) Діапазон зміни напруги керування +0,1 В..+1,8 В;
- 3) Номінальна напруга живлення +3,3 В.
- 4) Електроспоживання не більше 3,5 мВт.
- 5) Рівень фазових шумів не більше -110 дБ;
- 6) Коефіцієнт якості генератора FOM не менше 190 дБ.
- 7) Технологія інтегральної схемотехніки CMOS.

##### 5.2 Кліматичні умови:

- |  |           |
|--|-----------|
| 5.2.1 Атмосферний тиск на висоті до 2500 м над рівнем моря, не вище, кПа | 75.       |
| 5.2.2 Температура навколишнього середовища, °С                           | -10..+50. |
| 5.2.3 Відносна вологість повітря при 20°С, %                             | 80.       |

##### 5.3 Експлуатаційні параметри:

- |   |          |
|---|----------|
| 5.3.1 Використовувати за призначенням;            |          |
| 5.3.2 Час напрацювання на відмову, не менше ,год  | 100 тис. |
| 5.3.3 Час неперервної роботи, не більше, год/добу | 24.      |

## 6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	кінець		
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	06.01.2020	20.01.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР на кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	21.01.2020	24.02.2020	Проведений аналіз літературних джерел по даній тематиці. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	25.02.2020	06.03.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми. Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	07.03.2020	23.03.2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Звіт по переддипломній практиці Вступ Розділ 1-2
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	24.03.2020	07.04.2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	08.04.2020	13.04.2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	14.04.2020	28.04.2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	29.04.2020	11.05.2020	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	12.05.2020	19.05.2020	Частина БЖДПБ	Розділ 5
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	20.05.2020	03.06.2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	04.06.2020	08.06.2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	09.06.2020	15.06.2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	16.06.2020	16.06.2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

## 7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде отримано:

- результати аналізу сучасного стану застосування генераторів керованих напругою в обладнанні інфокомунікаційних систем;
- результати огляду математичної теорії мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- результати огляду схемних варіантів мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- результати математичного моделювання діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- результати експериментальних досліджень діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.

Очікуваний економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень та розробки очікується покращення характеристик розроблюваного пристрою.

## 8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

## 9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

## 10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- електричні схеми мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології;
- структурні схеми обладнання інфокомунікаційних систем;
- результати комп'ютерного моделювання мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.
- результати експериментальних досліджень діапазонних і реактивних властивостей мікрохвильових генераторів Колпітца побудованих з використанням CMOS інтегральної технології.
- дослідження питань охорони праці.

## 11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

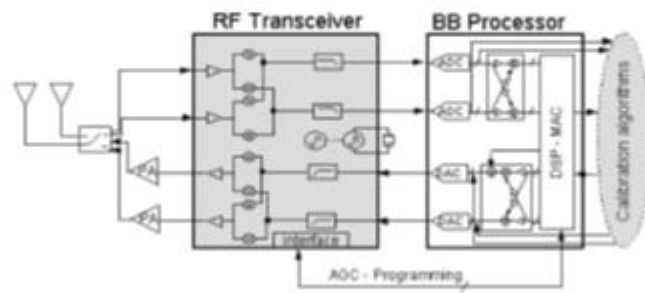
У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Архітектура інфокомунікаційної системи

## Архітектура інфокомунікаційної системи



Додаток В  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Блок-схема дводіапазонного трансівера





Додаток Д  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Базові електричні схеми CMOS мікрохвильових генераторів Колпітца

Базові електричні схеми CMOS мікрохвильових генераторів Колпітца

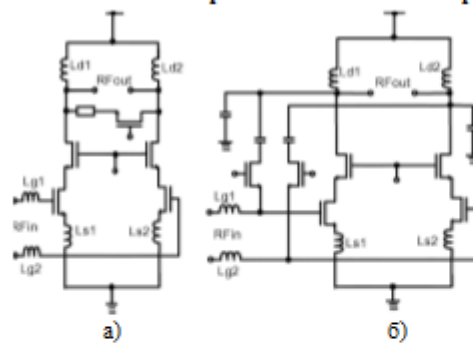
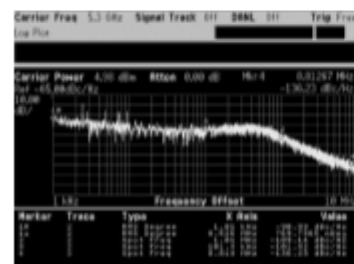


Рисунок Д.1 – Електричні схеми CMOS мікрохвильових генераторів Колпітца на 5 ГГц (а) і 2,4 ГГц (б)



а)



б)

Рисунок Д.2 – Графіки фазових шумів: 5 ГГц (а) та 2,4 ГГц (б)

Додаток Е  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Схемна реалізація каскадів дводіапазонного трансівера побудованого з використанням CMOS інтегральної технології

Схемна реалізація каскадів дводіапазонного трансівера побудованого з використанням CMOS інтегральної технології

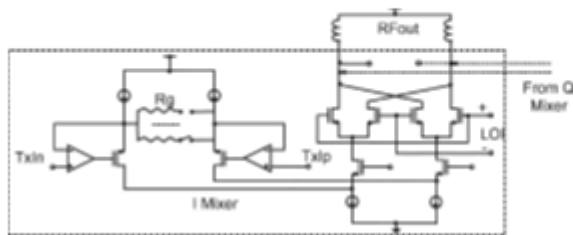
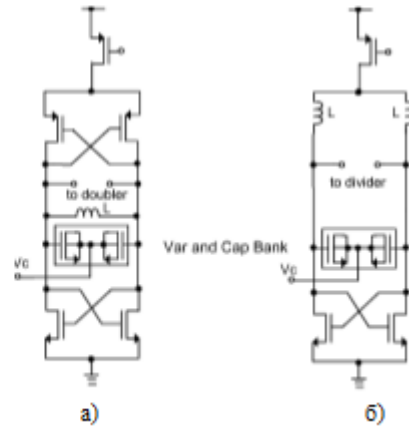


Рисунок Е.1 – Функціональна схема спрощеного мікшера

Рисунок Е.2 – Електричні схеми CMOS ГЧН на 2,6 ГГц (а) і 4,9 ГГц (б)



Додаток Ж  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Мікрохвильовий диференціальний NMOS ГКН Колпітца

### Мікрохвильовий диференціальний NMOS ГКН Колпітта

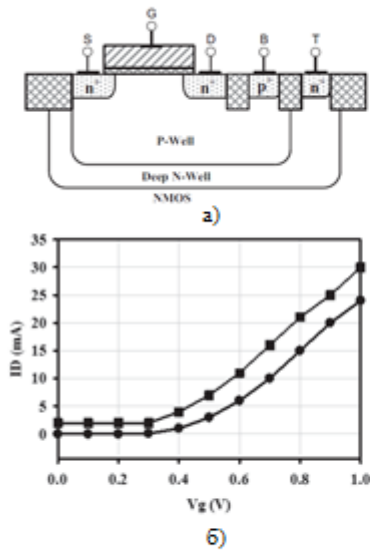


Рисунок Ж.1 - Вид поперечний перерізу тригатового NMOS (а); результати моделювання струмів витoku NMOS-транзисторів (б)

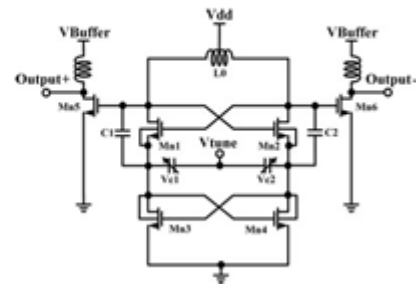


Рисунок Ж.2 – Електрична Схема мікрохвильового диференціального NMOS ГКН Колпітта

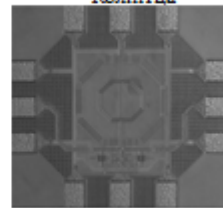


Рисунок Ж.3 – Топологія мікросхеми диференціального NMOS ГКН Колпітта

Додаток К  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Результати досліджень мікрохвильового диференціального NMOS ГКН  
Колпінца



**Результати досліджень мікрохвильового диференціального  
NMOS ГКН Колпітца**

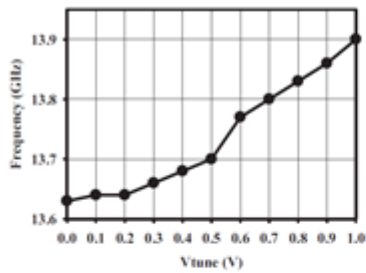


Рисунок К.1 - Графік частота генерації ГКН від напруги керування при  $V_{DD} = 1.0$  В

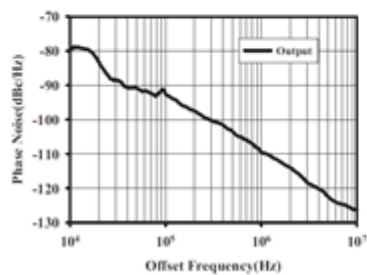
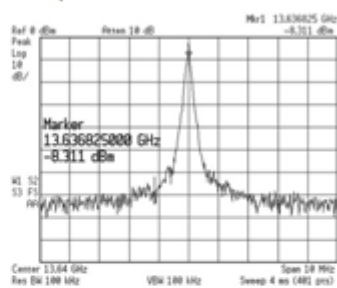
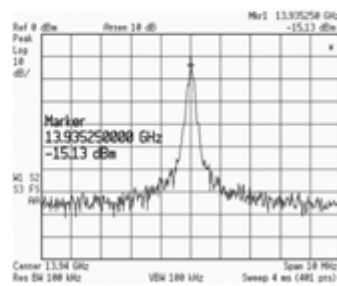


Рисунок К.2 – Графік фазового шуму вихідного сигналу ГКН



а)



б)

Рисунок К.3 – Амплітудно-частотні спектри вихідного сигналу ГКН на частотах 13,64 ГГц (а) і 13,94 ГГц (б)

Додаток Л  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Мікрохвильові генераторів Колпітца за CMOS інтегральною технологією із використанням перемикальної конденсаторної батареї

Мікрохвильові генераторів Колпітца за CMOS інтегральною технологією із використанням перемикальної конденсаторної батареї

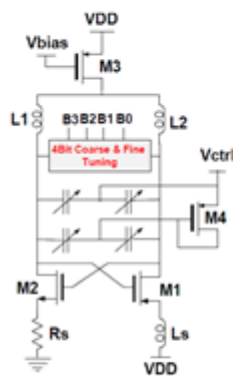


Рисунок Л.1 – Еквівалентна схема ядра ГКН Колпітца

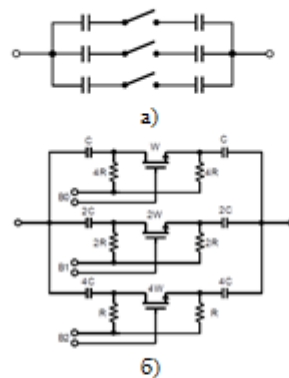


Рисунок Л.2 – Схеми перемикальної конденсаторної батареї на CMOS: а) еквівалентна; б) електрична

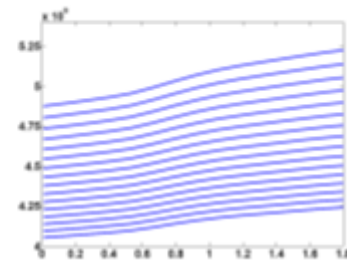


Рисунок Л.3 - Графік зміни частоти коливань як функції від напруга управління

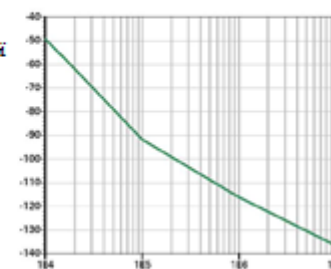


Рисунок Л.4 – Графік фазового шуму ГКН на частоті 5 ГГц

Додаток М  
(обов'язковий)

ДІАПАЗОННІ ТА РЕАКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ МІКРОХВИЛЬОВИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ КОЛПІТЦА ПОБУДОВАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ  
CMOS ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

Електричні схеми ГКН Колпітца з активною ін-дуктивністю побудованих за  
CMOS інтегральною технологією

Електричні схеми ГКН Колпітца з активною індуктивністю побудованих за CMOS інтегральною технологією

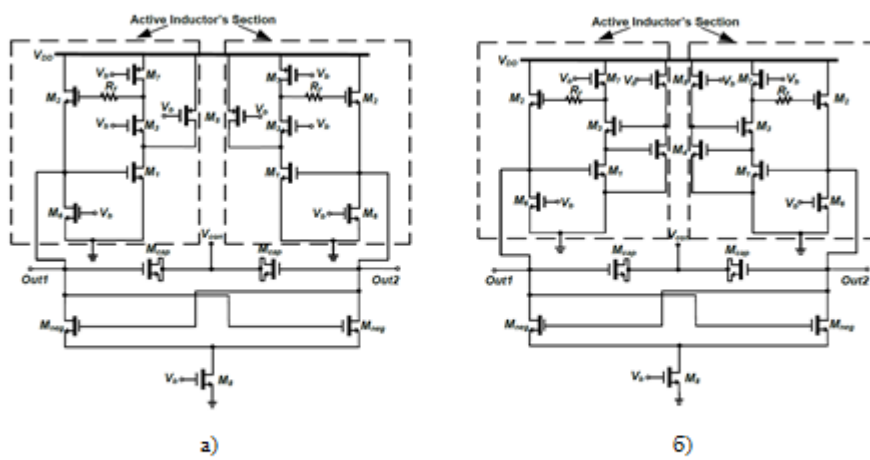


Рисунок М.1 – Електричні схеми ГКН Колпітца побудованих за CMOS інтегральною технологією з активною індуктивністю типу Венг-Куо (а) та Ліана (б)