

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет Інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

## МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

### «НАДВИСОКОЧАСТОТНІ ГЕНЕРАТОРИ КЕРОВАНІ НАПРУГОЮ ТА СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-20м  
спеціальності 172 – Телекомунікації  
та радіотехніка

шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Ревенков В. В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. ІРТС

Осадчук В. С.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

Опонент: к.т.н., ст. викл. каф. ІКСТ

Макогон В. І.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інформаційних електронних систем  
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем  
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)  
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації  
Спеціальність – 172 – Телекомунікації та радіотехніка  
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

**Завідувач кафедри ІРТС**

**Олександр ОСАДЧУК**

**202\_ року**

**ЗАВДАННЯ  
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Ревенкову Віталію Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти»

керівник роботи Осадчук Володимир Степанович, д.т.н., проф., каф. ІРТС  
( прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “24”03 2022 року № 65

2. Строк подання студентом роботи \_\_\_\_\_ 202\_ року

3. Вихідні дані до роботи: Навести застосування, доступних для діапазону частот міліметрових хвиль, та основні принципи розробки VCO. Розглянути схемотехнічні рішення, за допомогою яких реалізуються генератори керовані напругою та можливість вибору топології для створення генератора та пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму. Розглянути основні характеристики та параметри синтезаторів частот. Розглянути методи синтезу частоти, структурні схеми пасивних синтезаторів частоти.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану генераторів керованих напругою для міліметрового хвильового діапазону. Конструкції та схеми високочастотних генераторів керованих напругою. Синтезатори частот. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Атмосферне та молекулярне поглинання. Структурна схема гетеродинного радіочастотного інтерфейсу для радіочастот 60 ГГц. Загальна структура LC-генератор. Схема VC. Схема індуктора. Схема запропонованого MT-VCO. Схемотехнічне рішення Goral VCO. Схемотехнічне рішення каскадного VCO.

## 6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_ 202\_\_ року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми МКР	31.01.2022-28.02.2022	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2022-23.03.2022	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на МКР.	24.03.2022-10.04.2022	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	11.04.2022-06.05.2022	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2022-11.05.2022	
6.	Розробка графічної частини МКР	12.05.2022-18.05.2022	
7.	Економічна частина	19.05.2022-22.05.2022	
8.	Охорона праці (ОП)	23.05.2022-26.05.2022	
9	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	27.05.2022-31.05.2022	
10.	Нормоконтроль	01.06.2022-03.06.2022	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	04.06.2022-08.06.2022	
12.	Захист МКР ЕК	09.06.2022-10.06.2022	

Студент \_\_\_\_\_ Ревенков В.В.  
( підпис )Керівник роботи \_\_\_\_\_ Осадчук В.С.  
( підпис )

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Ревенков В.В. Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2022. – 131с. На українській мові. Бібліогр.: 58 назв; табл.:20; рис.: 55.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено аналіз публікацій сучасних досягнень широкосмугових малошумних методів та засобів частотного синтезу, з особливим акцентом на широкосмуговому дизайні VCO. Наведено кілька застосувань, доступних для діапазону частот міліметрових хвиль, та основні принципи розробки VCO.

У другому розділі розглянуто схемотехнічні рішення, за допомогою яких реалізуються генератори керовані напругою та можливість вибору топології для створення генератора та пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму. Залежно від конкретного пристрою, конструкція може враховувати паразитні властивості пристрою, що впливають на компоненти резонатора, а також нелінійні характеристики продуктивності. Усі розглянуті схемотехнічні рішення VCO, практично створені з використанням SiGe транзистора BFP420, і будь-яку з них можна повторно налаштувати на різні частотні діапазони, змінюючи варіації та значення резонансного LC контуру.

У третьому розділі розглянуті основні характеристики й параметри синтезаторів частот. Розглянуто методи синтезу частоти, представлені структурні схеми пасивних синтезаторів частоти (метод прямого синтезу). Розглянуті та проаналізовані основні характеристики інтегральних схем синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS. Розглянуті інтегральні схеми синтезаторів з ФАПЧ (PLL), проаналізовано метод множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і ФАПЧ (DDS/PLL), а також метод та схемотехнічні рішення множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і змішувача (DDS/MIXER) для надвисокочастотного діапазону.

У четвертому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

У п'ятому розділі описано рекомендації щодо охорони праці та безпеки при роботі з надвисокочастотним генератором керованим напругою.

Ключові слова: методи формування радіосигналів, генератор керований напругою, синтезатор частоти, VCO, ФАПЧ, DDS.

## ABSTRACT

Revenkov VV. High-frequency voltage-controlled generators and frequency synthesizers. Master's qualification work. - Vinnytsia: VNTU, 2022. - 131p. In Ukrainian. Bibliogr. : 58 titles; table 20; Figure 55.

In the master's qualification work the analysis of publications of modern achievements of broadband low-noise methods and means of frequency synthesis is carried out, with special emphasis on broadband VCO design. Here are some of the applications available for the millimeter wave frequency range and the basic principles of VCO development.

The second section discusses circuit solutions that implement voltage-controlled generators and the ability to choose the topology to create a generator and devices based on performance requirements, types of components and requirements for DC power. Depending on the specific device, the design may take into account the parasitic properties of the device that affect the resonator components, as well as nonlinear performance characteristics. All the considered VCO technical solutions, practically created using the SiGe transistor BFP420, and any of them can be re-tuned to different frequency ranges, changing the varicaps and the values of the resonant LC circuit.

The third section considers the main characteristics and parameters of frequency synthesizers. Methods of frequency synthesis are considered, structural schemes of passive frequency synthesizers (direct synthesis method) are presented. The main characteristics of integrated circuits of direct digital synthesis synthesizers DDS are considered and analyzed. Integrated circuits of PLL synthesizers (PLL) are considered, the method of frequency multiplication by direct digital synthesis and PLL (DDS / PLL) is analyzed, as well as the method and circuit solutions of frequency multiplication by direct digital synthesis and mixer (DDS / MIXER) for ultrahigh frequency range .

In the fourth section, the calculation of the cost of production of the device and the efficiency of the investment.

The fifth section describes health and safety guidelines for operating a high-frequency, voltage-controlled generator.

**Keywords:** radio signal generation methods, voltage controlled generator, frequency synthesizer, VCO, PLL, DDS.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ГЕНЕРАТОРІВ КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ДЛЯ МІЛІМЕТРОВОГО ХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ</b> .....	12
1.1 Діапазони міліметрових хвиль та їх застосування.....	11
1.2 Технологія BiCMOS 55 нм .....	15
1.3 Mm-wave VCO .....	17
1.4 Проблеми проектування та запропоновані топології на сучасному етапі розвитку мікрохвильової техніки .....	20
1.5 Гібридний VCO.....	32
1.6 Розподілений осцилятор стоячої хвилі.....	39
1.7 Порівняння запропонованих методів у сучасному стані.....	42
1.8 Висновки до розділу.....	44
<b>2 КОНСТРУКЦІЇ ТА СХЕМИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ</b> .....	45
2.1 Специфікації, основні характеристики та рекомендації побудови VCO.....	45
2.2 Схемотехнічні рішення VCO.....	51
2.3 Висновки до розділу.....	67
<b>3 СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТ</b> .....	68
3.1 Основні характеристики й параметри синтезаторів частот.....	68
3.2 Пасивні синтезатори (метод прямого синтезу) .....	69
3.3 Синтезатори з фазовим автопідстроюванням частоти (непрямий метод) .....	71
3.4 Цифрові синтезатори.....	72
3.5 Порівняння методів синтезу частот.....	74
3.6 Інтегральні схеми - синтезатори з ФАПЧ (PLL) .....	75
3.7 Синтезатори PLL із дробовими N-дільниками.....	79
3.8 Інтегральні схеми синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS.....	82
3.9 Перетворення нагору квадратурного сигналу в сигнал SSB.....	85
3.10 Множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і ФАПЧ (DDS/PLL) .....	86
3.11 Множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і змішувача (DDS/MIXER) .....	89
3.12 Висновки до розділу.....	90
<b>4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА</b> .....	91
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	91
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	95
4.2.1 Витрати на оплату праці.....	95
4.2.2 Відрахування на соціальні заходи.....	98
4.2.3 Сировина та матеріали.....	98
4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	100

4.2.5	Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт.....	100
4.2.6	Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт....	101
4.2.7	Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень.....	102
4.2.8	Паливо та енергія для науково-виробничих цілей.....	103
4.2.9	Службові відрядження.....	104
4.2.10	Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	104
4.2.11	Інші витрати.....	105
4.2.12	Накладні (загальновиробничі) витрати.....	105
4.3	Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	106
4.4	Висновок до розділу.....	107
<b>5</b>	<b>ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....</b>	<b>108</b>
5.1	Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи .....	108
5.1.1	Обладнання приміщення та робочого місця .....	108
5.1.2	Електробезпека приміщення .....	110
5.2	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії .....	111
5.2.1	Мікроклімат .....	111
5.2.2	Склад повітря робочої зони .....	112
5.2.3	Виробниче освітлення .....	113
5.2.4	Виробничий шум.....	114
5.2.5	Виробничі випромінювання .....	114
5.2.6	Оцінка умов праці .....	115
5.3	Дія радіації на працівника .....	116
	<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>118</b>
	<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....</b>	<b>120</b>
	Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	125
	Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	132

## ВСТУП

Потреба в системах з високою швидкістю передачі даних, щоб задовольнити попит на обмін великими даними, підштовхнула електронні системи до діапазонів частот міліметрових (мм-хвиль). Зв'язок із високою швидкістю передачі даних, радар, охорона та медичне застосування стурбовані розвитком систем міліметрових хвиль [1- 3].

У районі 60 ГГц діапазон 5 ГГц між 59 і 64 ГГц був визначений для неліцензованого використання в країнах, де ринок споживчої електроніки був найбільш розвиненим. Для додатків з дуже високою швидкістю передачі даних, наприклад, бездротових локальних мереж (WLAN) або бездротових персональних мереж (WPAN), цей спектр є цікавим варіантом. Крім того, випромінювання міліметрових хвиль здатне проникати в одяг, частково відбиваючись від шкіри людини. Пристрої зображення міліметрових хвиль вважаються кращою альтернативою в порівнянні з традиційними металодетекторами, оскільки картини відображення металів, пластмас, кераміки та рідин можна швидко виявити для випромінювання на цих частотах. Отже, домен безпеки є однією з основних областей для систем зображення міліметрових хвиль. Для цього краще підходять частоти 35, 94, 140 і 220 ГГц, які відповідають атмосферним вікнам поширення, напр. до мінімумів, що спостерігаються з точки зору ослаблення атмосфери. У минулому зазвичай використовувалися системи на частоті 94 ГГц, але вищі частоти, що призводять до ще кращої просторової роздільної здатності, вивчаються [4-7].

Серед діапазонів частот міліметрових хвиль у всьому світі дозволені діапазони 71-76 і 81-86 ГГц (широко відомі як "Е-діапазон") для зв'язку "точка-точка" надвисокої потужності. Доступний спектр 10 ГГц є найбільш поширеним у будь-який момент часу, що забезпечує гігабіт на секунду (Гбіт/с) і більші швидкості передачі даних, які неможливо досягти на нижчих діапазонах мікрохвильових частот з обмеженою пропускну здатністю. Також характеристики поширення Е-смути можна порівняти з характеристиками широко використовуваних мікрохвильових діапазонів, а з добре охарактеризованими погодними характеристиками, що дозволяють зрозуміти загасання дощу, можна впевнено реалізувати відстань лінії в кілька миль. Для підвищення безпеки транспортних засобів також були досягнуті значні технологічні досягнення в автомобільній промисловості. Радарна система здатна виявляти та стежити за об'єктами, отже, попереджаючи водія про неминуче зіткнення. Для радарів далекого радіусу дії існує певний міжнародний консенсус щодо діапазону 76-77 ГГц, тоді як для короткого



радіусу дії, наприклад, для запобігання зіткненням і ручних радарів для допомоги при парковці, визначення перед зіткненням, уникнення перешкод і виявлення сліпих зон, робоча частота була встановлена на рівні 79 ГГц. Тут знову ж таки потрібна висока просторова роздільна здатність і, очевидно, найменші антени [8, 9].

Всі ці програми міліметрових хвиль, як правило, належать до розумного суспільства та ведуть до нього, оскільки вони полегшать комунікацію між людьми, всередині чи поза домівками та офісами, а також від будівлі до будівлі (транспортна мережа), уникаючи важкої будівельної інфраструктури.

### **Актуальність теми**

Швидке зростання глобальних комунікаційних мереж викликало попит на високопродуктивні комунікаційні системи, які є швидшими та споживають менше енергії. Передові технології CMOS-BiCMOS є кращими технологіями для розробки цих майбутніх додатків/систем. Вони пропонують відносно низьку вартість, порівняно з технологіями AsGa, і високу продуктивність, з транзисторами  $f_{max} - f_t$  вище 300 ГГц [1].

Через їхню вирішальну роль у широкому спектрі сучасних застосувань, синтезатори частоти ФАПЧ були предметом інтенсивних досліджень в останні роки. Зокрема, вимоги до синтезатора, що висувуються цільовими програмами, були ключовою рушійною силою для досліджень ФАПЧ. Зокрема, суворі специфікації фазового шуму надали значний стимул для досліджень, зосереджених виключно на покращенні характеристик генератора, керованого напругою (VCO), одного з найскладніших аспектів розробки PLL. Споживання потужності, вихідна потужність, діапазон налаштування частоти та площа мікросхеми також є важливим предметом занепокоєння. В результаті були досягнуті значні успіхи в техніках проектування VCO і PLL і відповідні поліпшення в продуктивності [2].

Однак переважний клас VCO використовує зосереджений LC-контур, який має кілька недоліків, наприклад, високий фазовий шум ( $PN$ ), зменшений діапазон налаштування частоти ( $FTR$ ) і високе енергоспоживання ( $PDC$ ) через низьку добротність, яку пропонує  $l_{un.}$  і варактор. Таким чином, необхідно покращити добротність LC-контура або, скажімо, резонатора VCO. Завдяки високоякісній повільно-хвильовій лінії передачі (TL), яку запропонував у 2003 році Джон Лонг [10], можна отримати конструкцію VCO з покращеною продуктивністю для цільового діапазону частот. Покрокова процедура буде виконуватися для проектування VCO на основі повільнохвильової TL. Завдяки нещодавно розробленій еквівалентній електричній моделі Альфредо Баутіста в 2015 році [11], проектування та

оптимізація цих повільнохвильових резонаторів на основі TL стали швидшими та простішими.

### **Мета і задачі дослідження**

*Метою роботи* є розгляд та аналіз надвисокочастотних генераторів керованих напругою та синтезаторів частоти.

*Об'єктом дослідження* є генератори керовані напругою та синтезатори частоти для формування надвисокочастотних радіосигналів.

*Предметом дослідження* є методи та засоби побудови надвисокочастотних генераторів керованих напругою, стабільність частоти та фазовий шум генераторів та синтезаторів частоти та їх вплив на характеристики телекомунікаційних та радіотехнічних систем.

Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв'язуються такі задачі:

- Провести аналіз публікацій сучасних досягнень широкосмугових малошумних методів та засобів частотного синтезу.

- Навести застосування, доступних для діапазону частот міліметрових хвиль, та основні принципи розробки VCO.

- Розглянути схемотехнічні рішення, за допомогою яких реалізуються генератори керовані напругою та можливість вибору топології для створення генератора та пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму.

- Розглянути основні характеристики та параметри синтезаторів частот.

- Розглянути методи синтезу частоти, структурні схеми пасивних синтезаторів частоти.

- Розглянути та проаналізувати основні характеристики інтегральних схем синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS, інтегральні схеми синтезаторів з ФАПЧ (PLL).

- Проаналізувати метод множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і ФАПЧ (DDS/PLL).

- Проаналізувати метод та схемотехнічні рішення множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і змішувача (DDS/MIXER) для надвисокочастотного діапазону.

*Методи дослідження* ґрунтуються на використанні:

- Математичного опису стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань;

- Математичного опису миттєвої частоти та її статистичних характеристики автогенераторних пристроїв. Також математичний апарат

опису середньої частоти та її статистичні характеристики автогенераторних пристроїв;

- теорії розрахунку електричних кіл з використанням законів Ома для розрахунку номіналів елементів схеми.

### **Наукова новизна одержаних результатів**

*Наукова новизна* роботи полягає в тому, що удосконалено структурні та принципові схеми надвисокочастотних генераторів керованих напругою та синтезаторів частоти для формування надвисокочастотних радіосигналів в телекомунікаційних та радіотехнічних системах.

### **Практичне значення одержаних результатів**

*Практична цінність роботи* полягає в тому, що:

Реалізовано схемотехнічні рішення генераторів керованих напругою та можливість вибору топології для створення генераторних пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму. Усі розглянуті схемотехнічні рішення VCO, практично створені з використанням SiGe транзистора BFP420, і будь-яку з них можна повторно налаштувати на різні частотні діапазони, змінюючи варіації та значення резонансного LC контуру.

Розглянуто основні характеристики синтезаторів частоти. Представлено основні структурні схеми пасивних цифрових синтезаторів частоти. Розглянуто та удосконалено структурні та функціональні схемотехнічні рішення цифрових синтезаторів частоти з ФАПЧ.

Результати роботи можуть використовуватись під час навчального процесу у дисциплінах: «Радіотехнічні коливальні кола», «Пристрої генерування та формування сигналів», «Основи телебачення», «Радіовимірювальні прилади», «Вимірювання в телекомунікаційних та радіотехнічних системах», «Цифрові пристрої та мікропроцесорні системи», «Цифрова обробка аудіо та відео інформації».

### **Особистий внесок здобувача**

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ГЕНЕРАТОРІВ КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ ДЛЯ МІЛІМЕТРОВОГО ХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ

## 1.1 Діапазони міліметрових хвиль та їх застосування

Основні комерційні технології переважають на мікрохвильових частотах, оскільки вони досягли діапазону мм-хвиль, щоб скористатися перевагами слабших правил і все більш швидких і економічно ефективних процесів на основі кремнію. Існує багато перспективних комерційних застосувань мм-хвиль, як описано в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Застосування міліметрових хвиль

Застосування	Опис	Діапазон частот
Місцева служба багатоточкового розподілу (LDMS) [1]	Наземний зв'язок (1-4 милі)	20 – 40 ГГц
Волоконно-оптичний зв'язок [2]	Далека наземна WAN мережі зв'язку (>40 Гбіт/с)	20 – 40 ГГц
Бездротовий HDMI [3]	Увімкнено бездротове підключення аудіо- та відеосигналів високої чіткості споживча електроніка	57 – 64 ГГц
Радіо 60 ГГц [3]	WPAN: короткі відстані високої ємності трафік (> 1 Гбіт/с)	57 – 64 ГГц
Автомобільний радар [4]	Автомобільний круїз-контроль (ACC)	76 – 77 ГГц
Бездротова передача додаток [5]	Надвисока ємність "точка-точка". спілкування	71 – 76 ГГц і 81 – 86 ГГц
Зображення	Системи сканування/виявлення зображень	100 + ГГц

Серед усіх цих додатків діапазони 71-76 і 81-86 ГГц (широко відомі як "Е-діапазон") дозволені в усьому світі для зв'язку "точка-точка" надвисокої потужності. Доступні бездротові системи Е-діапазону, які забезпечують повнодуплексне підключення Gigabit Ethernet зі швидкістю передачі даних 1 Гбіт/с і вище в економічно ефективних архітектурах радіозв'язку з доступністю класу оператора на відстанях в милію і більше.

Значення частот електронного діапазону неможливо переоцінити. Завдяки пропускній здатності 5 ГГц на канал можна забезпечити гігабітну та більшу швидкість передачі даних.

Зауважимо, що характеристики бездротового розповсюдження на частотах Е-діапазону лише трохи відрізняються від характеристик широко використовуваних низькочастотних мікрохвильових діапазонів, що дозволяє реалізувати відстань передачі в багато миль. Атмосферне загасання радіохвиль суттєво змінюється в залежності від частоти, показаної на рис.1.1 діапазонах мікрохвильових частот до 38 ГГц загасання через атмосферу на рівні моря є низьким і становить 0,3 дБ/км або менше. Невеликий пік видно на частоті 23 ГГц, за яким слідує великий пік на 60 ГГц, що відповідає поглинанню водяною парою та молекулами кисню відповідно. Цей ефект, зокрема, на частоті 60 ГГц, де поглинання зростає до 15 дБ/км, значно обмежує відстань радіопередачі на цій частоті. На частотах вище 100 ГГц виникають численні інші ефекти молекулярного поглинання, що обмежують ефективність радіопередач. У спектрі від 70 ГГц до 100 ГГц можна побачити чітке атмосферне вікно. У цій області спостерігається низьке загасання в атмосфері близько 0,5 дБ/км, близьке до поширених мікрохвильових частот, і дуже сприятливий для радіопередачі. З цієї причини бездротові системи Е-діапазону можуть передавати сигнал високої швидкості передачі даних на багато миль за чітких умов.

Більш важливим параметром є модель втрат вільного простору, оскільки вона використовується для прогнозування сили сигналу, коли передавач і приймач мають чіткий, безперешкодний шлях прямої видимості між ними. Втрату вільного простору  $L_{dB}$  на відстані  $d_{km}$  і частоті  $F_{GHz}$  можна обчислити за рівнянням (1.1) [6]

$$L_{dB} = 92,4 + 20 \log (F_{GHz}) + 20 \log (d_{km}). \quad (1.1)$$

За стабільних, добре змішаних атмосферних умов це ослаблення вільного простору становить  $\sim 130 \text{ dB/km}$  в діапазоні 71 – 76 ГГц і  $\sim 131 \text{ dB/km}$  в діапазоні 81 – 86 ГГц [6].

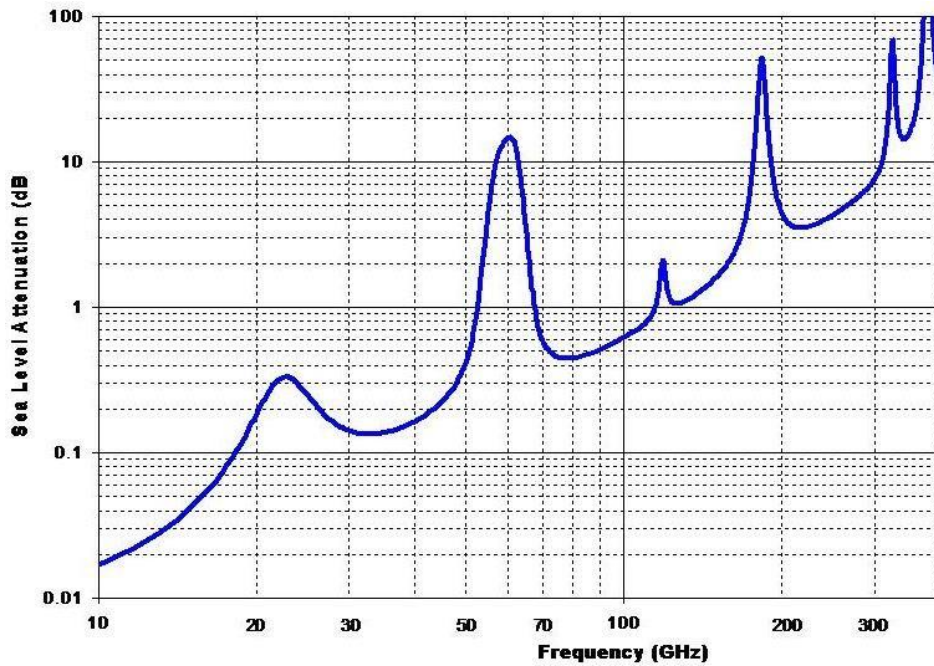


Рисунок 1.1 – Атмосферне та молекулярне поглинання [6]

Майже всі застосування міліметрових хвиль (згадуються в таблиці 1.1) для роботи потрібна відповідна опорна частота. Конкретний метод, який використовується для синтезу таких опорних частот, визначається специфікаціями системи. Однак PLL є найпопулярнішою системою для синтезу частот, оскільки вона дозволяє налаштовувати робочу частоту, досягаючи хороших шумових характеристик. Для створення змінної PLL потрібен VCO. Це серце системи. Важко продемонструвати явні специфікації VCO для кожної програми, оскільки це сильно залежить від загального дизайну системи. Тим не менш, інженери повинні очікувати суворих специфікацій на VCO, який є фундаментальним блоком в системах бездротового зв'язку мм-хвилі, рисунок 1.2.

Виходячи з сучасних систем бездротового зв'язку, 4 найважливіші вимоги до продуктивності VCO мм-хвилі в надширокосмугових радіосистемах:

- Низький фазовий шум VCO, який часто є найскладнішою властивістю для оптимізації. Спектрально чистий VCO потрібен для щільного каналу, щоб ефективно використовувати доступну пропускну здатність.
- Достатня вихідна потужність для приводу змішувача.
- Досить широкий діапазон налаштування, щоб охопити варіації процесу, зміни температури та схеми стрибкоподібних перепадів частоти.
- Споживання енергії стає все більш важливим параметром, оскільки мобільні

додатки націлені (наприклад, з 5G).

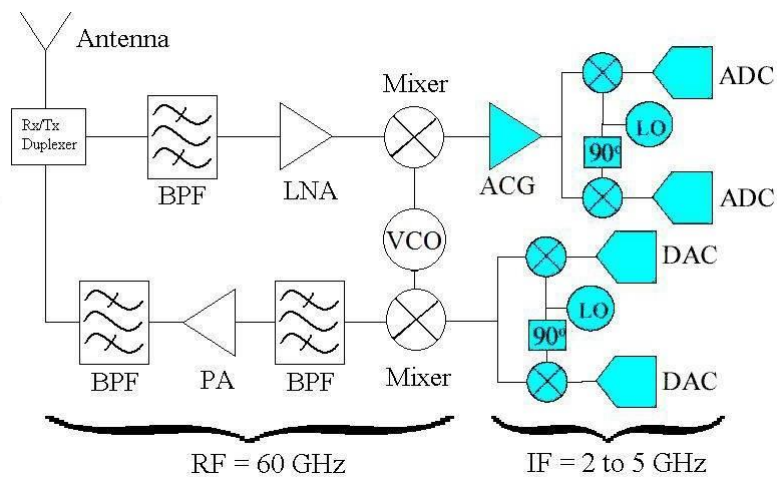


Рисунок 1.2 – Структурна схема гетеродинного радіочастотного інтерфейсу для радіочастот 60 ГГц

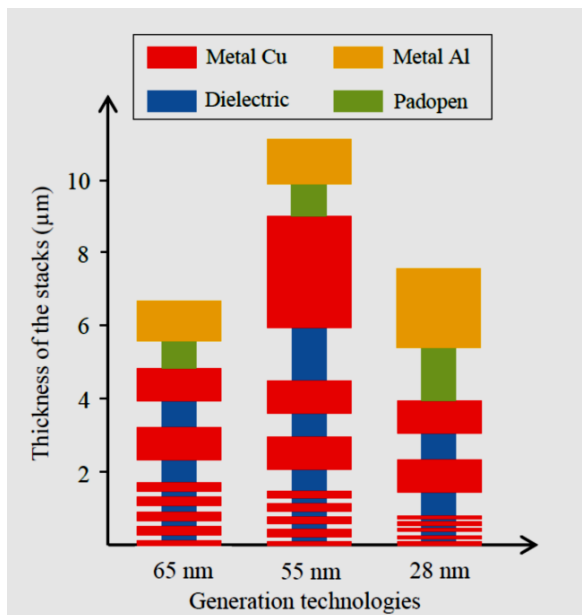
Через їхню вирішальну роль у широкому спектрі сучасних застосувань, VCO останніми роками був предметом інтенсивних досліджень. Сучасні тенденції чітко вказують на зростання попиту клієнтів на більш високу швидкість передачі даних. Вищі швидкості передачі даних зазвичай досягаються за рахунок збільшення пропускної здатності каналу. Крім того, самі стільникові програми стають багатосмуговими через зростання кількості стандартів, які необхідно підтримувати. Хоча кожна смуга частот є вузькою, наявність спеціального VCO, що охоплює кожен смугу, може стати дуже дорогим, оскільки кількість діапазонів збільшується. Натомість один широкопasmовий VCO можна використовувати для покриття кількох діапазонів. Отже, широкопasmові регульовані VCO стають важливими в цих програмах. У світлі вищезазначених тенденцій головною метою даної дипломної роботи є розробка нових прототипів широкопasmових, тобто достатньо широка, щоб охопити весь діапазон E-діапазону, низькошумний частотний синтез. У цій дипломній роботі VCO будуть розроблені для діапазону частот 81 – 86 ГГц.

## 1.2 Технологія BiCMOS 55 нм

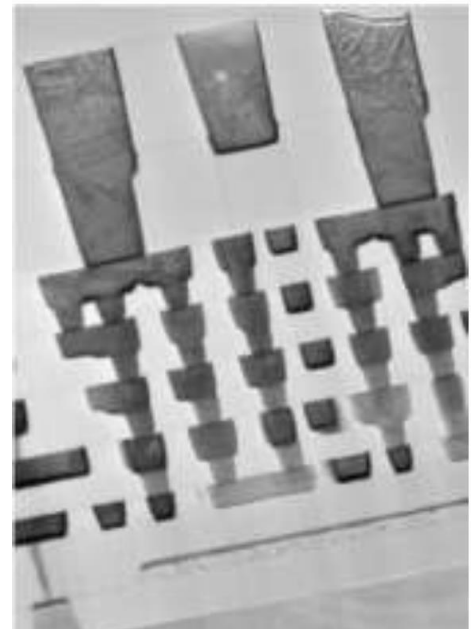
Усі змодельовані та виготовлені осцилятори, керовані напругою (VCO) у цій дипломній роботі, включають Back End of Lines (BEOL), запропонований STMicroelectronics (STM) у 55 нм технології BiCMOS, тобто також називається B55. B55 BEOL спеціально призначений для застосування

в мм хвилях. BEOL адаптований до мм-хвилі, коли він показує мінімальні втрати для ліній передачі 50 Ом [7]. Рисунок 1.3(a) порівнює різні BEOL і рисунок 1.3(b) являє собою зображення SEM (сканувальна електронна мікроскопія) 65 нм CMOS технології BEOL від STM.

BEOLs на рисунку 1.3(a) має принаймні три товсті металеві шари (M6, M7 і Alucap) на верхніх рівнях. У технології B55 до алюмінієвого ковпачка додається восьмий рівень (M8) з дуже товстого металу. Товсті шари в B55 (M6, M7 і M8) мають на меті зменшити резистивні втрати в з'єднаннях, що дозволяє реалізувати пасивні структури з низькими втратами. З іншого боку, розміри нижніх шарів (від M1 до M5) значно зменшуються за товщиною металу та діелектрика. І те й інше призводить до зниження добротності вбудованих у ці шари пасивних компонентів.



а)



(б)

Рисунок 1.3 – (а) Порівняння різних стеків STM BEOL. (б) SEM зображення 65 нм CMOS технології BEOL від STM [8]

Технологічні обмеження є важливими, і їх необхідно враховувати. Помітно, що правила щільності металевих шарів BEOL повинні дотримуватися, щоб гарантувати рівність пластини, коли механічні операції виконуються як СМР (хімічно-механічна планаризація). Крім того, розвиток технологій призводить до зменшення максимально допустимої ширини металевих шарів.

На основі цієї технології BEOL за технологією 55 нм фізичні параметри та характеристики змодельованих TL в обох топологіях, мікросмушкових і S-CPW (компланарний хвилевод з повільними хвилями), на частоті 60 ГГц за



технологією 55 нм підсумовані в таблиці 1.2 [9]. Максимальна загальна довжина S-CPW була зафіксована на рівні 124 мкм із шириною ґрунтової смуги 12 мкм.

Таблиця 1.2 – Характеристики змодельованих TL за технологією 55 нм на частоті 60 ГГц [9]

Topology	$Z_c$ ( $\Omega$ )	Signal stack	Finger layer	Dimensions			Performance		
				$W$ ( $\mu m$ )	$G$ ( $\mu m$ )	$W_g$ ( $\mu m$ )	$\epsilon_{reff}$	$\alpha$ (dB/mm)	$Q$
S-CPW	23	M8-M3	M1	32	34	12	36.6	1.2	27.5
S-CPW	50	M8-M7	M1	26	37	12	10.4	0.46	38
S-CPW	83	M8	M5	6	47	12	8.5	0.5	31
$\mu$ strip	26	M8	-	26	Ground M1 plane		3.8	1.01	10.5
$\mu$ strip	49	M8	-	8			3.86	1	11.2
$\mu$ strip	72	M8	-	2			3.9	1.1	9.1

Для цього аналізу були визначені три характеристичні опори [9], тобто 23  $\Omega$ , 50  $\Omega$  і 83  $\Omega$  (72  $\Omega$  для мікросмужкових), як для S-CPW, так і для мікросмужкових. Можна було б зменшити ширину сигналу мікросмужкового TL 72 Ом, щоб отримати більш високий характеристичний опір, але вносимі втрати також збільшаться. Дійсно  $W$  дійсно тонкий, дорівнює 2 мкм. Нижчі значення  $W$  призведуть до дуже високого опору послідовності та високих вносимих втрат у мікросмужкової лінії. Ефективна відносна проникність 23 Ом S-CPW дуже висока, тобто 36,6, завдяки стеку M8-M3 CPW, оскільки це призводить до сильної ємності на одиницю довжини. Недоліком є висока рівень вносимих втрат 1,2 дБ/мм, але, незважаючи на це, добротність все ще в 2,6 рази вище в порівнянні з мікросмужковою TL з тим же характеристичним опором. Найвищий коефіцієнт добротності все ще отримано для TL 50 Ом.

### 1.3 Mm-wave VCO

VCO класично реалізується за допомогою LC-контур, але LC-контур/резонатор не коливається безперервно сам по собі, тому що енергія, що зберігається в індуктивності та варакторі, розсіюється в їх еквівалентних резистивних втратах у кожному циклі. Цей резонаторний контур повинен мати на собі механізм самопідтримки, який дозволяє власному шуму зростати і стати періодичним сигналом, а потім підтримувати коливання,

компенсуючи втрати в контурі. Існують два різних способи представлення осциляторної схеми. Перше представлення являє собою схему зворотного зв'язку, як показано на рисунку 1.4.

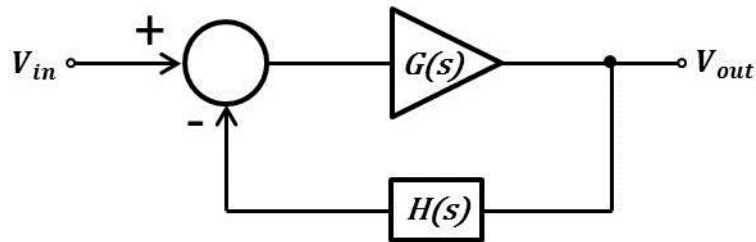


Рисунок 1.4 – Мережа негативного зворотного зв'язку

Якщо сам підсилювач з негативним зворотним зв'язком зазнає настільки сильного зсуву фази, що загальний зворотний зв'язок стає позитивним, то можуть виникнути коливання.

Іншими словами, якщо  $s = j\omega$ ,  $G(j\omega)$ ,  $H(j\omega) = -1$ , тоді коефіцієнт підсилення замкнутого циклу наближається до нескінченності в  $\omega$ . За цієї умови  $V_{out}(\omega)$  існує, а  $V_{in} = 0$ , що означає, що система нестабільна і коливається.

Таким чином, для стійких коливань при  $\omega$  повинні виконуватися дві умови одночасно:

- посилення циклу, тобто  $|G(j\omega) \cdot H(j\omega)| = 1$
- із загальним зсувом фази  $180^\circ$ , тобто  $\angle G(j\omega) \cdot H(j\omega) = (n + 1)\pi$ , де  $n$  – ціле значення.

Ці умови, звані критеріями Баркгаузена, означають, що будь-яка система зворотного зв'язку може коливатися, якщо її коефіцієнт підсилення і фазовий зсув обрані правильно. Цей критерій необхідний, але недостатній.

Вищенаведений вигляд осцилятора називається моделлю «двох портів» у мікрохвильовій теорії, оскільки петля зворотного зв'язку замкнена навколо мережі з двома портами  $H(s)$ .

На відміну від системи зворотного зв'язку, друге представлення осцилятора - це «однопортова модель», як показано на рисунку 1.5. На ньому розглядається генератор як дві однопортові мережі, підключені один до одного. Ідея однопортової моделі полягає в тому, що активна мережа генерує імпеданс

$R_{negative}$  дорівнює від'ємному  $R_p$ , так що еквівалентний паралельний опір, який бачить резонатор, є нескінченним. Отже, енергія, втрат в  $R_p$ , поповнюється активним ланцюгом у кожному циклі, забезпечуючи стійкі коливання.

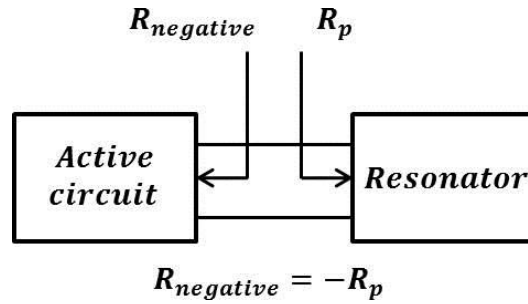


Рисунок 1.5 – Однопортова модель

Як зазначалося вище, LC-резонатор не коливається нескінченно довго. Коливання підтримуються шляхом забезпечення достатнього негативного опору ( $R_{negative}$ ), щоб компенсувати втрати резонатора. Для створення цього негативного опору необхідна активна мережа, щоб еквівалентний паралельний опір ( $R_p$ ), який бачить резонатор без втрат, був нескінченним

2-портове представлення LC-генератора показано на рисунку 1.6(a) із типовою схематичною реалізацією такого VCO, показаною на рисунку 1.6(b), де nMOS транзистор M1-M2 забезпечує негативний опір для компенсації втрат в контурі. Як показано на рисунку 1.6(a), коефіцієнт підсилення активної ланцюга задається рівнянням (1.2)

$$G(j\omega_0) \cdot H(j\omega_0) = G_m \cdot Z(j\omega_0). \quad (1.2)$$

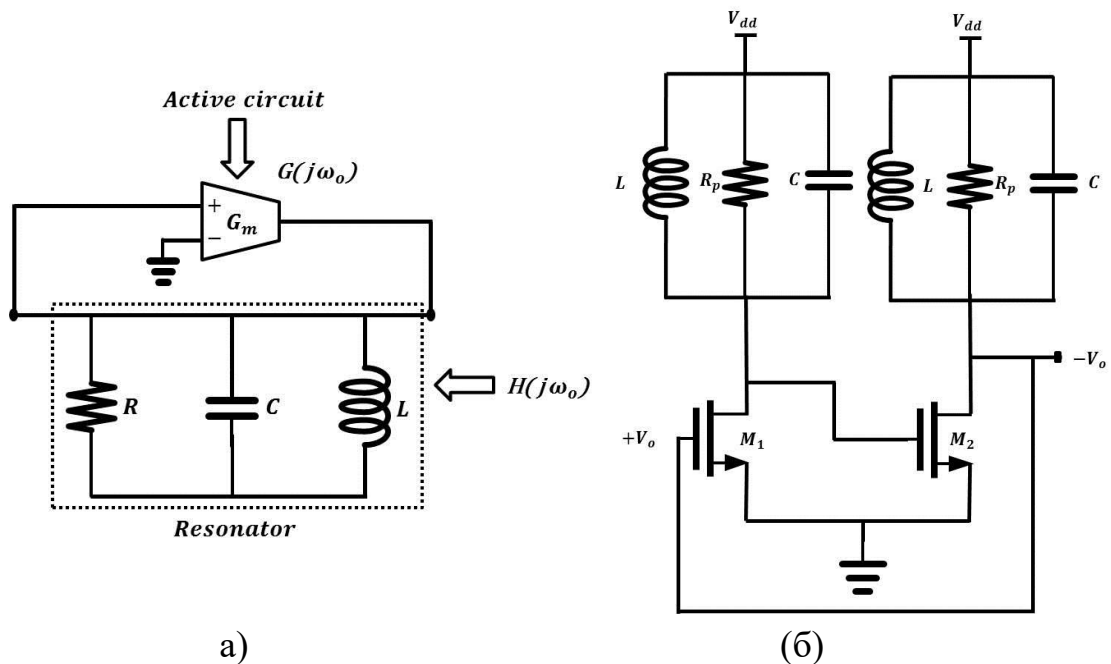


Рисунок 1.6 – LC-генератор (а) Загальна структура та (б) Схема

Отже, за критеріями Баркгаузена  $|G_m \cdot Z(j\omega_0)| = G_m \cdot R > 1$ , а фазовий зсув навколо петлі дорівнює нулю або ціле число, кратне  $2\pi$ , тобто  $\angle G_m$ .

$Z(j\omega_0) = 0^\circ \pm 2\pi n$ . Як і підсилювач з однокаскадним загальним джерелом, дає зсув фази на  $180^\circ$ , тому досягти коливань неможливо. Отже, два каскади підсилювача загального джерела з'єднані послідовно в контур зворотного зв'язку, як показано на рис.1.6(б). Отже, умова коливань є такою, якою є рівняння (1.3)

$$|G_m \cdot Z(j\omega_0)|^2 = (G_m R_p)^2 \geq 1$$

$$G_m R_p > 1 \quad (1.3)$$

Однак реалізація VCO залишається складною, навіть якщо передові технології BiCMOS підняли межі транзисторів і максимальні частоти  $f_t/f_{max}$  за межі 300 ГГц [10]. Це пов'язано з тим, що високі втрати пасивних компонентів призводять до необхідності високої коефіцієнта провідності ( $G_m$ ), що скоріше збільшує паразитну ємність і енергоспоживання VCO. Для подолання обмежень, накладених на високочастотні VCO, в літературі були запропоновані різні схеми проектування. Отже, перш ніж переходити до дизайну VCO на мм-хвилях, важливо звернути увагу на проблеми проектування та запропоновані методи, які будуть представлені в сучасному стані, який обговорюється в підрозділі 1.4.

#### 1.4 Проблеми проектування та запропоновані топології на сучасному етапі розвитку мікрохвильової техніки

VCO класично реалізується за допомогою LC-контурів. Однак добротність варактора переважно низька на частотах мм-хвиль, див. вираз (1.4), який домінує над Q-фактором LC-контурів, див.(1.5). Отже, збільшення діапазону налаштування частоти (FTR) за рахунок збільшення розміру варактора неминуче погіршить добротність контуру та продуктивність VCO. Це пов'язано з тим, що додаткова схема компенсації втрат додає більше паразитної ємності до ядра генератора, отже, зменшуючи FTR. Крім того, низька добротність призводить до збільшення фазового шуму, див. еkv.(1.6). Отже, найскладнішим питанням у конструкції VCO для мм-хвилі є покращення добротності контуру. Для вирішення цього питання в [11]-[14] було запропоновано декілька топологій.

$$Q_{var} = \frac{1}{\omega R_s C} = \omega C R_p, \quad (1.4)$$

$$Q_{ind} = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{R_p}{\omega L_p}, \quad (1.5)$$

$$\frac{1}{Q_{Tank}} = \frac{1}{Q_{Ind}} + \frac{1}{Q_{var\_min}}, \quad (1.6)$$

$$L\{\Delta f\} = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_{sig}} \left[ 1 + \left( \frac{f_o}{2Q\Delta f} \right)^2 \right] \right\}. \quad (1.7)$$

Ці запропоновані топології можна розділити на чотири основні категорії:

- Звичайний генератор LC-контур: контур із зосередженими індуктивністю та варактором [11] – [19].
- Гібридний генератор: розроблений з використанням лінії передачі та зосередженого LC [12] – [20].
- Розподілений генератор: розроблений з використанням лінії передачі як резонатора [21] – [23].

### **Звичайний LC контур VCO**

Звичайні LC-контур VCO розроблені з використанням зосереджених індукторів і варакторів, доступних у відповідній технології. Однак втрати резонатора, тобто варактора, є досить високими в діапазоні більш високих частот, див. е кв.(1.4). Ключем до досягнення коливань у LC-генераторі є забезпечення достатнього негативного опору, щоб компенсувати втрати в резонансному LC-контурі. Це особливо важко на високих частотах, оскільки ядро транзисторів не може бути великим через ємності, які вони додають до контура. Справді, паразитна ємність, додана транзисторною парою, призводить до зменшення розміру варактора і, отже, зменшує діапазон налаштування VCO. Крім того, більші втрати варактора зменшують добротність LC-контура і, отже, збільшують фазовий шум.

Таким чином, рішення, запропоноване в [11], полягає в тому, щоб зменшити паразитні ємності, пов'язані з індуктивністю та варактором окремо, що дозволить розмістити транзистори з сердечником достатньої ширини. Щоб зменшити паразитну ємність (тобто ємність до підкладки) індуктора та варактора, компоновання кожного було оптимізовано. Оскільки ємність транзисторів порівнянна або більша за ємність варакторів, паразитна ємність транзистора також мінімізується. Це робиться шляхом коротшого металевого з'єднання між двома транзисторами, тобто шляхом безпосереднього перехресного з'єднання стоку з затвором. Таким чином, зменшуються втрати та паразитна ємність з'єднань. Ці методи були використані для реалізації або низького фазового шуму, або широкого налаштування VCO в 0,13 мкм CMOS технології. Топологія запропонованого

VCO показана на рисунку 1.7. Резонатор у цій топології складається з одноконтурної кільцевої котушки індуктивності та МОП-конденсатора режиму накопичення, як показано на рис. 1.8(a) і рис. 1.8(b) відповідно.

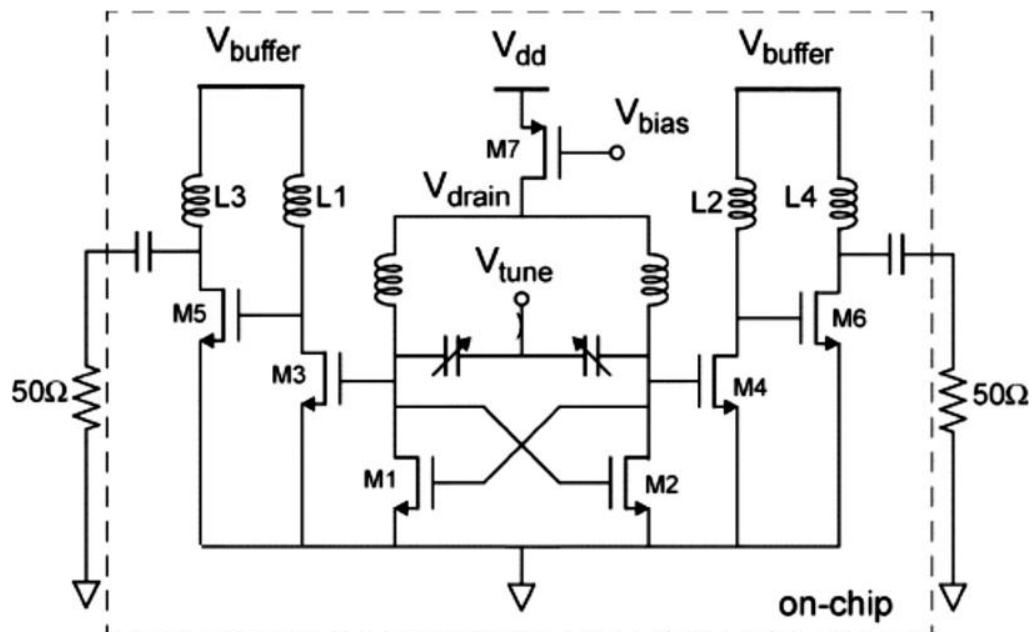


Рисунок 1.7 – Схема VCO [11]

Було представлено три конструкції VCO, що вказують на чіткий компроміс між діапазоном налаштування та фазовим шумом, тобто (1) перший VCO, розроблений для центральної частоти 59 ГГц, отримав діапазон налаштування 5,8 ГГц, але отриманий фазовий шум становив -89 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц і споживана потужність становила 9,8 мВт; (2) другий представлений VCO був розроблений для центральної частоти 98,5 ГГц, який отримав діапазон налаштування 2,5 ГГц з фазовим шумом -102,7 дБм/Гц при зміщенні 10 МГц і споживаною потужністю 15 мВт; (3) третій представлений VCO був розроблений для центральної частоти 105,2 ГГц, отримав діапазон налаштування 0,2 ГГц, але отриманий фазовий шум становив -97,5 дБм/Гц при зміщенні 10 МГц, а споживана потужність становила 7,2 мВт.

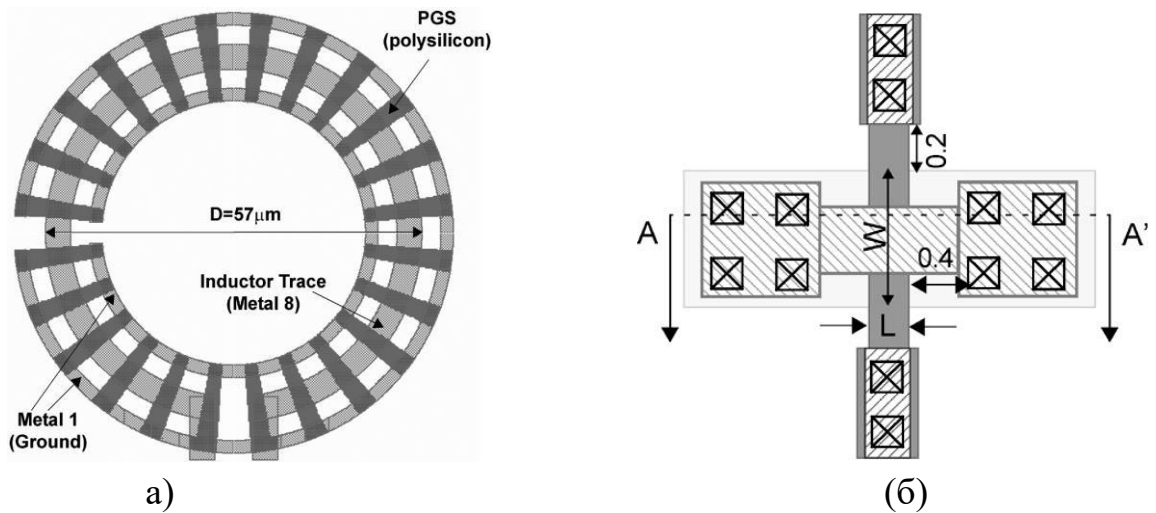


Рисунок 1.8 – (а) Схема індуктора (б) Вид зверху МОП-варактора [11]

У роботах [12] і [13] повідомлялося про проблему дизайну, пов'язану з низькою добротністю високочастотних пасивних елементів на чіпі, оскільки це обмежує не тільки робочу частоту VCO LC-контур, але й призводить до утрудненого запуску. умови для тривалого колювання. Щоб пом'якшити частотні обмеження через наявність варакторів, у роботах [12] та [13] була запропонована методика перетворення адмітанса.

Концептуальна ілюстрація цієї техніки показана на рисунку 1.9 [12]. Вставляючи індуктивні елементи послідовно з варактором, еквівалентна шунтуюча провідність контуру була ефективно зменшена на більш високих частотах, що призвело до конструкції VCO, близької до  $F_{max}$  МОП-транзисторів.

При послідовному з'єднанні варактора  $C_{var}$  і додаткового індуктора  $L_1$ , вхідна адмітанс  $Y_{in}$  може бути виражена як:

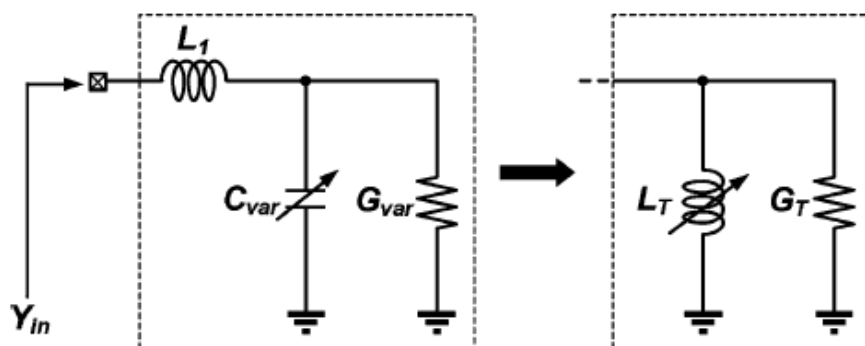


Рисунок 1.9 – Еквівалентні схеми послідовного LC-резонатора для техніки перетворення адмітансу з індуктивністю без втрат  $L_1$  [12]

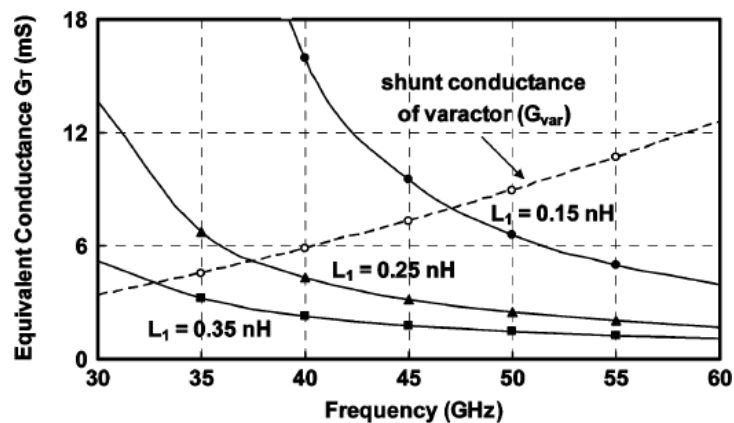
Посилаючись на рівняння (1.9),  $GT$  менше, ніж  $G_{var}$ , якщо,

$$Y_{in} = \frac{1}{j\omega L_1 + (G_{var} + j\omega C_{var})^{-1}} = G_T + (j\omega L_T)^{-1} \quad (1.8)$$

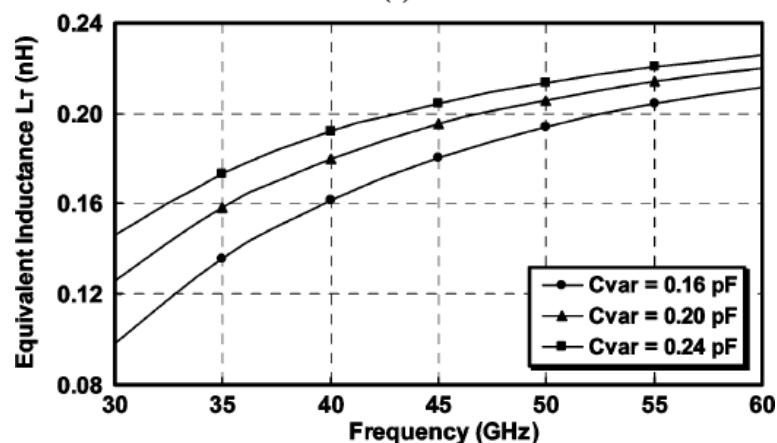
$$G_T = \frac{G_{var}}{L_1^2 C_{var}^2 \omega^4 + (L_1^2 G_{var}^2 - 2L_1 C_{var})\omega^2 + 1} \quad (1.9)$$

$$L_T = \left(1 - \frac{L_1 C_{var} \omega^2 - 1}{L_1^2 C_{var}^2 \omega^4 + (L_1^2 G_{var}^2 - L_1 C_{var})\omega^2}\right) L_1 \quad (1.10)$$

де  $Q_{var}$  — коефіцієнт якості варактора, а  $\omega_r$  — резонансна частота  $L_1$  і  $C_{var}$ . Отже, при правильному виборі  $L_1$ , високочастотні втрати варактора можна зменшити, а змінюючи значення  $C_{var}$ , уявну частину  $Y_{in}$  можна розглядати як регульований індуктор  $LT$  на частоті, вищій ніж  $var$ . Рисунок 1.10 (а) показує явище перетворення адмітансу, тобто зниження провідності послідовного ( $L_1C$ ) резонатора з частотою (для різних значень  $L_1$ ). Рисунок 1.10(б) показує зміну еквівалентної індуктивності ( $LT$ ) від частоти (для різних значень  $L_1$ ), що представляє досяжний коефіцієнт налаштування.



(a)



(б)

Рисунок 1.10 – (а) Змодельована еквівалентна провідність  $GT$  для різних значень  $L_1$  з  $C_{var} = 0,2$  пФ, (б) Змодельована еквівалентна індуктивність  $LT$  для різних значень  $C_{var}$  з  $L_1 = 0,25$  нГн [12]



Топологія VCO [12] показана на рисунку 1.11 і був розроблений за технологією CMOS 0,18 мкм. Розроблена топологія генератора для  $F_{osc}$  49 ГГц досягала діапазону налаштування лише 0,8 ГГц з фазовим шумом -101 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц, а потужність, споживана ядром VCO, становила 45 мВт.

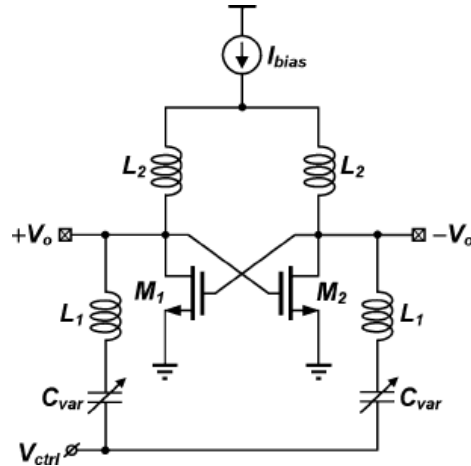


Рисунок 1.11 – Топологія VCO, запропонована в [12]

Подібно до [12], методика перетворення адмітанси була запропонована в роботі [13]. Однак, на відміну від роботи [12], де перетворення адмітансу було застосовано до LC контуру, в роботі [13] цей метод був застосований до пари перехресних зв'язків. Так, у [13] еквівалентна негативна провідність пари перехресної зв'язку була збільшена за допомогою вбудованих ліній передачі без збільшення розміру транзистора, як показано на рисунку 1.12.

Рисунок 1.13 показує концептуальну ілюстрацію запропонованої методики перетворення адмітансу. При послідовному з'єднанні перехресної пари та додаванні сегментів лінії передачі вхідна адмітанса  $Y'$  визначається рівнянням (1.10).

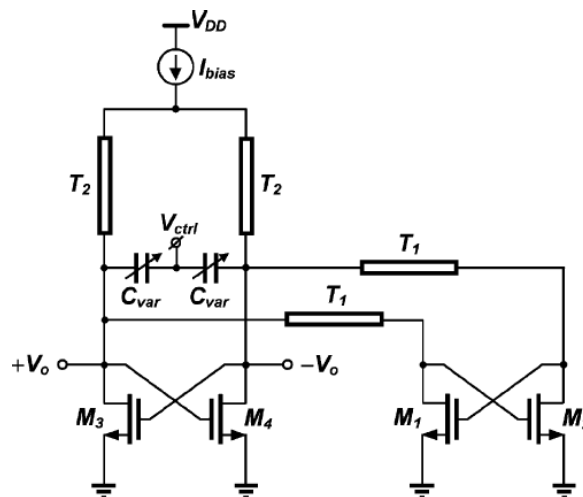


Рисунок 1.12 – Топологія VCO, запропонована в роботі [13]

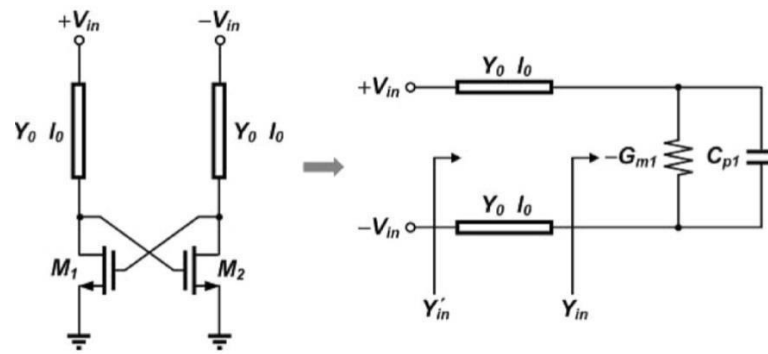


Рисунок 1.13 – Запропонована методика перетворення адмітанса [13]

Оскільки довжина відрізків лінії передачі правильно вибирається так, щоб задовольнялась умовам на частоті 60 ГГц і вхідна пропускна здатність досягає максимального значення для негативної провідності, тоді як уявна частина стає нульовою. В результаті перехресні пари можна використовувати для компенсації втрат в LC-контурі без введення додаткових ємнісних навантажень.

Топологія VCO, представлена в роботі [13], була розроблена за технологією 0,18 мкм CMOS. Розроблена топологія генератора для  $F_{osc}$  63 ГГц досягла діапазону налаштування лише 0,67 ГГц, з фазовим шумом - 89 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц, а потужність, споживана ядром VCO, становила 74 мВт.

Метод індуктивного поділу був запропонований в [14] для покращення як фазового шуму, так і діапазону налаштування VCO, особливо при низькій напрузі живлення. Загалом VCO має три власних джерела шуму: втрати контуру, шум перехресної пари та шум хвостового струму. Фазовий шум має два процеси генерації: один фіксується фізичною інтерпретацією коефіцієнта шуму Лісона, який називається прямим процесом генерації фазового шуму; інший - через непрямі нелінійні процеси перетворення АМ-ПМ в контурі.

Отже, у запропонованому VCO для досягнення хороших характеристик фазового шуму було запропоновано два способи: тобто за допомогою контуру з високою добротністю, таким чином збільшуючи амплітуду сигналу в резервуарі, і хвостовий струм був видалений у запропонованій структурі генератора, показаній на рисунку 1.14(а).

Щоб покращити діапазон налаштування VCO, двовиткова індуктивність була використана з варактором, що має подвійне з'єднання затвора, щоб зменшити  $R_{poly}$ , показано на рисунку 1.14(б). Завдяки магнітному зв'язку між лініями індуктивності площа індуктора зменшується. Цей індуктор має восьмикутну форму, щоб зменшити втрати послідовності

без порушення правил проектування, і він використовує верхній метал, щоб зменшити втрати підкладки.

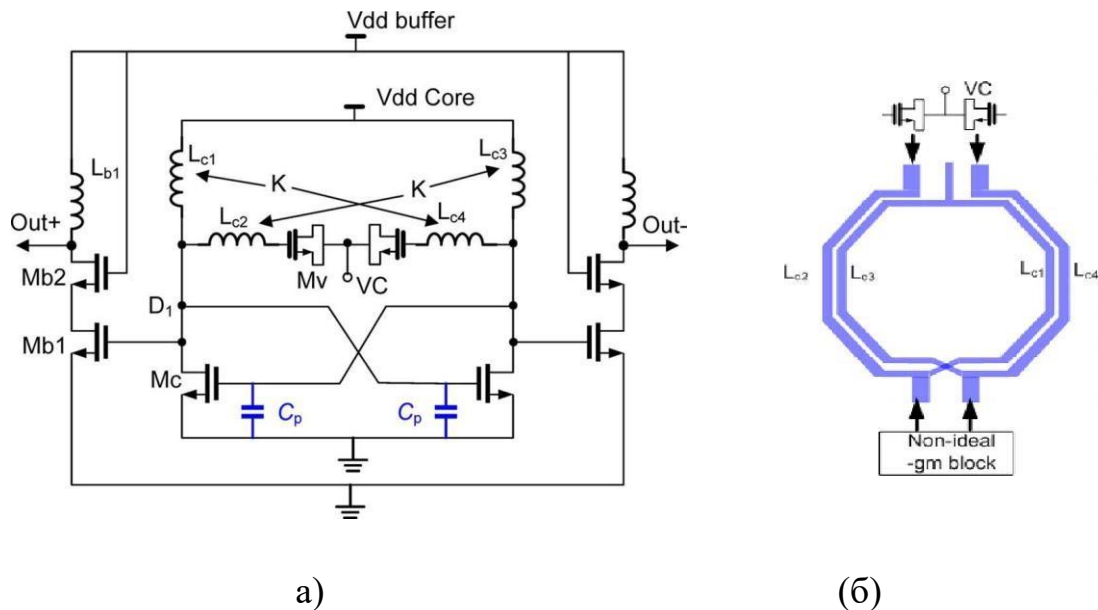


Рисунок 1.14 – (а) перехресний парний генератор із зміщенням хвостового струму, (б) Схема розташування контуру генератора [14]

VCO, представлені в роботі [14], були розроблені за технологією 90 нм CMOS. Ці VCO, розроблені при напрузі живлення 0,7 В і 0,43 В для  $F_{osc}$  58,4 ГГц і 61,7 ГГц, досягли діапазону налаштування 5,2 ГГц і 2,9 ГГц відповідно. Досягнутий фазовий шум був -91 дБм/Гц і -90 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц, для споживаної потужності 8,1 мВт і 1,2 мВт відповідно.

Типовий діапазон налаштування за схемою варакторної настройки на частоті мм-хвилі становить менше 10% [11] – [14]. Тому в [15] була запропонована нова методика грубої настройки для збільшення діапазону налаштування VCO без використання великих варакторів. У цій техніці коефіцієнт зчеплення трансформаторного контуру (див. рисунок 1.15) було змінено, щоб збільшити діапазон налаштування частоти. Як показано на рисунку 1.15, за допомогою використання трьох станів з різними коефіцієнтами магнітного зв'язку, створених запропонованим комутованим потрійним трансформатором, був досягнутий діапазон безперервної настройки частоти.

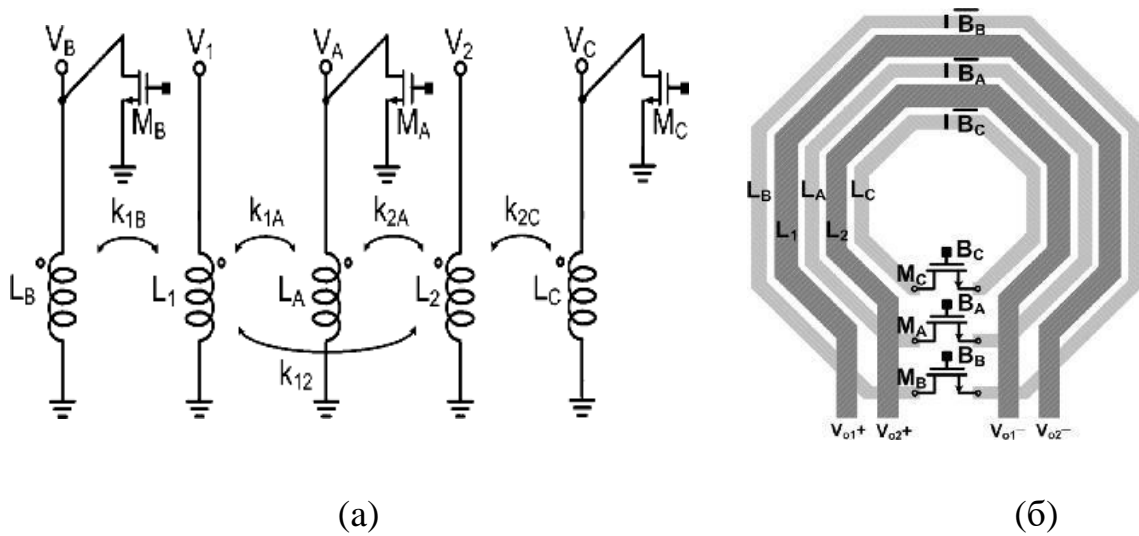


Рисунок 1.15 – (а) Схема та (б) Схема запропонованого комутованого потрійного екранованого трансформатора [15]

Схема запропонованого MT-VCO показана на рисунку 1.16, був розроблений за технологією 65 нм CMOS. За допомогою запропонованого VCO з магнітним настроюванням (MT) діапазон налаштування частоти 32 ГГц був досягнутий для центральної частоти 73,8 ГГц, споживаючи від 7 до 9 мА при 1,2 В живлення  $V$  з фазовим шумом від -104 до -112 дБм/Гц при зміщенні 10 МГц.

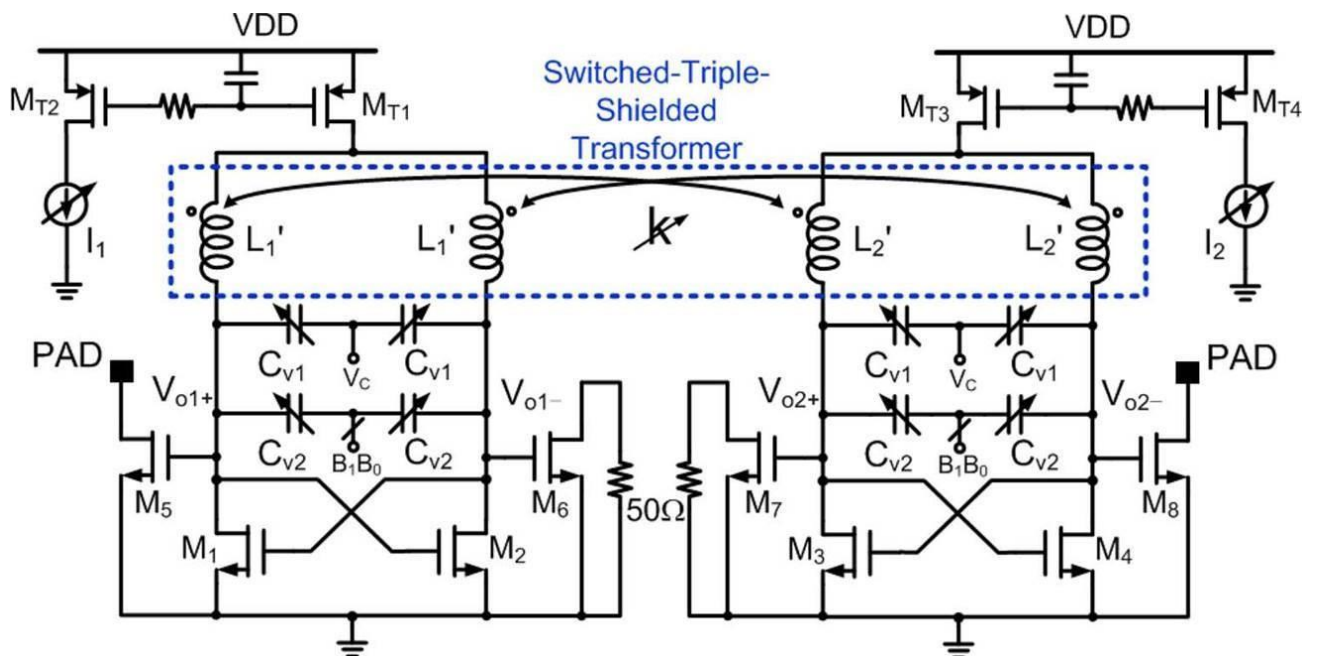


Рисунок 1.16 – Схема запропонованого MT-VCO [15]

Незважаючи на те, що архітектура, представлена в [15], є дуже

продуктивною, але запропонована конструкція є досить складною: по-перше, тому, що для магнітної настройки індукторів використовуються перемикачі, які змінюють коефіцієнт зв'язку 'k'. А по-друге, оскільки індуктивне налаштування за допомогою перемикачів котушок індуктивності забезпечує лише грубу настройку з великим кроком (наприклад, 1 ГГц/біт), то вона повинна бути доповнена комутованими конденсаторами для формування VCO або DCO.

На відміну від [15], в роботах [16], [17] використовується постійна одновиткова індуктивність з цифровим керуванням варакторним банком. Для проектування варакторного банку безперервної настройки з цифровим керуванням був використаний диференціальний варактор  $N_{+poly}/N_{well}$ , що працює в режимі накопичення. Для грубої настройки за допомогою трьох бітів ( $b_2$ ,  $b_1$  and  $b_0$ ) було використано додатковий банк диференціальних варакторів із цифровим керуванням. Він був реалізований з сімома рівними диференціальними варакторами, згрупованими в блоки 4, 2 та 1, які змінюють ємність у двійковому масштабі. Двійкові варактори з перемикачів були виготовлені з тієї ж структури, що й варактор тонкого налаштування. Рисунок 1.17 показує схему VCO і цифрово-керований варакторний банк запропонованої архітектури.

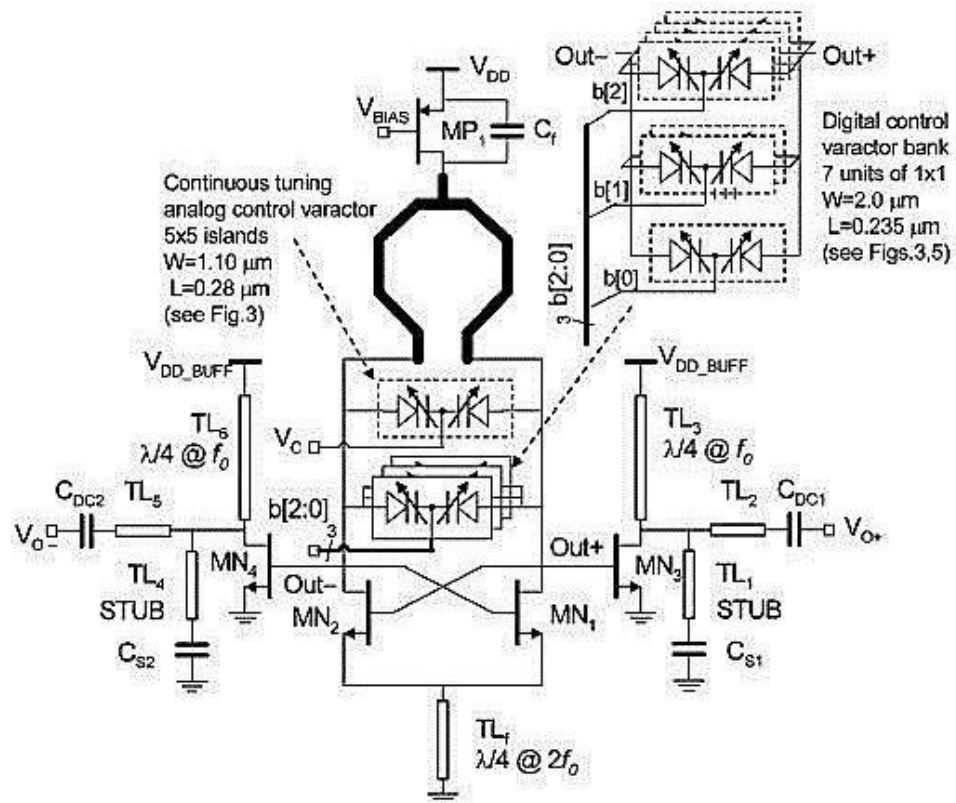


Рисунок 1.17 – Схема VCO [16], [17]

Запропонована схема VCO в [16], [17] була реалізована за 65 нм CMOS-технологією. Для центральної частоти 56 ГГц був досягнутий діапазон налаштування частоти 9,3 ГГц, споживана потужність 15 мВт і фазовий шум -99,4 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц.

Відповідно до роботи [16] найкращий компроміс для FTR, PN та споживання електроенергії можна досягти за допомогою VCO LC-Tank шляхом оптимального розміру транзисторів VCO, щоб мінімізувати паразитні ємності та максимізувати діапазон ємності варактора. Однак для широкосмугових додатків мм хвилі потрібен багатодіапазонний VCO, але звичайний ємнісний банк для багатосмугової роботи не можна використовувати, оскільки ємність навантаження буде дуже великою.

Таким чином, в [18], [19] був запропонований VCO без варактора для багатодіапазонної роботи з використанням нового змінного індуктора (VID), показаного на рисунку 1.18. У цьому VID використовується схема магнітної настройки і досягається багатосмуговий, а також широкосмуговий режим без втрати частоти коливань. Реалізація VID, показана на рисунку 1.18(а) було змінено на багатосмуговий VID, показаний на рисунку 1.18(б), шляхом розкладання  $M_v$  на кілька менших пристроїв  $M_{v1} \dots M_{vn}$  паралельно. Кожен менший пристрій окремо контролюється напругою  $V_{b1} \dots V_{bn}$ .

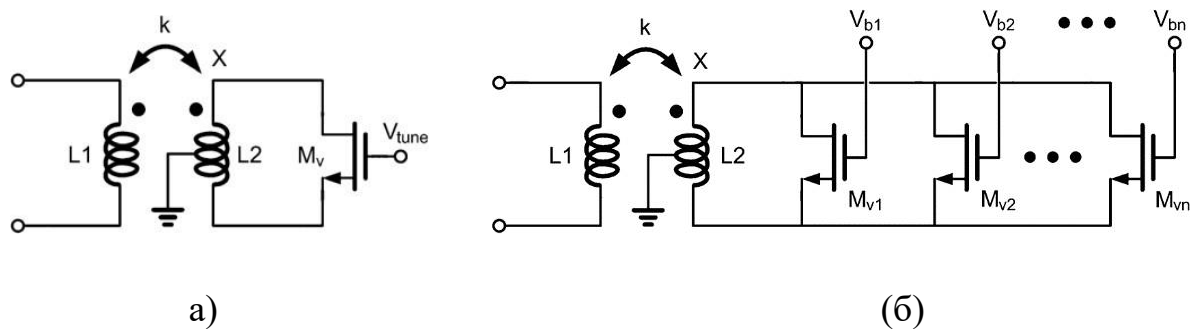


Рисунок 1.18 – (а) Реалізація VID, (б) Реалізація індуктора багатодіапазонної змінної [18], [19]

Оскільки розмір пристрою  $M_v$  дорівнює розміру  $M_{v1} \dots M_{vn}$  загалом, паразитна ємність у вузлі X на рисунку 1.18(б) майже те саме, що на рисунку 1.18(а). Таким чином, багатодіапазонна робота може бути досягнута без серйозного впливу на індуктивність і відсоток налаштування VID. Це є великою перевагою на відміну від звичайної структури батареї конденсаторів, де паразитний конденсатор загалом робить значний внесок у загальну ємність коливального вузла і, таким чином, обмежує діапазон

налаштування. Схема VCO без варакторного VCO показана на рисунку 1.19.

Запропонований VCO без варактора був реалізований за технологією 90 нм CMOS. Для центральної частоти 56,7 ГГц досягнутий діапазон налаштування частоти становив 8,8 ГГц, споживана потужність 8,7 мВт і фазовий шум -118 дБм/Гц при зміщенні 10 МГц.

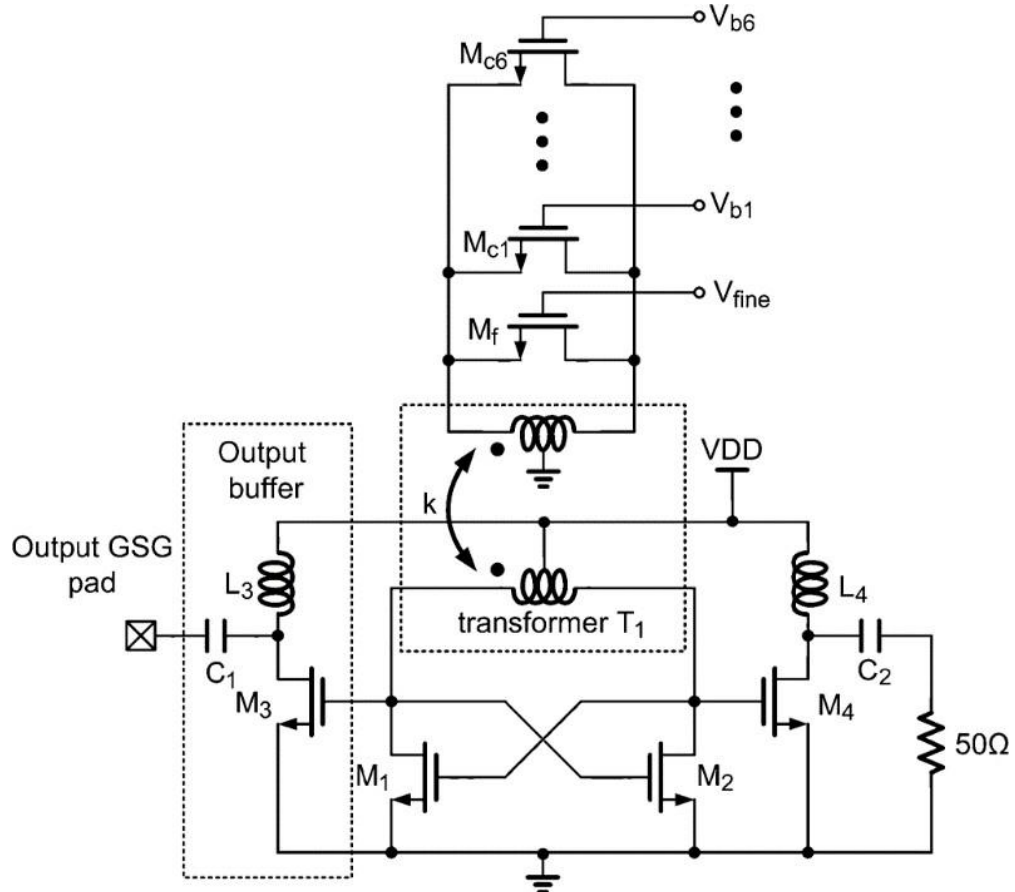


Рисунок 1.19 – Запропонована схема VCO [18], [19]

Про порівняння запропонованих топологій на основі специфічно зосереджених індукторів і варакторів [11] – [13], можна зауважити, що використання варакторів як основного елемента налаштування призводить до погіршення продуктивності генератора. Однак, якщо ретельно вибрати взаємну індуктивність або коефіцієнт зв'язку, продуктивність VCO можна покращити [14] – [19]. Важливо відзначити, що серед запропонованих топологій у [14] – [19] лише частота коливань [15] досягає 90 ГГц з хорошим діапазоном налаштування, решта всі VCO розраховані на частоту коливань приблизно 60 ГГц. Отже, для проектування VCO за допомогою зосереджених компонентів LC існують рішення, але зі складною топологією. Отже, концепція гібридного VCO здається хорошою альтернативою, оскільки дозволяє використовувати розподілені елементи з високою добротністю (лінії передачі) замість зосереджених індуктора та варактора.

## 1.5 Гібридний VCO

Для подолання проблем проектування, пов'язаних із звичайним генератором LC-контуром, в літературі пропонуються гібридні конструкції VCO. Гібридні VCO розроблені з використанням як розподілених, так і зосереджених елементів. У [20] – [22] розподілена структура (лінія передачі) була використана для синтезу індуктивності, тоді як зосереджений компонент, тобто варактори, використовувалися для налаштування частоти коливань. Однак у [23] – [25] було використано постійне значення зосередженої індуктивності, а розподілені структури були використані разом із групами перемикачів (тобто настроюваних ліній передачі) для налаштування частоти коливань.

У роботах [20], [21] було розроблено VCO з багат шаровим компланарним хвилеводом (MCPW) на основі високої добротності індуктивності. У [20] була використана постійна довжина індуктора на основі MCPW, тоді як у [21] довжина тієї ж MCPW [20] була налаштована, щоб налаштувати значення індуктивності після виготовлення. Іншими словами, після виготовлення сфокусований іонний пучок (FIB) був використаний для налаштування значення індуктивності в [21] і, отже, частоти коливань VCO.

Рисунок 1.20 показує компоновку індуктора на основі MCPW (тобто багат шарового копланарного хвилеводу), який використовувався в [20], [21]. У [21] повідомлялося, що цей індуктор на основі MCPW налаштовує індуктивність після виготовлення фокусним іонним пучком, замість використання перемикачів для зміни значення індуктивності.

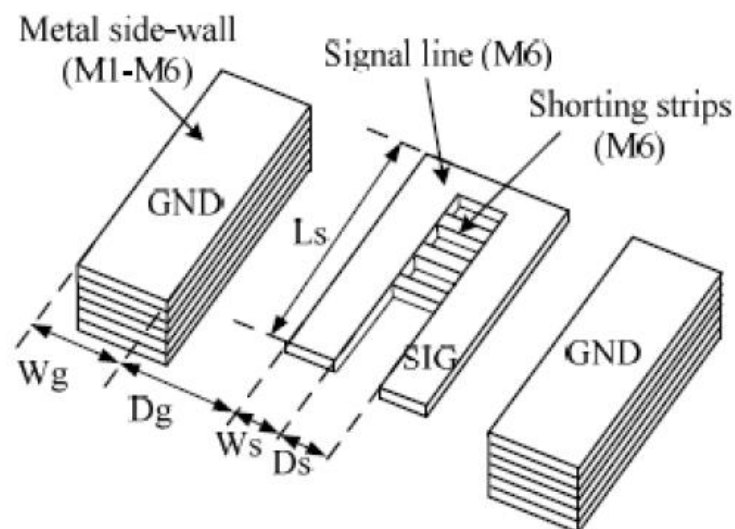


Рисунок 1.20 – Схема диференціального індуктора на основі MCPW [20], [21]



Обрізання цих замикаючих шпильок (Рисунок 1.20) приводить до точного налаштування значення індуктивності шляхом регулювання довжини лінії передачі та покриття кількох діапазонів. Рисунок 1.21 показує схему VCO.

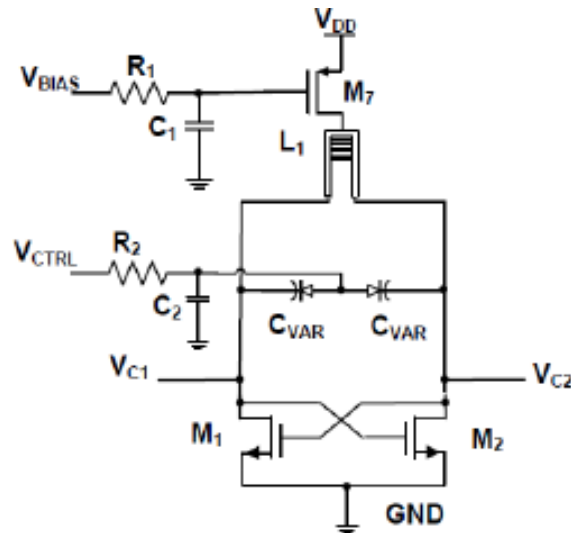


Рисунок 1.21 – Схема VCO [20], [21]

Діапазон налаштування 4,8 ГГц був досягнутий у [20] з фазовим шумом  $-109$  дБм/Гц при зміщенні 10 МГц, тоді як у [21] досягнутий діапазон налаштування становив 10,6 ГГц з фазовим шумом  $-108,4$  дБм/Гц на 10 МГц зміщення. Обидва VCO [20], [21] споживали потужність 14,3 мВт і були розроблені за технологією CMOS 65 нм для  $F_{osc}$  76,5 ГГц.

У роботах [22], [23] була представлена конструкція VCO, заснована на концепції використання лінії передачі як індуктивності. Для покращення добротності резонатора в [22], [23] був використаний повільнохвильовий компланарний хвилевод. На відміну від [21], використана лінія передачі в [22], [23] є ненастроюваною, тобто для налаштування частоти коливань використовувалися лише варактори. Вид зверху повільнохвильового компланарного хвилеводу (S-CPW) і схеми VCO показано на рисунку 1.22. Представлені VCO стоячих хвиль в [22], [23] були розроблені за технологією 90 нм CMOS.

У [22] досягнутий діапазон налаштування 1,8 ГГц для  $F_{osc}$  42 ГГц і фазовий шум  $-102$  дБм/Гц на 1 МГц. У [23] VCO досягнув діапазону налаштування 1,77 ГГц для  $F_{osc}$  43,8 ГГц з фазовим шумом  $-98,6$  дБм/Гц при зміщенні 1 МГц і споживаною потужністю 11,1 мВт.

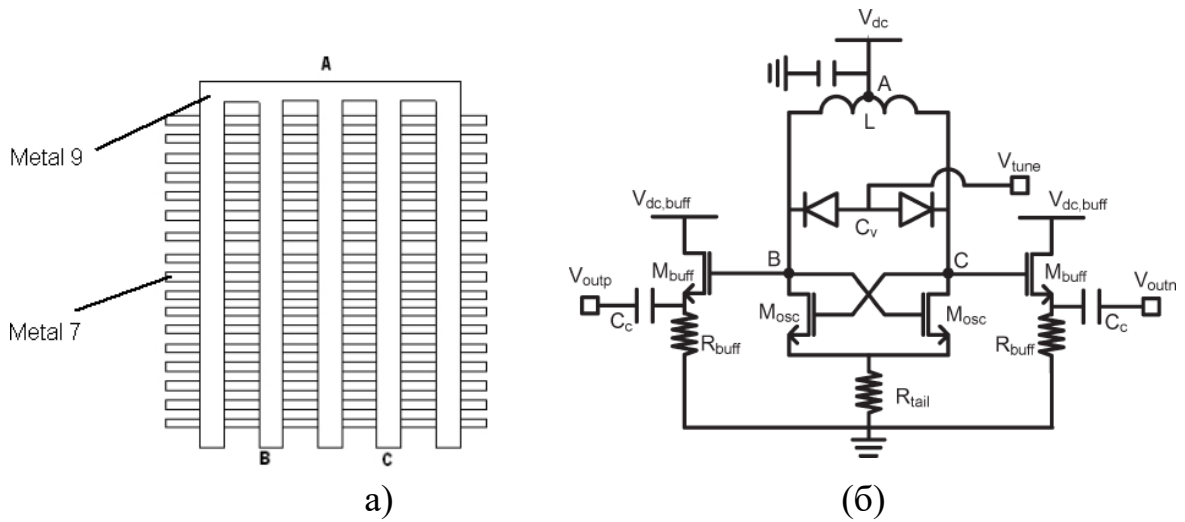


Рисунок 1.22 – (а) Вид зверху короткохвильового диференціала CPW  
(б) Спрощена схема VCO [22], [23]

Конструкція конденсатора метал-оксид-метал з цифровим перемиканням, показана на рисунку 1.23, було запропоновано в [24] для досягнення широкого діапазону частотної настройки. Цей VCO був розроблений за технологією CMOS 0,13 мкм. Однак діапазон налаштування лише 2 ГГц був отриманий для  $F_{osc}$  45 ГГц з фазовим шумом -97 дБм/Гц при зміщенні 3 МГц і споживаною потужністю 4 мВт.

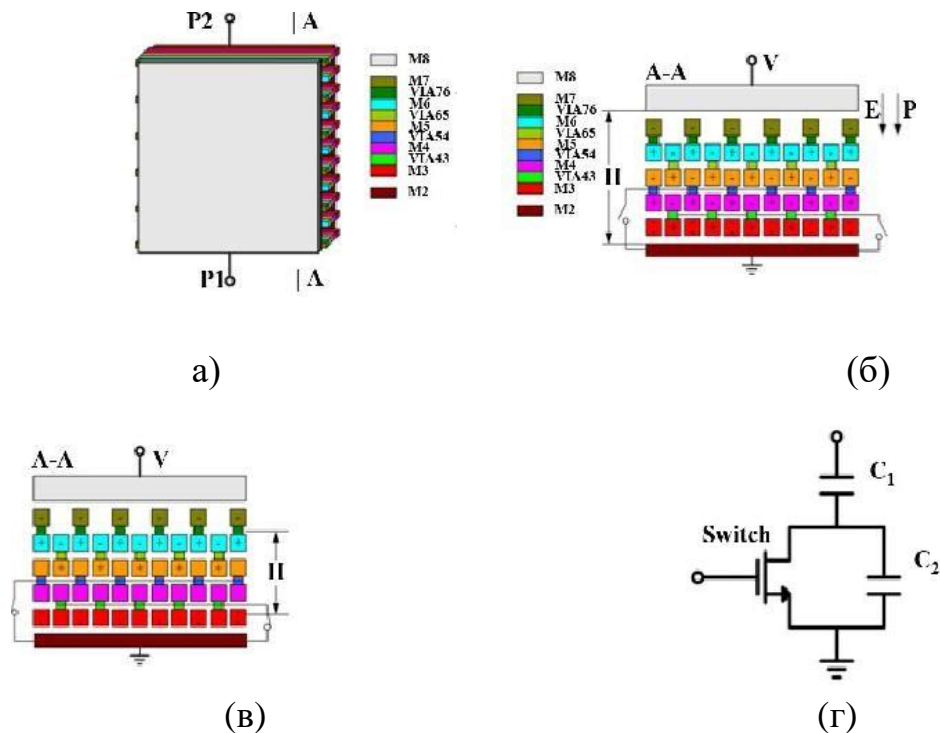


Рисунок 1.23 – (а) Фізична структура конденсатора MOM (б) Вид поперечного перерізу з відкритими перемикачами (в) Вид поперечного розрізу із закритими перемикачами (г) Еквівалентна модель конденсатора MOM [24]

З метою підвищення добротності резонатора в роботі [25] була запропонована методика перемикання штучного заземленого металевого захисного кільця (SWAG-MGR). За допомогою техніки SWAG-MGR планарні котушки індуктивності були перетворені в індуктивні котушки, що перемикаються, і шляхом включення та вимкнення перемикача (SW), як показано на рис. 1.24, розширено діапазон налаштування VCO мм-хвилі.

У розробленому VCO невеликі MOS-варактори використовувалися для точного налаштування в діапазоні, а перемикачі котушки індуктивності на основі SWAG-MGR використовувалися для грубої настройки 2,7 ГГц. Розроблений VCO з індуктивністю, що перемикається, досяг діапазону налаштування 9,43 ГГц для  $F_{osc}$  55,7 ГГц, а вимірний фазовий шум становив -119 дБм/Гц при зміщенні 10 МГц із споживаною потужністю 10,2 мВт.

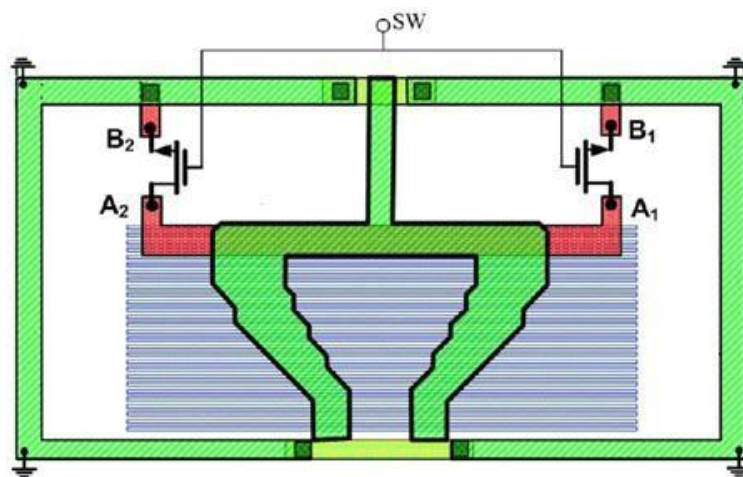


Рисунок 1.24 – Запропонований комутований індуктор [25]

Використання повільнохвильової структури з плаваючою металевією стрічкою під лінією передачі призводить до зменшення довжини з'єднань мікросхем і генератора. У [26] цей підхід був поширений на використання вбудованих двовимірних штучних діелектриків для зменшення розміру резонатора, зменшення втрат підкладки та підвищення добротності резонатора. Рисунок 1.25(а) показує чверть довжини хвилі ( $\lambda/4$ ) резонатора з основним штучним діелектриком. Хоча VCO розроблений з використанням резонатора з вбудованим штучним діелектриком (Рисунок 1.25(б)) показав дуже обмежений діапазон налаштування 100 МГц для  $F_{osc}$  60 ГГц через дуже невеликі варіації варактора, однак вимірний фазовий шум був -100 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц із споживаною потужністю 1,9 мВт. Цей VCO був розроблений за технологією 90 нм CMOS.

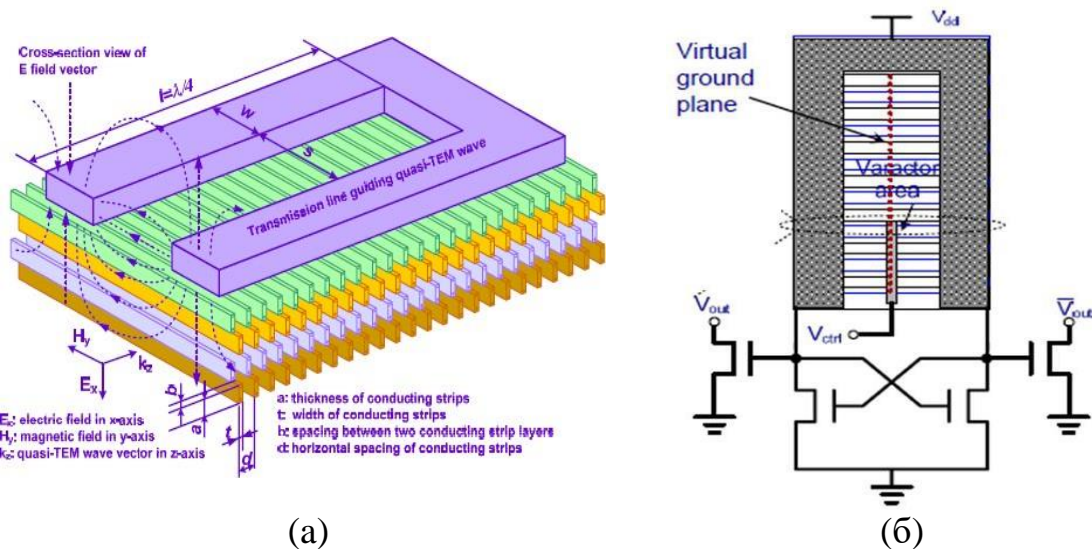


Рисунок 1.25 – (а) резонатор стоячої хвилі  $\lambda/4$  з основним штучним діелектриком, (б) схема VCO [26]

Як зазначалося у вступі до цього розділу 1.3.1.2, у [27] – [29] замість варакторів були використані перемикачі з розподіленими елементами для налаштування частоти коливань, а замість зосереджених варакторів/конденсаторів використані зосереджені індуктори.

У роботі [27] заглушка DiCAD із відкритим ланцюгом була представлена як елемент налаштування. Ця заглушка DiCAD із відкритим ланцюгом була використана для розробки мм-хвильового цифрового керованого генератора (DCO). Ця диференціальна лінія передачі DiCAD (DTL) являє собою повільнохвильову структуру, в якій ефективна діелектрична проникність керувалася в цифровому вигляді за допомогою nMOS  $\pi$ -перемикачів при налаштуванні або вимкненні, показано на рисунку 1.26, отже, зачеплення або розчеплення плаваючих смуг і зміна його середньої ефективної діелектричної проникності.

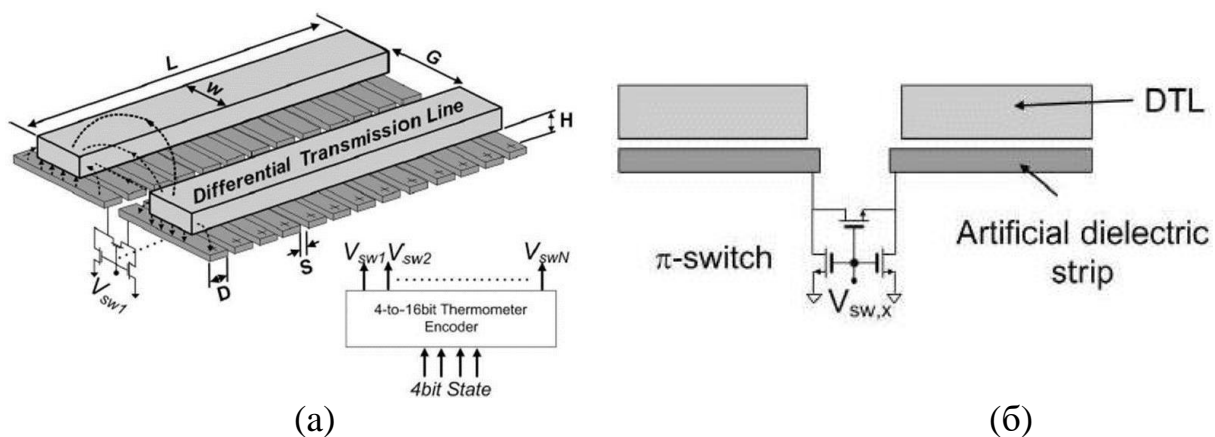


Рисунок 1.26 – (а) Схема диференціальної лінії передачі DiCAD, (б) вигляд у поперечному перерізі смуги DiCAD DTL [27]

Рисунок 1.27 показує схему DCO і розроблено за технологією 90 нм CMOS. Стандартна пара nMOS перехресної зв'язку була завантажена одновитковою дроселем індуктивності та розімкнутою заглушкою DiCAD. Цей DCO [27] досягнув налаштування частоти 6 ГГц для  $F_{osc}$  61 ГГц. Фазовий шум був кращим ніж -90 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц із споживаною потужністю 8,52 мВт.

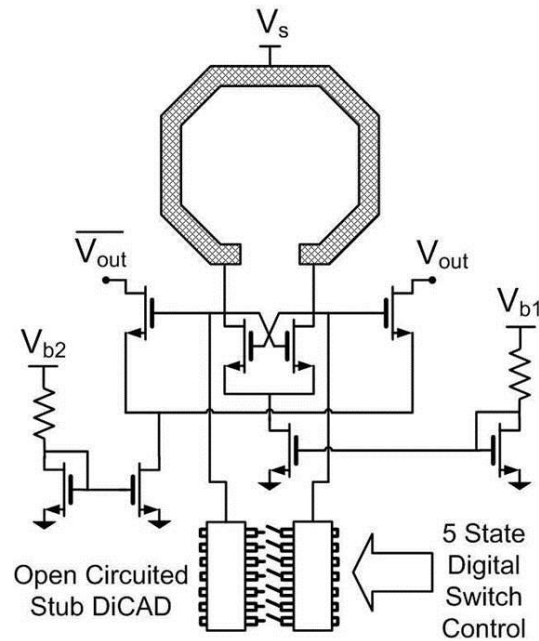


Рисунок 1.27 – Пропонована схема DCO [27]

На основі тієї ж техніки резонатора DiCAD [27] в [28] та [29] було запропоновано два DCO, тобто L-DCO та T-DCO. Роздільна здатність по частоті становила лише 1,16 ГГц для [27], тоді як запропонований DCO в [28], [29] пропонує роздільну здатність по частоті краще, ніж 1 МГц. Схема запропонованих L-DCO та T-DCO показана на рисунку 1.28.

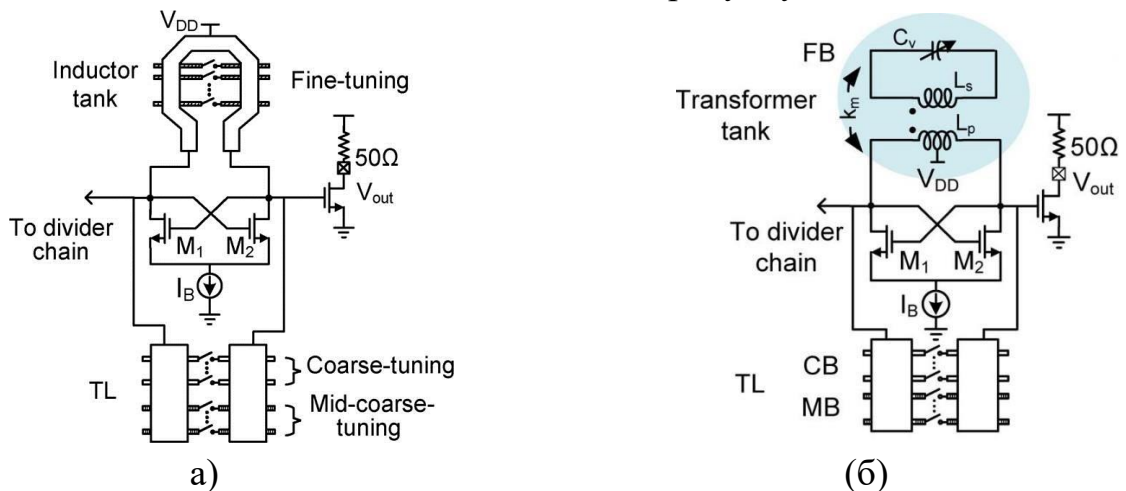


Рисунок 1.28 – Схема 60 ГГц (a) L-DCO, (b) T-DCO [28], [29]



L-DCO був розроблений на основі банку точного налаштування на основі індуктора (Рисунок 1.29(a)), тоді як T-DCO використовував слабозв'язаний трансформатор (Рисунок 1.29(b)) для впровадження банку тонкого налаштування, зваженого за одиницями. Обидва DCO склалися з триступеневої сегментованої настройки: СВ, FB і МВ, що усуває розрив у розмірі кроку між СВ і FB. СВ і FB для обох DCO використовувалися з реконфігурованим TL (лінією передачі), показаним на рисунку 1.29 (в).

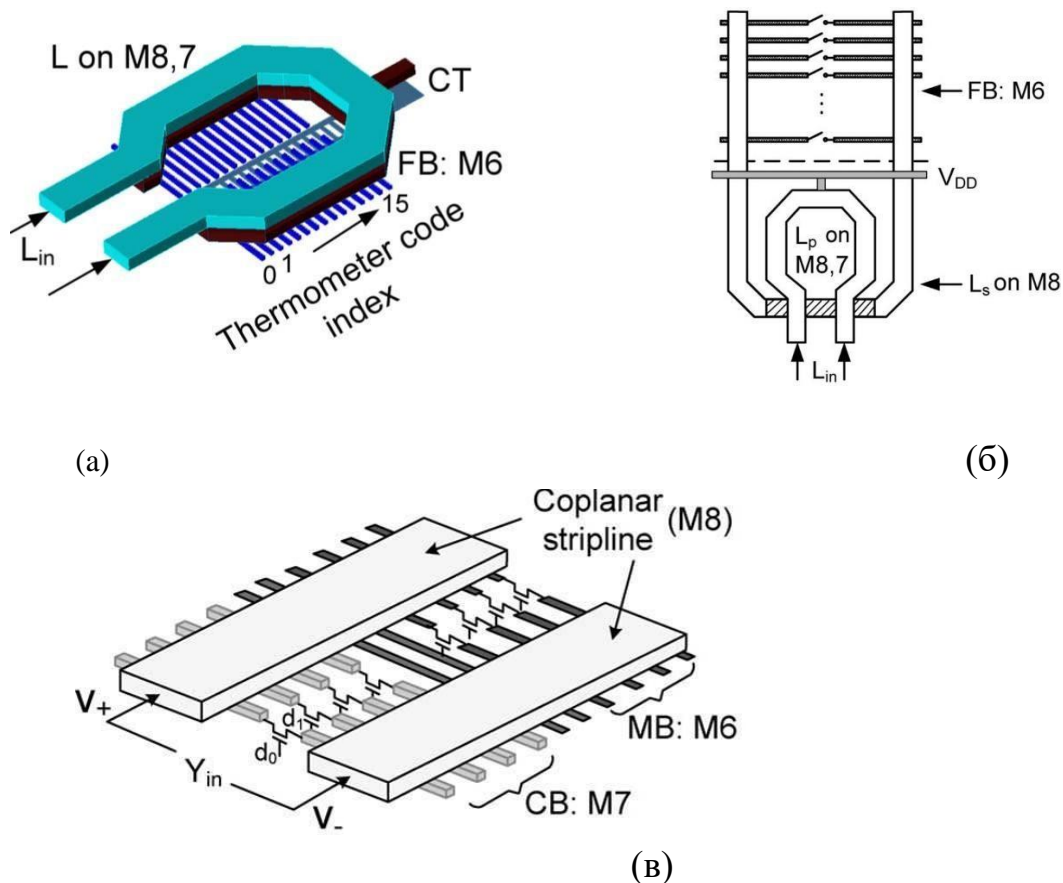


Рисунок 1.29: 3-D вигляд реконфігурованого TL для (а) точного налаштування L-DCO, (б) точного налаштування T-DCO, (в) грубого та середнього грубого налаштування L- і T-[28], [29]

DCO на основі індуктора, тобто L-DCO, досяг роздільної здатності тонкого налаштування краще, ніж 160 кГц. Тоді як DCO на основі трансформатора, тобто T-DCO, досягнув кроку тонкої настройки 2,5 МГц. Обидві запропоновані конструкції розроблені за 90-нм CMOS-технологією. Для обох DCO отриманий діапазон лінійного налаштування становив 6 ГГц для  $F_{osc}$  59 ГГц, а отриманий фазовий шум був  $-93$  дБм/Гц при зсуві 1 МГц. L-DCO і T-DCO споживали 12 мВт і 14,4 мВт відповідно.

При порівнянні топологій, запропонованих у цьому розділі, можна відзначити, що використання варактора в [20] – [24], [26] призводить до зменшення діапазону налаштування, оскільки добротність контура обмежена. Тоді як у [25] для перемикання діапазону використовувався настроюваний індуктор (з використанням перемикачів nMOS), а для точного налаштування в діапазоні використовувалися невеликі варактори, що забезпечило кращу продуктивність порівняно з [20] – [24], [26]. У [27] – [29] варактори не використовувалися. Насправді налаштування частоти було виконано за допомогою реконфігурованих TL. TL були перенастроєні за допомогою перемикачів. Хоча запропоновані в цьому розділі конструкції досягли гарної продуктивності з точки зору фазового шуму та діапазону налаштування, але з цими топологіями [27] – [29] важко реалізувати широкосмугові VCO/SWO. Важливо відзначити, що у всіх запропонованих конструкціях [20] – [29], оскільки втрати компенсуються на локалізованому положенні (тобто тільки в одному положенні резонатора), це також призводить до додавання високої паразитної ємності. Для вирішення цих проблем, що стосуються широкосмугових осциляторів, концепція розподіленого SWO здається хорошим підходом.

### 1.6 Розподілений осцилятор стоячої хвилі

Як представлено вище, поширений клас осциляторів спирається на зосереджений LC-резонатор. Однак через обмеження щодо паразитних пристроїв більшість високочастотних LC-контурів VCO страждають від неадекватного діапазону налаштування частоти. Хвильовий осцилятор - це ще одна категорія осциляторів, яка з'явилася. Хвильові осцилятори, що працюють на хвильовій поведінці лінії передачі, також утворюють популярну категорію, оскільки дозволяють розмістити високодобротний резонатор і, отже, покращити продуктивність VCO/SWO. Тим не менш, серед представлених SWO, найбільш покращена продуктивність була у DCO [27] – [29], які використовували реконфігуровані TL для покращення FTR.

У сучасному стані існує ще одна категорія хвильових осциляторів, тобто так звані розподіленими SWO. Ця категорія осциляторів на основі хвиль відповідає певним критеріям конструкції, тобто, по-перше, правильний розподіл елементів активного підсилення вздовж середовища поширення хвиль полегшує частоти коливань у напрямку до  $Ft$ . По-друге, ця розподілена архітектура зменшує ефект навантаження, отже, осцилятори на основі хвиль демонструють великий потенціал для широкосмугових

застосувань на частотах мм хвиль. Однак ця структура споживає високу потужність постійного струму, оскільки вона включає кілька комірок транспровідності ( $gm$ ) для періодичної компенсації втрат резонатора.

Залежні від положення амплітуди напруги-струму є дуже основною властивістю резонаторів/осциляторів стоячих хвиль, показаних на рисунку 1.30. У [30] показано, що можна фізично звужувати лінію передачі таким чином, щоб вона була адаптована до змін амплітуди стоячої хвилі, щоб зменшити втрати в лінії, що призводить до покращення добротності та значного зниження фазового шуму в осциляторах стоячої хвилі (SWO).

Оскільки КПС на рисунку 1.30 має велику амплітуду напруги та незначну амплітуду струму поблизу  $z = 0$ , більшість втрат відбувається через шунтування  $G$  до  $z = 0$ . Отже,  $G$  необхідно мінімізувати, щоб зменшити втрати поблизу  $z = 0$ , тоді як неминуче збільшення  $R$  через  $R$ –  $G$  компроміс є шкідливим через незначну амплітуду струму в цій околиці.

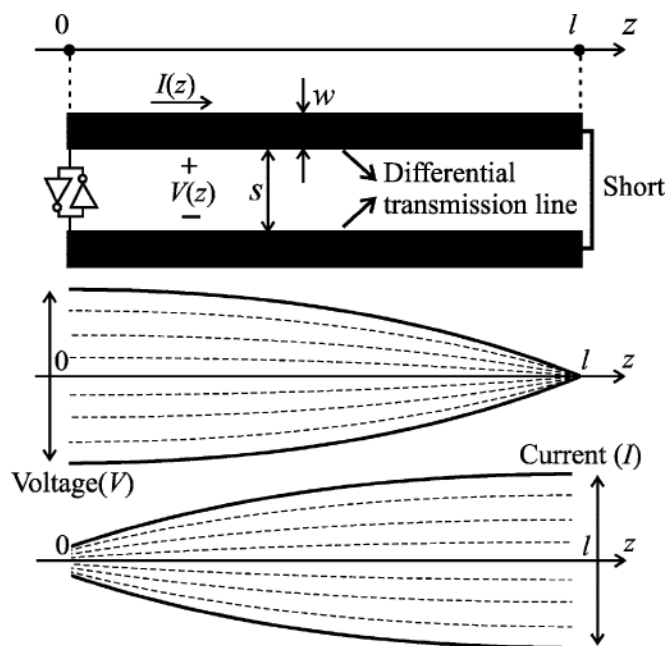


Рисунок 1.30 – Осцилятор стоячої хвилі  $\lambda/4$  (SWO) і амплітуди стоячої хвилі струму напруги [30]

Аналогічно, оскільки  $\lambda/4$  CPS на рисунку 1.30 має велику амплітуду струму та незначну амплітуду напруги поблизу  $z = l$ , більшість втрат відбувається в послідовному опорі  $R$  до  $z = l$ . Тому  $R$  необхідно мінімізувати, щоб зменшити втрати біля  $z = l$ , тоді як неминуче збільшення  $G$  через компроміс  $R$ –  $G$  не є шкідливим через локально незначну напругу. Ця зміна параметрів втрат  $R$  і  $G$  з позицією  $z$  для зменшення втрат шляхом обходу



компромісу  $R-G$  дає звужену лінію передачі.

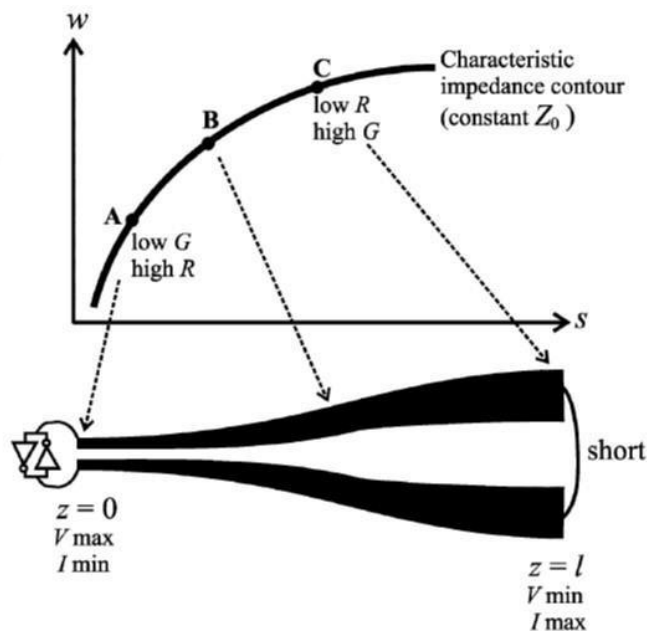


Рисунок 1.31 – Контур характеристичного імпедансу на основі моделювання та зміни  $RG$  в  $w-s$  простір

Одночасно збільшується ширина металу  $w$  і металевий відстань  $s$  CPS уздовж контуру характеристичного імпедансу,  $Z$  залишається постійним, тоді як  $R$  зменшується, а  $G$  збільшується [30]. Рисунок 1.31 показує на основі моделювання контур характеристичного імпедансу в просторі  $w-s$  у стандартній технології CMOS. Оскільки CPS одночасно розсувається (збільшується) і розширюється (збільшується) за цим контуром,  $Z_0$  залишається постійним, тоді як  $R$  зменшується, а  $G$  зростає. У роботі [30] було запропоновано дві конструкції осциляторів без будь-якого варактора, тобто лише для демонстрації зменшених втрат у кінчній лінії передачі над неконусною лінією передачі.

Той самий принцип роботи був використаний в роботі [31], але замість звуження резонатора лінії передачі елементи підсилення були звужені для компенсації втрат. Крім того, щоб розширити діапазон налаштування запропонованого розподіленого SWO, також були використані перемикачі MOS, показані на рисунку 1.32. Вмикаючи ці перемикачі, довжину резонатора змінювали і, отже, змінювали діапазон частот/діапазон частот. MOS вмикається (рисунок 1.32) ведуть до механізму перемикання діапазону, і варактори були використані для отримання тонкої настройки частоти осцилятора в діапазоні частот. Ця техніка [28] досягла діапазону налаштування 7,5 ГГц для  $F_{osc}$  38 ГГц з фазовим шумом -100,2 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц і споживаною потужністю 27 мВт. Цей SWO був

розроблений в технології CMOS 0,18 мкм.

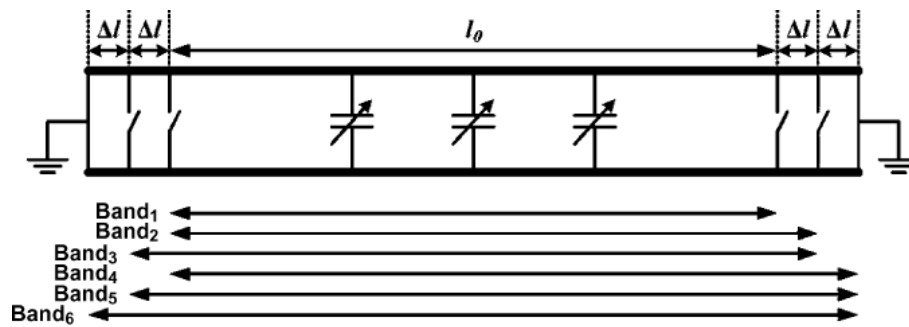


Рисунок 1.32 – механізм перемикання діапазонів [31]

На основі подібного підходу, що й розподілений SWO [31], у [32] був представлений дизайн SWO push-push для застосування в G-діапазоні. Єдина відмінність між [31] та [32] полягає у способі вбудовування варакторів для налаштування частоти, тобто в [31] варактори були розміщені паралельно перехресно зв'язаним парам, а в [32] варактори були з'єднані в центрі резонатора. При споживаній потужності 33 мВт [32] досягнув діапазону налаштування 23 ГГц для  $F_{osc}$  162 ГГц. Оцінений фазовий шум на основі вимірювань, проведених на основній частоті, становив -91,3 дБм/Гц при зміщенні 1 МГц для споживаної потужності 33 мВт. Цей SWO був розроблений за технологією 65 нм CMOS.

### 1.7 Порівняння запропонованих методів у сучасному стані

Про порівняння продуктивності різних схем див. таблицю 1.3, можна зауважити, що продуктивність VCO дуже залежить від використовуваної технології, і важко встановити справедливе порівняння, не знаючи точного BEOL. Однак очевидно, що основні обмеження конструкції полягають, по-перше, для досягнення високої добротності контура/резонатора з широким діапазоном налаштування, а по-друге, для покращення характеристик фазового шуму. Для портативних пристроїв споживання електроенергії також є одним із особливих проблем.

Звичайний підхід (тобто зі зосередженими індуктивністю та варактором), запропонований у [11] – [13], представляє низьку добротність LC-контура, що погіршує продуктивність VCO. Це пов'язано з тим, що низьку добротність варакторів важко покращити в цьому діапазоні частот. У той час як у [14] – [19] кілька методів оптимізації були застосовані до контура зі зосередженим LC для покращення продуктивності VCO. Серед

них магнітно налаштована багаторежимна конструкція VCO [15] показала винятково хороші характеристики з точки зору діапазону налаштування частоти, тобто 40 % (прибл.). Варактор без VCO, розроблений з використанням змінних котушок VID в [18], [19] показала хорошу продуктивність, але її реалізація настільки ж складна, як і представлена в [15]. У роботах [20] – [29] були запропоновані різноманітні топології з комбінацією розподілених і зосереджених елементів і перебудовуваних/коммутованих котушок індуктивності. Серед цих запропонованих топологій використання конденсаторів метал-оксид-метал (МОМ) з цифровим перемиканням у [24] та використання вбудованого резонатора із вбудованим штучним діелектриком у [26] призвели до дуже низького діапазону налаштування. Натомість використання розподіленого регульованого індуктора в [20], [21], просто повільнохвильової структури в [22], [23], перемиканого штучного заземленого металевого захисного кільця в [25] та резонатора DiCAD в [27] – [29] привели до багатообіцяючих VCO міліметрів. Нарешті, розподілені топології SWO [30] – [32], показав дуже хороші показники з найвищою цільовою частотою (серед досліджуваних статей) у [32] та широкосмуговою настройкою [31], [32].

Таблиця 1.3 – Сучасне порівняння

Ref	Technology	$F_{osc}$ (GHz)	FTR (%)	TR (GHz)	PN (dBc/Hz)	$P_{out}$ (dBm)	$P_{DC}$ (mW)	FOM (dBc/Hz)	FOM <sub>T</sub> (dBc/Hz)	
[11]	0.13- $\mu$ m CMOS	59	9.8	5.8	-89@1MHz	-18	9.8	-174.9	-174.4	
[12]	0.18- $\mu$ m CMOS	49	1.6	0.8 to 1.1	-101 @1MHz	-11	45	-178	-163	
[13]	0.18- $\mu$ m CMOS	63	1.07	0.67	-89@1MHz	-15	74	-166	-147	
[14]	90-nm CMOS	58.4	9.32	5.2	-91@1MHz	-9.7	8.1	-177.2	-176.6	
		61.7	4.81	2.9	-90@1MHz	-19	1.2	-185	-178.6	
[15]	65-nm CMOS	73.8	41.1	32	-105 to -112 @10MHz	-20	8.4 to 10.8	-172 to -180	-184.2 to -192.2	
[16], [17]	65-nm CMOS	56	17	9.3	-99.4 @1MHz	-9.8	15	-182.2	-186.8	
[18], [19]	90-nm CMOS	56.7	14	8.8	-118.7 @10MHz	-11	8.7	-184.3	-187.4	
[20]	65-nm CMOS	76.5	6.3	4.8	-109 @10MHz	--	14.3	-174.6	-170.6	
[21]	65-nm CMOS	76.5	16	10.6	-108.4 @10MHz	--	14.3	-184	-185.2	
[22]	90-nm CMOS	42	5	1.8	-102.7 @1MHz	--	11.1	-184.9	177.4	
[23]	90-nm CMOS	43	4.1	1.77	-102.7 @1MHz	--	11.1	-183	-177.1	
[24]	0.13- $\mu$ m CMOS	45	4.4	2	-103 @3MHz	--	4	-180.7	-173.5	
[25]	90-nm CMOS	55.7	17	9.4	-119 @10MHz	-7	10.2	-183.4	-188	
[26]	90-nm CMOS	60	0.17	0.1	-100 @1MHz	--	1.9	-193	-157.2	
[27]	90-nm CMOS	61	6	10	-90@1MHz	-5	8.52	-176.8	-176.3	
[28], [29]	90-nm CMOS	L-DCO	59.2	5.94	10	-93@1MHz	-3.4	12	-178.1	-177.9
		T-DCO	58.7	5.72	9.75	-94@1MHz	--	14	-178.3	-177.9
[31]	0.18- $\mu$ m CMOS	38	20	7.5	-100.2 @1MHz	-9.1	27	-177.9	-183.9	
[32]	65-nm CMOS	163	14	23	91.3 @1MHz	-14.5	33	-179.7	-182.6	

Як згадувалося раніше, через різний BEOL важко порівняти продуктивність запропонованої топології VCO в певній категорії. Таким чином, різні топології розроблені в одному BEOL, щоб краще розпізнати переваги певної топології.

Є два можливих рішення для підвищення добротності резонатора. Першим рішенням може бути використання змінної/перемикаючої індуктивності замість використання варакторів. Однак проектування та реалізація змінної або перемикаючої індуктивності є складною. Другим можливим рішенням є використання індуктора з дуже високою добротністю, що важко реалізувати зі зосередженим індуктивністю. Натомість можна передбачити використання розподіленої котушки індуктивності на основі ліній передачі на частотах мм хвилі, оскільки їх фізична довжина стає все більш розумною в міру

збільшується робоча частота. Тому в цій дипломній роботі використовується пізніший розв'язок; S-CPS VCO розроблені таким чином, що легко реалізувати і досягти високої добротності. Отже, у цій дипломній роботі в резонаторі замість зосередженого індуктора використовується диференціальна повільнохвильова лінія передачі [33], тобто S-CPS.

## 1.8 Висновки до розділу

Даний розділ зосереджений на досягненнях широкопasmового малошумного частотного синтезу, з особливим акцентом на широкопasmовому дизайні VCO. Наведено кілька застосувань, доступних для діапазону частот міліметрових хвиль, та основні принципи розробки VCO. Крім того, зроблено короткий огляд літератури, щоб помітити кілька проблем дизайну для реалізації VCO. Також наведено короткий огляд використовуваної технології, тобто BiCMOS 55 нм, оскільки ця технологія використовується для проектування всіх VCO цієї роботи.

## 2 КОНСТРУКЦІЇ ТА СХЕМИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ

У цьому розділі буде розглянуто схемотехнічні рішення, за допомогою яких реалізуються VCO (Генератор, керований напругою) та можливість вибору топології для створення генератора та пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму.

Специфікації конструкції базового генератора часто вимагають заданої вихідної потужності в заданому навантаженні на проектній частоті. Рівень напруги і струму зміщення встановлюють основний вихідний струм, а частота коливань встановлюється компонентами резонатора.

При виборі транзистора слід враховувати вимоги до шуму, частоти та потужності. Залежно від конкретного пристрою, конструкція може враховувати паразитні властивості пристрою, що впливають на компоненти резонатора, а також нелінійні характеристики продуктивності.

Усі схеми VCO, представлені в цьому розділі, практично створені з використанням SiGe транзистора BFP420, і будь-яку з них можна повторно налаштувати на різні частотні діапазони, змінюючи варіації та значення LC контуру.

### 2.1 Специфікації, основні характеристики та рекомендації побудови VCO

VCO повинен демонструвати низький фазовий шум, щоб відповідати вимогам щодо чутливості, суміжного каналу та блокування. У схемі цифрової модуляції фазовий шум VCO впливає на вимоги до швидкості бітових помилок. Високе натискання (зміна частоти коливань з напругою живлення) може спричинити погіршення фазового шуму через підвищену чутливість до шуму джерела живлення. Фазовий шум зазвичай змінюється на 3 дБ залежно від температури в діапазоні від  $-55^{\circ}\text{C}$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ .

Буфер на виході обов'язково повинен ізолювати VCO від будь-яких змін вихідного навантаження і забезпечити необхідну вихідну потужність. Одночасне виконання специфікації вихідної потужності та навантаження на навантаження безпосередньо з автономним генератором було б важко. Однак цей буферний підсилювач вимагає більшого струму живлення. Альтернатива

може включати використання на виході циркуляторів, ізоляторів або пасивних атенуаторів.

Вихідна потужність VCO зазвичай вимірюється в навантаженні 50 Ом. Вимоги до вихідної потужності вказані в дБм, а допуски щодо частоти налаштування в  $\pm$  дБ. Нахил налаштування – це нахил характеристики налаштування частоти до напруги в будь-якій точці і такий самий, як і чутливість модуляції. Нахил може бути позитивним або негативним. Для позитивного нахилу вихідна частота збільшується зі збільшенням напруги налаштування. Аналогічно для негативного нахилу вихідна частота зменшується зі збільшенням напруги налаштування.

Характеристика монотонної настройки означає, що частота є однозначною при будь-якій напрузі налаштування і що нахил має однаковий знак у всьому діапазоні налаштування.

Налаштування чутливості як функція напруги налаштування є мірою лінійності налаштування. Для будь-якої даної програми необхідно вказати мінімальну та максимальну чутливість налаштування. У випадку VCO частотне покриття досить обмежене, оскільки вплив мережі зворотного зв'язку невеликий порівняно з самим активним пристроєм. Звичайні конструкції осциляторів (з LC-схемою або еквівалентом лінії передачі, підключеною до активного пристрою з негативним опором, забезпечать лише обмежене частотне покриття та погану стабільність). Від'ємний опір можна легко отримати від більшості мікрохвильових транзисторів.

Тюнінг рівності - оскільки діапазон частот VCO збільшується, збільшується складність досягнення рівної вихідної потужності. Додавання вихідного фільтра для придушення гармонік може в деяких випадках погіршити рівномірність вихідної потужності. Рівень приводу повинен враховувати компроміс між вмістом гармонік, стабільністю осцилятора та шумом.

Розглянемо рекомендації по розробці VCO. Нелінійні ефекти в VCO. Нелінійність схеми генератора призводить до того, що компоненти низькочастотного шуму перетворюються з підвищенням і відображаються як бічні смуги шуму на виході VCO. Хоча це твердження інтуїтивно очевидне, кількісна оцінка цього механізму набагато складніша. Наприклад, нелінійні спотворення другого порядку визначають ступінь шумового забруднення виходу генератора. Тому спотворення другого порядку в осциляторі слід мінімізувати. Ступінь, до якої будь-який генератор досягає цієї мети, можна судити на основі вихідного рівня другої гармоніки генератора.

Хороший генератор повинен мати рівні 2-ї гармоніки порядку -40 дБм. Іншим корисним показником хорошої конструкції генератора є зміна частоти коливань у порівнянні зі зменшенням зміщення постійного струму. Повільне зниження напруги живлення від номінальної до точки, при якій коливання просто припиняються, має призвести до дуже малої зміни частоти (наприклад, має бути близько 20 кГц для добре сконструйованого генератора 2 ГГц).

Надлишкове підсилення генератора в розімкнутому контурі (що необхідно для початкового нарощування потужності генератора) слід мінімізувати, щоб запобігти перетворенню амплітудних коливань у значні коливання частоти. Струми 2-ї гармоніки в каскаді підтримки генератора можуть з'являтися в квадратурі фази з основним струмом, тим самим погіршуючи перетворення АМ-шуму в шум РМ. В ідеалі частоти 2-ї та 3-ї гармонік повинні бути розташовані значно вище граничної частоти  $f_T$  транзистора, що підтримує генератор, таким чином мінімізуючи цей ефект. У багатьох VCO в спектральній чистоті домінують механізми перетворення АМ у FM поблизу несучої частоти. Один із методів прогнозування ефекту перетворення АМ-FM у VCO, налаштованих на варактор, заснований на простому перетворенні амплітуди сигналу генератора вихідної частоти VCO. Зміна амплітуди РЧ напруги на варакторі налаштування зазвичай впливає на перетворення значення настроювальної ємності в резонаторі, забезпечуючи таким чином один істотний механізм перетворення АМ-FM в генераторі.

Інші характеристики VCO, включаючи блокування інжекції, витягування навантаження та підвищення частоти джерела живлення, можуть спричинити серйозне погіршення продуктивності генератора, особливо в системах із фазовою синхронізацією. Якщо індуковані зміни потрапляють в смугу пропускання системи замкнутого циклу, може виникнути потенційно хаотична спектральна поведінка. Для кожної з цих потенційних проблемних областей необхідно визначити та зберегти межі проектування.

Наступна характеристика це блокування інжекції. Блокування інжекції можна продемонструвати, що коли сигнал достатньої амплітуди і досить малої похибки частоти потрапляє на ненавантажений генератор. З часом вільний осцилятор змінює свою частоту на частоту інжектваного сигналу з відповідною зміною фази та амплітуди його сигналу. Зазвичай блокування інжекції є дуже небажаною ситуацією, але іноді воно використовується з перевагою, наприклад, у вузькосмугових синхронізаторах бітів.

Наступна характеристика це витягування навантаження. Підтягування навантаження VCO відноситься до зміни частоти генератора, що відбувається при зміні опору навантаження генератора. Якщо ця зміна імпедансу носить динамічний характер, навантаження на генератор призводить до прямої частотної модуляції генератора. Очевидно, що якщо VCO міститься в контурі фазової автосинхронізації, а частота модуляції лежить в межах смуги пропускання замкнутого циклу, можуть виникнути небажані взаємодії. Одна з найсерйозніших ситуацій витягування навантаження, яка може виникнути на практиці, виникає в модуляторах, коли сигнал модуляції викликає (низькочастотну) модуляцію частоти навантаження основної смуги. У цій ситуації коефіцієнт відбиття навантаження стає функцією сигналу модуляції.

Підвищення частоти. Підвищення частоти VCO – це технічний термін, що застосовується до збурень частоти генератора, які є результатом невеликих змін напруги (напруг) живлення генератора. Ці збурення можуть бути результатом ряду факторів, включаючи зміни значень ємності пристрою, викликані модифікованими зворотними зміщеними ємностями переходів, змінами в механізмі сигналу самообмеження осцилятора та змінами підсилення каскаду підтримки. Підвищення частоти генератора може призвести до значного погіршення фазового шуму, оскільки будь-який шум джерела живлення безпосередньо може призвести до частотної модуляції генератора.

Нелінійні ефекти варакторного діода. Одним з основних нелінійних елементів VCO, особливо в широкосмугових VCO, є варакторний діод. Потенційно велике коливання напруги на варакторі(ах) призводить до відхилень на кривій налаштування частоти від номінальних і перетворення низькочастотних компонентів шуму, які вносять внесок у бічні смуги фазового шуму VCO. Можна показати, що мінімальні варакторні спотворення виникають, коли варактори налаштування VCO використовуються в топології «спів до спини». Теоретично спотворення другого порядку зводяться до нуля, якщо в цій конфігурації використовуються варакторні діоди зі стрімким переходом.

- Для покращення балансу та мінімізації нелінійності варактора парного порядку використовується конфігурація варакторного діода «спина до спини».



- Варактори слід розташовувати з мінімальними коливаннями напруги в резонаторі.
- Резистори слід розташувати біля варакторів, щоб підтримувати зворотне зміщення та замикати їх шумову напругу через індуктивність.

Щоб знизити фазовий шум VCO, слід дотримуватися ряду правил проектування:

- Активний пристрій має шумові властивості, які зазвичай переважають над межами шумової характеристики генератора. Оскільки всі джерела шуму, за винятком теплового шуму, як правило, пропорційні середньому потоку струму через активний пристрій, логічно, що зменшення потоку струму через пристрій призведе до зниження рівня шуму.
- Звуження ширини поточного імпульсу в активному пристрої зменшить час перебування шуму в ланцюзі і, отже, зменшить фазовий шум ще більше.
- Максимізуйте навантажену добротність налаштованого контуру в генераторі.

Існує компроміс між добротністю осцилятора, його розміром і ціною. Низький коефіцієнт добротності LC контуру та допуски його компонентів потребують ретельного проектування для фазового шуму без індивідуального перенастроювання осциляторів.

Зазвичай більший резонатор має більшу добротність (наприклад, коаксіальний резонатор на чверть довжини хвилі). Необхідно вибрати активний пристрій з низькою кутовою частотою мерехтіння. Біполярний транзистор, зміщений на низькому колекторному струмі, збереже куту частоту мерехтіння на мінімумі, зазвичай близько 6-15 кГц (більшість виробників напівпровідників можуть надати кут частоти ( $f_c$ ) своїх пристроїв, а також характеристику  $1/f$ ).

Для покращення характеристик VCO необхідно максимізувати потужність на виході осцилятора. Щоб збільшити потужність на вході генератора, необхідно збільшити струм. Однак низьке споживання струму має вирішальне значення для збереження терміну служби батареї та підтримки низького  $f_c$ . У практичному застосуванні струм буде встановлюватися на основі вихідної потужності, необхідної для керування системою (як правило, змішувачем), а потім фазового шуму потрібно буде досягти за допомогою інших засобів.

Також для покращення характеристик VCO необхідно вибрати варакторний діод з низьким еквівалентним шумовим опором. Виробники варакторних діодів не вимірюють і не вказують цей параметр. Тоді найкращий підхід – емпіричний; шляхом отримання варакторів від кількох

постачальників і експериментального з'ясування того, який з них дає найнижчий фазовий шум у ланцюзі VCO і, таким чином, має найнижчий еквівалентний опір шуму. Існує два основних типи варакторів: раптові і гіперрізкі.

- Діоди різкої настройки забезпечать дуже високу добротність, а також працюватимуть у дуже широкому діапазоні напруги налаштування (від 0 до 60 В). Діод різкої настройки забезпечує найкращі характеристики фазового шуму завдяки високому коефіцієнту якості.

- Діоди з гіпершвидким настроюванням, через їх лінійну характеристику напруги та ємності, забезпечать набагато більш лінійну характеристику налаштування, ніж різкі діоди. Це найкращий вибір для широкосмугового налаштування VCO. Діапазон октавної настройки можна охопити в діапазоні настроювання менше 20 В. Їх недолік полягає в тому, що вони мають набагато нижчу добротність і, отже, забезпечують вищу характеристику фазового шуму, ніж та, що забезпечується різкими діодами.

CAD аналіз може бути використаний для вибору профілів легування варакторних діодів для лінійної настройки частоти навіть за наявності великих сигналів.

Необхідно також підтримувати коефіцієнт підсилення напруги ( $K_o$ ) на мінімальному необхідному значенні. Це найскладніший компроміс, оскільки тепловий шум від еквівалентного шумового опору варактора працює разом із коефіцієнтом підсилення VCO для створення фазового шуму. Цей компроміс буде обмежуючим фактором, що визначає продуктивність фазового шуму. Шумні блоки живлення можуть викликати додатковий шум. Шум, викликаний джерелом живлення, можна побачити на зміщеннях від 20 Гц до 1 МГц від несучого. Якщо VCO живиться від регульованого джерела живлення, шум регулятора буде зростати залежно від струму зовнішнього навантаження, що споживається від регулятора. Ефективність фазового шуму VCO може погіршитися залежно від типу використовуваного регулятора, а також від струму навантаження, що споживається від регулятора. Для покращення характеристик фазового шуму VCO в умовах зовнішнього навантаження завжди є хорошою філософією проектування забезпечити РЧ-обхід ліній живлення та постійного струму до VCO. На лініях живлення постійного струму рекомендуються радіочастотні дроселі та хороші обхідні конденсатори (низький ESR). Це зведе до мінімуму можливість зворотного зв'язку між етапами в складній підсистемі. Покращений байпас може бути забезпечений шляхом включення схеми активного фільтра. Для зменшення

ефекту штовхання та шумового забруднення передбачено очищення блоку живлення. «Безшумне» зміщення слід використовувати в схемах бази транзистора. Відсутність будь-якого значного постійного струму в базових резисторах мінімізує струм дробового шуму.

Опір лінії налаштування має бути дуже низьким, тим самим зводячи шумові ефекти Джонсона до мінімуму. Будь-яке зниження чутливості настроювальної кривої до амплітуди сигналу є бажаним, оскільки це призводить до відповідного зменшення перетворення АМ у FM всередині осцилятора. У ВJT VCO кількість зворотного зв'язку з емітером від колектора не повинна призводити до пробою напруги переходу база-емітер (критична точка для більшості мікрохвильових транзисторів).

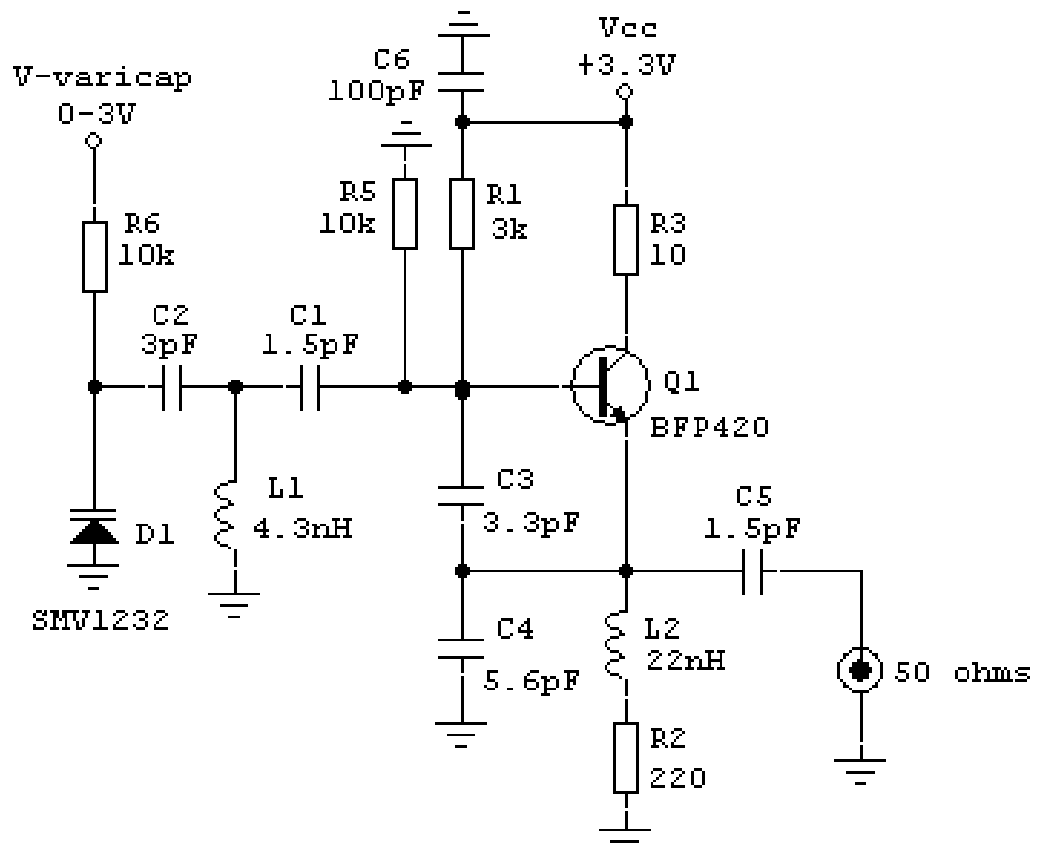
Механізм самообмеження осцилятора має бути реалізований таким чином, щоб  $Q$  резонатора не погіршувався. Фактичне обмеження відбувається через перехід база-емітер, а не перехід база-колектор. Струми живлення колектора повинні бути введені з незначним навантаженням резонатора. Варактори повинні мати мінімальне зв'язок із налаштованим ланцюгом, достатнього для досягнення адекватного коливання частоти.

Напруга налаштування не повинна бути нульовою, інакше діод може бути зміщений вперед протягом частини циклу генератора і погіршити продуктивність. Подача VCO повинна бути відрегульована та відключена, а генератор повинен бути екранований. Відповідна буферна схема повинна ізолювати VCO від будь-якого навантаження.

## 2.2 Схемотехнічні рішення VCO

**Паралельно налаштований Colpitts VCO.** Існує 3 типи VCO ВJT Colpitts. Загальний колектор, загальний емітер і загальна база.

Найбільш використовуваною є конфігурація з загальним колектором, де вихід часто береться з клеми колектора, просто виступаючи в якості буфера для підключення генератора на клеммах база-емітер. Це єдина схема Колпітта (див. рис.2.1), в якій навантаження не є частиною моделі з трьох полюсів або рівняння осцилятора; хоча необхідно подбати про те, щоб вихідна напруга колектора не змінювалася суттєво через ємність переходу база-колектор. В якості альтернативи вихід загального колектора також можна було б прийняти через опір емітера  $R_e$ .



1.52GHz-1.56GHz Colpitts VCO

Рисунок 2.1 – VCO BJT Colpitts з загальним колектором

Розглянемо основні принципи побудови такого VCO.

Співвідношення конденсаторів зворотного зв'язку в VCO Colpitts (C3 і C4) є більш важливим, ніж фактичні значення конденсатора. Гарне місце для початку – зі співвідношення один до одного. Навантажену добротність резонаторного контуру можна збільшити за рахунок зменшення C3 або збільшення C4. Однак це зменшує коефіцієнт підсилення контуру в генераторі, і необхідно підтримувати достатній підсилення контуру, щоб гарантувати запуск коливань за будь-яких умов (в основному при різних температурах і вихідних навантаженнях системи).

Величина колекторного резистора R3 впливає на коефіцієнт підсилення контуру генератора. Як і в підсилювачі із загальним колектором, чим нижчий опір у колекторній схемі, тим більше посилення контуру матиме схема. Цей резистор забезпечує ще один засіб контролю коефіцієнта підсилення контуру осцилятора, оскільки гарна конструкція генератора має достатньо коефіцієнта підсилення, щоб гарантувати надійний запуск коливань. Якщо коефіцієнт посилення в контурі занадто великий, генератор

буде працювати в режимі глибокого стиснення, що навантажить добротність контуру резонатора, оскільки вхідний опір на базі транзистора дуже низький, коли відбувається насичення струмом. Резистор також прагне мінімізувати рівень гармонік.

L2 вибрано як РЧ-дросьель, щоб забезпечити високий опір у ланцюзі емітера і забезпечити, щоб більша частина потужності осцилятора поверталася до бази Q1 замість розсіювання в R2.

Емітерний резистор R2 використовується для зворотного зв'язку по струму, таким чином забезпечує стабільну точку зміщення постійного струму, яка не залежить від бета-версії транзистора.

Конденсатор C1 визначає величину зв'язку між активним пристроєм і резонатором. Чим легше зв'язок (менше значення C1), тим краще навантажена добротність резонатора, що призводить до кращої продуктивності фазового шуму. Однак компромісом є знижена вихідна потужність і ймовірність того, що VCO не запуститься за будь-яких умов експлуатації (особливо при більш високих температурах, коли коефіцієнт посилення струму зменшується). Проектування системи із занадто легкою муфтою також може призвести до чутливого дизайну, що може призвести до потенційних виробничих проблем.

Останній компонент налаштування генератора, C2, встановлює коефіцієнт підсилення напруги генератора. Цей конденсатор повинен підтримувати зв'язок якомога легше, зберігаючи необхідний діапазон налаштування частоти VCO, щоб внесок фазового шуму варактора був знижений до мінімуму. Якщо з'єднання занадто легке, за певних умов генератор може не запуститися. Найгірша умова для цієї топології генератора - це коли V-varicap встановлено на нуль вольт.

Хорошим способом перевірити, чи достатньо великий C2 для надійного запуску генератора, є моніторинг вихідної потужності VCO з нульовими вольтами на лінії налаштування. Потужність з V-varicap на 0 В повинна бути в межах 1 дБ від потужності з V-varicap на 3 В. Якщо C2 занадто малий, вихідна потужність VCO різко впаде, коли V-varicap наблизиться до нуля вольт або генератор може повністю зупинитися.

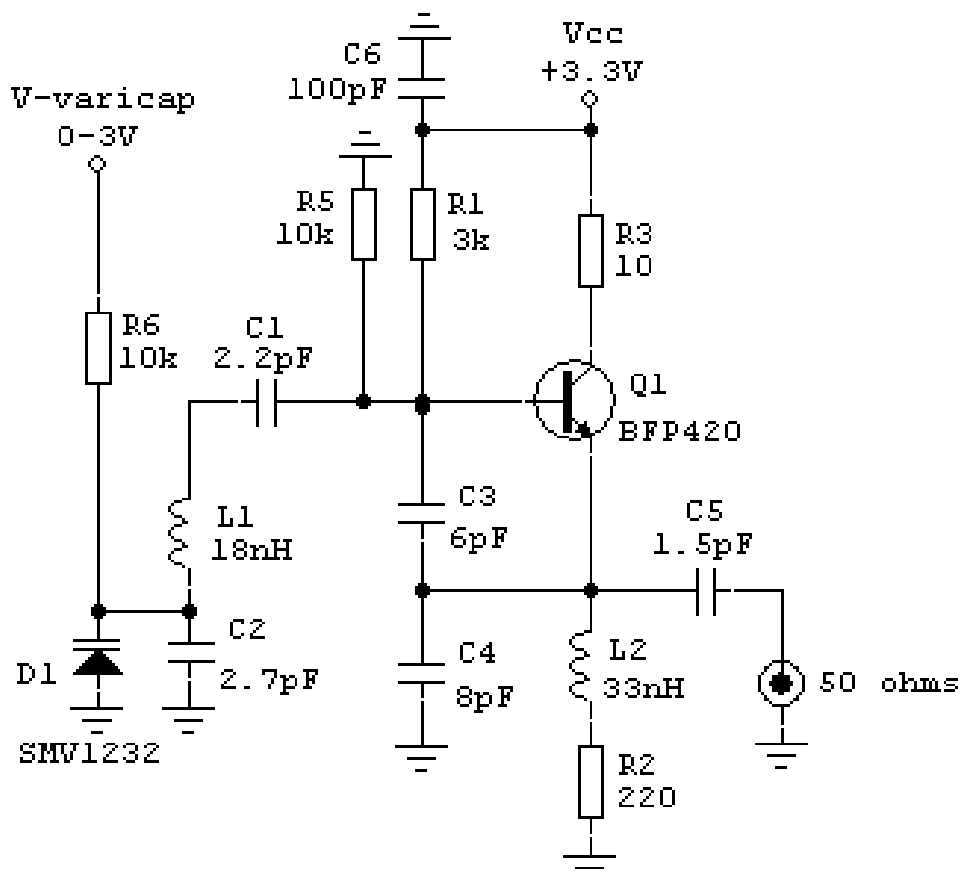
Однією вагомою причиною використання транзистора з високим  $F_t$ , такого як BFP420 ( $F_t = 25$  ГГц), є те, що C2 може бути невеликим, і запуск коливальника буде одночасно надійним.

Щоб гарантувати, що навантажена добротність контуру резонатора не є обмежуючим фактором у продуктивності фазового шуму, варактор можна

замінити на фіксований конденсатор 2,5 пФ і порівняти результати. Варактор може погіршити до 5-6 дБ.

Варактор може зменшити добротність резонаторного контуру, але цей ефект є вторинним по відношенню до варакторної модуляції через його власний еквівалентний шумовий опір. Одним із способів зменшення цього ефекту є паралельне встановлення двох або більше варакторів меншого значення, зберігаючи ту саму настроювальну криву. Це ефективно знижує еквівалентну шумостійкість.

### Серія Tuned Colpitts VCO (Clapp VCO)



### 1GHz - 1.2GHz series tuned Colpitts VCO (Clapp VCO)

Рисунок 2.2 – Послідовно налаштована схема Кольпітса (або осцилятор Клаппа)

Послідовно налаштована схема Кольпітса (або осцилятор Клаппа) працює майже так само, як і паралельна (див. рис.2.2).

Відмінність даного генератора полягає в тому, що змінний конденсатор, C1, розташований так, щоб він був добре захищений від перевантаження великими значеннями C3 і C4.

Насправді невеликі значення  $C3$ ,  $C4$  обмежують діапазон налаштування. Фіксована ємність  $C2$  часто додається через варикап, щоб дозволити зменшити діапазон налаштування до необхідного, не заважаючи  $C3$  і  $C4$ , які встановлюють зв'язок підсилювача.

Серійно налаштований генератор керований напругою Colpitts має кращу стабільність, ніж оригінал з паралельним налаштуванням. Необхідно звернути увагу, як  $C3$  і  $C4$  заблокують ємності підсилювача в обох версіях. Частота коливань визначається як:  $\omega^2 L = [1/(C2+Cvar)]+(1/C3)+(1/C4)$ .

### Широкосмуговий Colpitts VCO

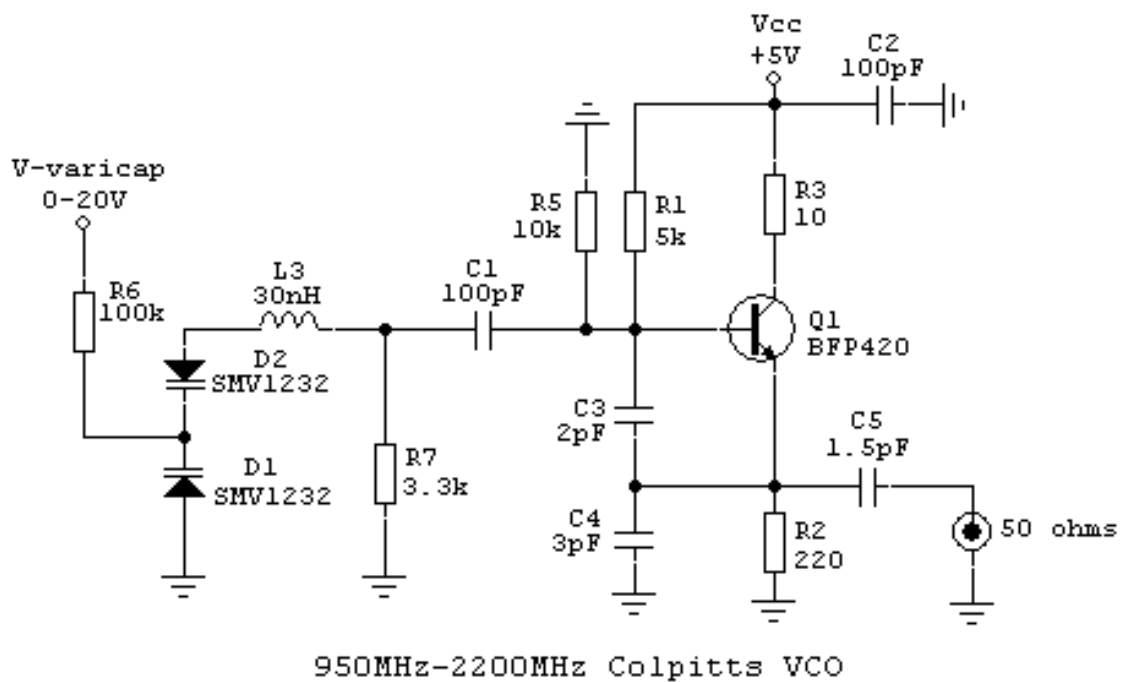


Рисунок 2.3 – Широкосмуговий VCO Colpitts

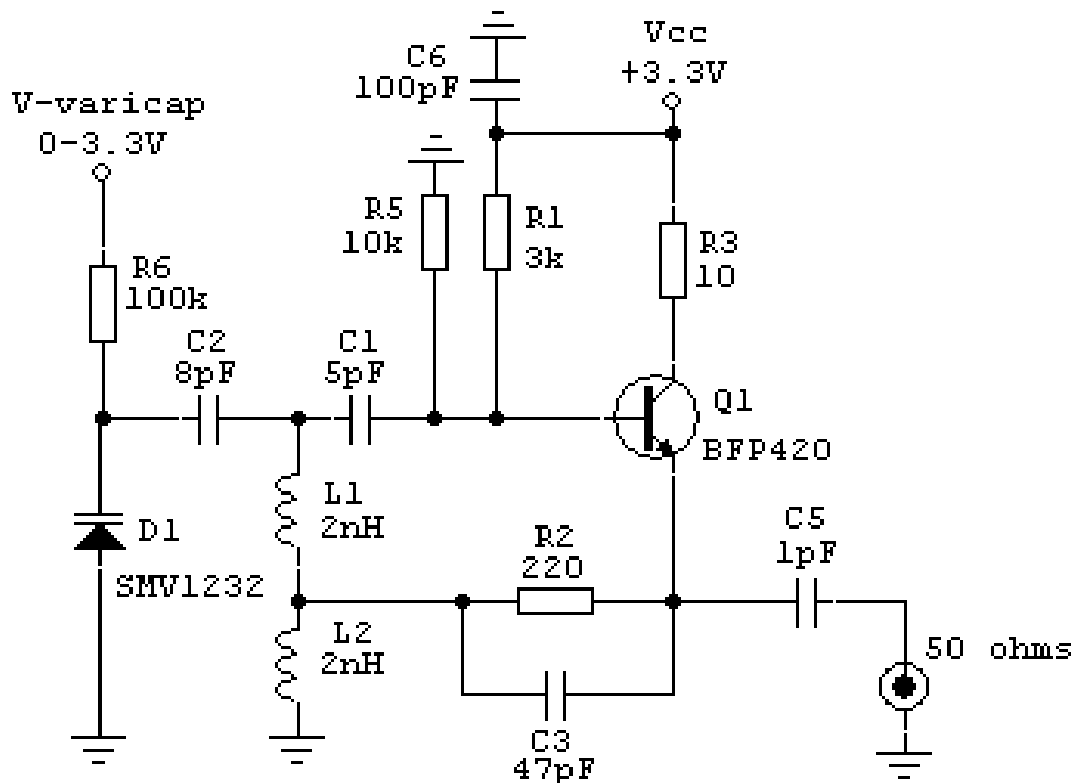
На рис.2.3 представлений широкосмуговий VCO Colpitts, який використовує послідовне з'єднання двох варакторів SMV1232 замість одного варактора. Це з'єднання дозволяє знизити ємність при високих напругах, зберігаючи при цьому коефіцієнт налаштування одного варактора. З'єднання «спина до спини» також допомагає зменшити викривлення та вплив окантовки та монтажної ємності.

Широкосмугові ємності зворотного зв'язку Колпітса  $C3$ ,  $C4$  були оптимізовані для забезпечення рівної характеристики потужності в широкому діапазоні налаштування. Ці значення також можуть бути повторно оптимізовані для фазового шуму, якщо потрібно.

Схема дуже чутлива до вибору транзистора (діапазон налаштування та стабільність) через вимогу до широкої пропускну здатності.

Зміщення постійного струму забезпечується через резистори R6 і R7, що може впливати на фазовий шум, але дозволяє виключити радіочастотні дроселі. Це зменшує витрати та можливість паразитних резонансів, що є частою причиною помилкових відгуків та нестабільності частоти.

## Hartley VCO



Hartley VCO - 1.4GHz to 1.8GHz

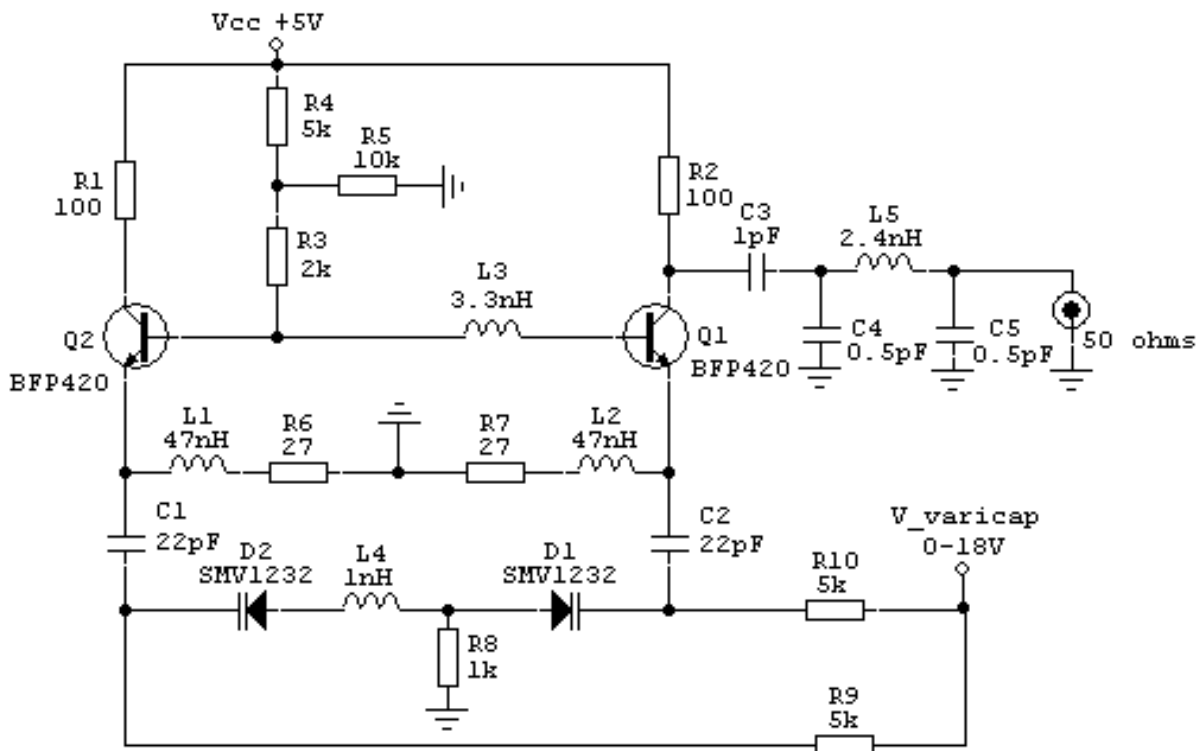
Рисунок 2.4 – Схемотехнічне рішення Hartley VCO

На рис. 2.4 наведено схему Hartley VCO схожий на паралельно налаштований Colpitts, але джерело підсилювача підключається до індуктивності контура замість ємності контура. Типове розміщення крана становить від 10 до 20% від загальної кількості обертів від «холодного» кінця індуктора. (Звичайно називати кінець індуктивності з найнижчим сигналом напруги холодним, а інший, з найвищою напругою сигналу, гарячим.). Так само, як і у випадку з Колпітсом, гарне місце для початку – це співвідношення один до одного. Ємність C2 за потреби обмежує діапазон налаштування.



Ємність C1 знижено до мінімального значення, що дозволяє надійний запуск. Це необхідно, оскільки відсутність у Hartley ємнісного подільника Кольпітса в іншому випадку з'єднує ємності транзистора з контуром сильніше, ніж у Colpitts, що потенційно впливає на стабільність частоти схеми.

### Широкосмуговий диференціальний двотактний VCO



Wideband Differential Push-Push VCO - 3GHz to 6GHz

Рисунок 2.5 – Широкосмуговий диференціальний двотактний VCO

На схемі (рис.2.5) показано пару транзисторів в одному контурі зворотного зв'язку, з'єднаних так, щоб струми колектора були зміщені на  $180^\circ$ . Використовується пара варакторів SMV1232, під'єднаних спина до спини, щоб зменшити ємність у діапазоні високої напруги, не змінюючи коефіцієнт налаштування.

Зміщення варактора постійного струму забезпечується через резистори R8, R9 і R10, що може впливати на фазовий шум, але усуває необхідність в індуктивних дроселях. Це виключає можливість паразитних резонансів, які можуть вплинути на широкий діапазон налаштування, а також викликати нестабільність частоти та шпори.

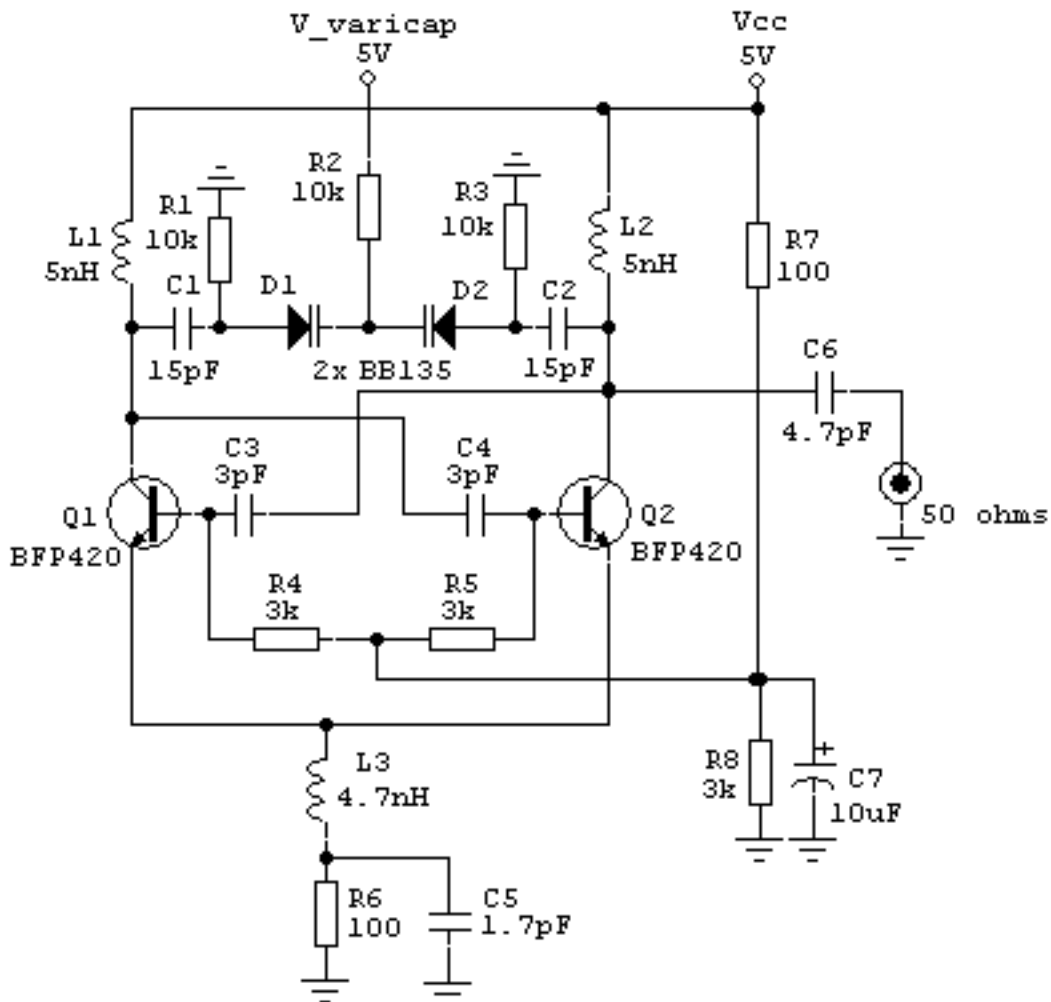
Дроселі постійного струму,  $L1$  і  $L2$ , використовуються для фазової корекції між парами, а їх втрати переважають послідовними емітерними резисторами  $R6$  і  $R7$ .

Послідовні ємності  $C1$  і  $C2$  для блокування постійного струму, включаючи пов'язані з ними паразити, повинні мати SRF за межами діапазону налаштування. Триполіусний фільтр низьких частот на виході використовується для фільтрації небажаних паразитних коливань.

Осцилятори, керовані напругою, були відомі протягом певного періоду часу, особливо тому, що вони забезпечують перевірену конструкцію, яка має вдвічі більшу вихідну частоту, ніж будь-який один транзистор у мікрохвильовому VCO. Натиснутий VCO використовує дві симетричні підсхеми для коливань у непарному режимі ( $180^\circ$  поза фазою) до основної частоти  $f_0$ , коли 2-а гармоніка ( $2f_0$ ) підключена до вихідного порту. • Таким чином, на виході штовхаючого осцилятора основний сигнал  $f_0$  і непарні гармоніки ( $3f_0$ ,  $5f_0$ ,...) гасяться, а парні гармоніки ( $2f_0$ ,  $4f_0$ ,...) конструктивно об'єднуються по фазі при вихідну мережу, доставляючи 2-ю гармоніку до вихідного навантаження. Будь-який автогенератор повинен покладатися на генерацію сигналів від кожного транзистора, який повинен бути багатий компонентами 2-ї гармоніки, тому що основні компоненти гасять. З цієї причини перевага віддається біполярним транзисторам, оскільки вони мають кращі характеристики 2-ї гармоніки через властиві нелінійності. Оскільки два субгенератора використовують загальний резонатор, і вони коливаються на половині вихідної частоти, доступні вищі добротності резонатора. У штовхач-генераторі сигнал основної частоти закінчується «віртуальним заземленням». Таким чином, навантажена добротність дорівнює ненавантаженій добротності генератора, що покращує характеристики фазового шуму генератора. Ще одне покращення фазового шуму відбувається через те, що за визначенням, Натискні генератори забезпечують припинення навантаження для сигналу 2-ї гармоніки, який інакше відбивався б назад, коливає кожну напругу осцилятора і працює як потужність шуму для основного коливання, що призводить до збільшення фазового шуму. • Крім того, генератори з натисканням-натисканням мають високу стійкість до ефектів витягування навантаження, тому що субгенератори закінчуються «віртуальним заземленням», і тільки на частотну складову 2-ї гармоніки впливає опір навантаження генератора. Така поведінка покращить стабільність частоти осцилятора. Для отримання сильного фундаментального відхилення на виході з натисканням-натисканням дуже важливо мати хорошу

симетрію схеми та компонування друкованої плати. Для температурної компенсації на емітер і базу транзисторів можуть бути додані поточні дзеркальні схеми.

### Диференціальний перехресний VCO



Differential Cross-Coupled VCO - 500MHz to 1GHz

Рисунок 2.6 – Диференціальний перехресний VCO

На рис.2.6 наведена схема диференціального перехресного VCO. Пара диференціальних транзисторів із перехресним зв'язком дає від'ємний опір резонатору через позитивний зворотний зв'язок. Цей від'ємний опір скасовує втрати від резонатора, забезпечуючи тривалі коливання. Зміна частоти досягається за допомогою двох варикапних діодів BB135.

Оптимальний компроміс між фазовим шумом, викликаним тепловим шумом, і розсіюванням потужності постійного струму може бути досягнутий, коли амплітуда коливань розрахована на роботу

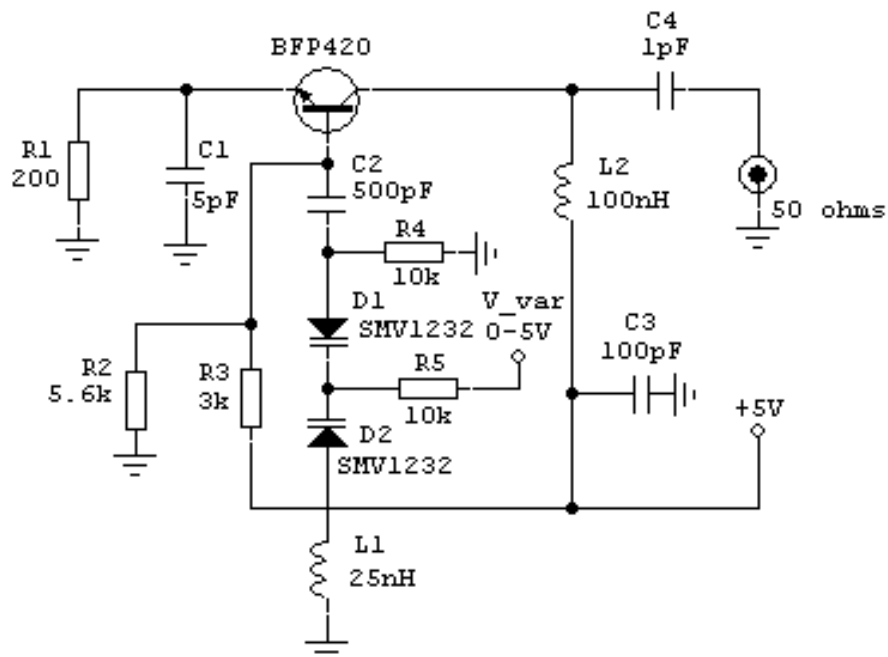
диференціальних парних транзисторів на межі між областями насичення та лінійними.

У факторі надлишкового шуму  $F$  переважає шум від хвостового джерела струму поблизу парних гармонік несучої частоти. Щоб покращити фазовий шум, цей внесок необхідно мінімізувати. Ефективний спосіб зробити це – використовувати техніку фільтрації шуму. Індуктивність  $L3$  і конденсатор  $C5$  утворюють фільтр низьких частот 2-го порядку, який запобігає введенню шуму на рівних гармоніках в шлях зворотного зв'язку генератора.

Шумовий фільтр не впливає на низькочастотний шум від хвостового джерела струму. Низькочастотний шум від хвостового джерела струму також перетворюється на несучу як амплітудну модуляцію. Низькочастотний шум на лінії налаштування модулює нелінійну ємність варакторів, викликаючи зміну фазового шуму з керуючою напругою.

Погіршення фазового шуму через шум керуючої напруги є дуже значним у нижньому діапазоні налаштування, де варактори є найбільш нелінійними. Стек з двох варакторів зменшує коефіцієнт підсилення варакторів  $K_{vco}$  в нижньому діапазоні налаштування, що, у свою чергу, зменшує зміну фазового шуму з керуючою напругою.

### VCO з від'ємним опором



Negative Resistance VCO - 900MHz to 1.3GHz

Рисунок 2.7 – VCO з від'ємним опором

На рис.2.7 представлено схему технічне рішення VCO з від'ємним опором. Резонатор VCO негативного опору являє собою послідовно налаштовану базову мережу, що складається з двох послідовних варикапних ємностей і дроселя для елемента позитивного реактивного опору. Продуктивність сильно залежить від типу транзистора. Деякі значення компонентів є критичними.

Цей генератор насправді найкраще працює, коли використовуються нижчі транзистори. Схему можна уявити як послідовно налаштований Clapp, з внутрішнім транзисторним ємністю база-емітер і ємністю колектор-емітер, що діють як дільник напруги. НВЧ-транзистори з невеликою внутрішньою ємністю працюють погано, за винятком верхнього діапазону корисного діапазону цього типу генератора. Пристрої з вищими  $F_t$  вимагали збільшення ємності, доданої на емітері. На нижньому кінці діапазону частот іноді необхідно додати зовнішню ємність база-емітер,

Якщо умови зміщення призводять до опору випромінювача нижче приблизно 200 Ом, може знадобитися РЧ-дросель послідовно з опором. Цей дросель не повинен мати будь-яких резонансів у робочому діапазоні частот.

Вихід можна взяти з кількох точок. Індуктивність  $L_1$  може бути відведена. Коли кран переміщується до транзистора, виділяється більше енергії. Якщо відвід знаходиться занадто близько до транзистора, навантаження зменшує запас коливань, і робоча частота стає більш залежною від навантаження.

Вихід може бути отриманий за допомогою ємнісної зв'язку на емітері (низький рівень) або на колекторі (вищий рівень, але має більше паразитних).

Оскільки генератор негативного опору використовує послідовно налаштований резонатор, індуктивність виведення варакторів стає частиною резонатора. Це перевага перед генераторами з варакторною настройкою, що використовують паралельні резонатори. Індуктивність базового конденсатора зв'язку та індуктивність бази транзистора також поглинаються.

Навантажена добротність генераторів негативного опору, як правило, менше 5, і ця схема не піддається спробам покращити  $Q$ . При використанні в якості ширококутового VCO, налаштованого на варактор, низький навантажений  $Q$  не обмежує суттєво продуктивність фазового шуму, оскільки переважає шум варикторної модуляції, зокрема на більш високих частотах зміщення.

## Схемотехнічне рішення VCO по методу Франкліна

Генератор Франкліна використовує два транзисторних каскади, що мають однакову загальну клему (емітер для біполярного пристрою), коли можливі більший коефіцієнт посилення потужності та краща ізоляція від резонансного контуру в порівнянні з випадком однокаскадної конфігурації.

Існують дві можливі конфігурації для резонансного контуру: паралельна та послідовна. Схема, представлена на рис.2.8, використовує паралельний LC-резонансний контур (L1 і варкторний діод).

У разі паралельної конфігурації резонансного контуру резонансний LC-ланцюг ізольовано від входу першого каскаду та виходу другого каскаду за допомогою малих шунтуючих ємностей C1 і C2, що мають високі реактивні опори на резонансній частоті.

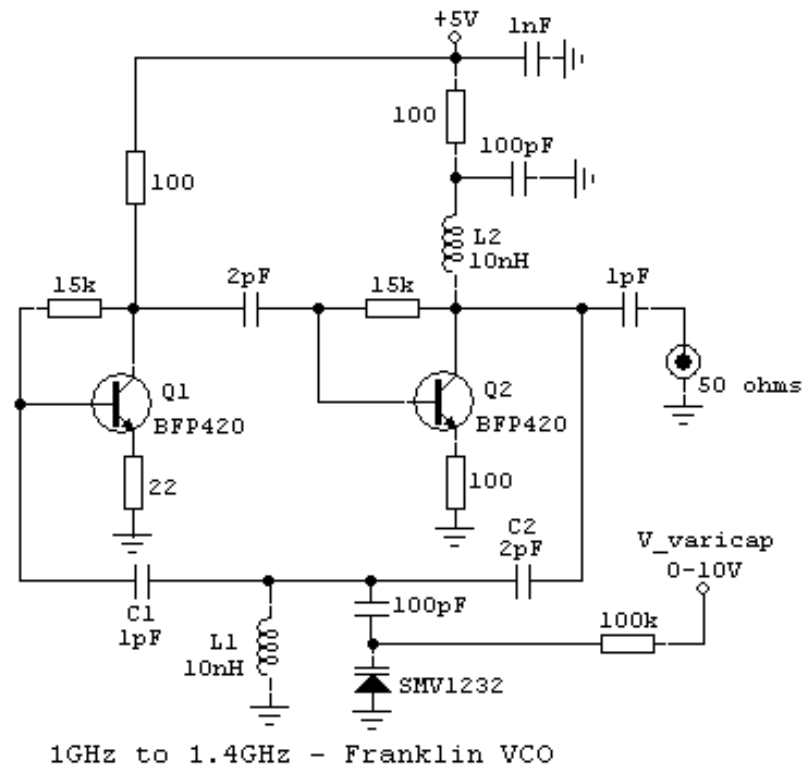


Рисунок 2.8 – Схемотехнічне рішення VCO по методу Франкліна

У цій схемі кожна ступінь зміщує фазу на  $180^\circ$ , так що загальний фазовий зсув становить  $360^\circ$ , що еквівалентно нульовому фазовому зсуву. Можна сказати, що один каскад служить фазоінвертуючим елементом замість RC або LC кола, яка зазвичай виконує цю функцію. З аналітичної точки зору неважливо, який каскад ми будемо розглядати як підсилювач або фазоінвертор. У цьому відношенні конфігурація по суті симетрична; обидва каскади забезпечують посилення та інверсію фази.

- Характерною особливістю генератора Франкліна є те, що величезне підсилення дозволяє працювати з дуже малим зв'язком з резонансним контуром.
- Таким чином, на частоту відносно мало впливають зміни в активному пристрої, а добротність резонансного контуру суттєво вільна від деградації.
- Найближчий наближення до стабільності високої частоти, властивої цьому генератору, досягається обмеженням роботи в області класу А або поблизу неї. Це не повинно бути досягнуто, зменшуючи посилення двох каскадів, а, навпаки, роблячи конденсатори C1 і C2 дуже малими.
- Крім того, у цьому відношенні корисний етап «буфера» переслідувача напруги. Вилучення енергії безпосередньо з резонансного контура, звичайно, зводить нанівець стабільність частоти, яку можна було б отримати в іншому випадку.
- Очевидно, що генератор Франкліна призначений як малопотужний частотно-регулюючий каскад, а не як генератор потужності.

### Схемотехнічне рішення Goral VCO

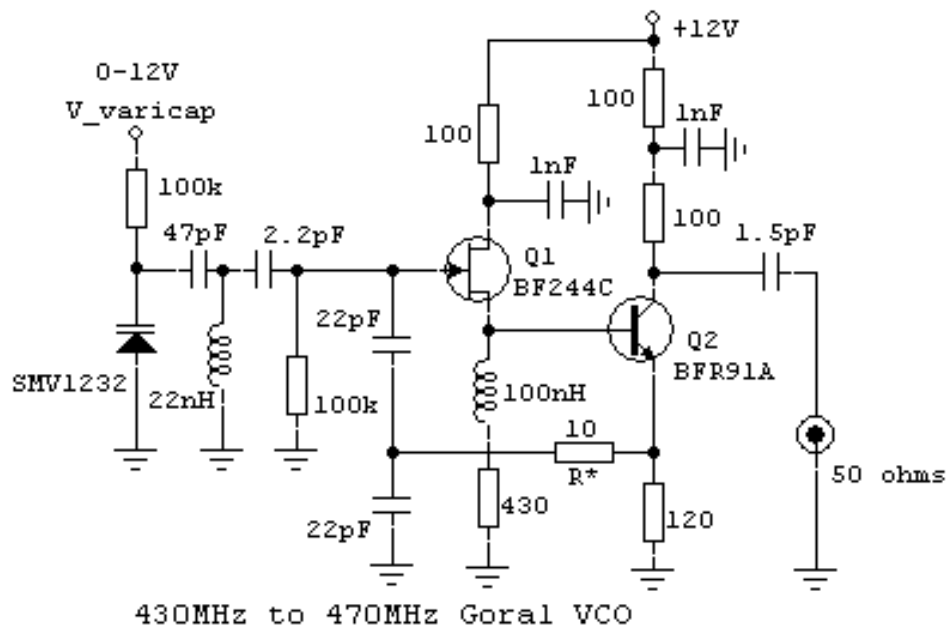


Рисунок 2.9 – Схемотехнічне рішення Goral VCO

На рис. 2.9 представлено схемотехнічне рішення Goral VCO. VCO Goral має каскад емітер-повсюджувач, вставлений в шлях зворотного зв'язку звичайної схеми осцилятора Кольпітса.

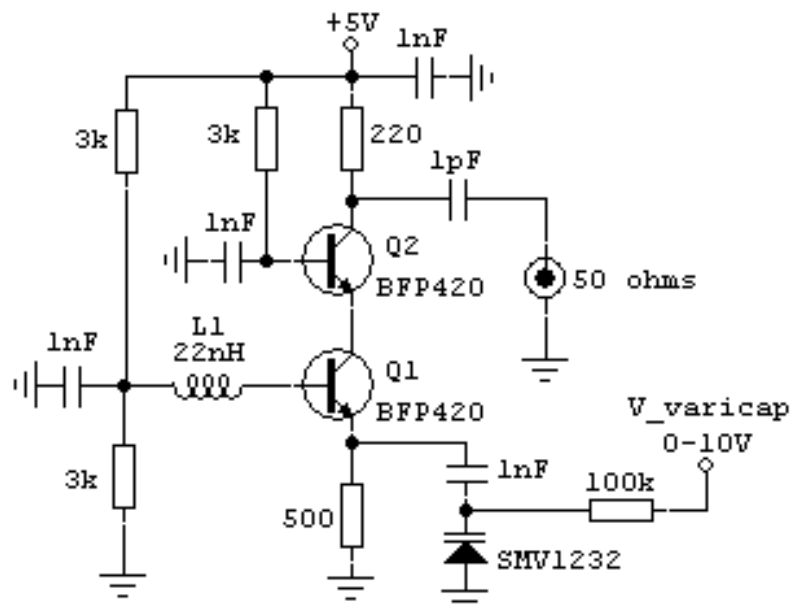
- Середня точка ємнісного подільника (який фактично є частиною резонансного контуру) тепер бачить набагато нижчий опір відносно землі, ніж це було б без емітерного повторювача.

- Оскільки коефіцієнт посилення зворотного зв'язку у Goral VCO більше, ніж у стандартного Colpitts, розміщення резистора зворотного зв'язку  $R^*$  допомагає покращити загальну продуктивність фазового шуму, а також покращити лінійність, зменшуючи гармоніки, що генеруються VCO.
- Коефіцієнт посилення потужності комбінації JFET/VJT набагато більший, ніж у «осцилятора» JFET окремо. Є простір для значних експериментів у співвідношенні двох конденсаторів, що використовуються в секції Колпітса схеми. Цей коефіцієнт можна оптимізувати для стабільності частоти, не залишаючи зворотного зв'язку.

Необхідно зауважити, що емітер-повсюдживач безпосередньо підключений до JFET. Можливо, знадобиться поекспериментувати з опорами, що визначають зміщення, щоб переконатися в роботі класу А від емітер-повторювач. Крім того, вихідний транзистор призначений для роботи в області класу А.

### Каскодний VCO

На рис.2.10 наведено схемотехнічне рішення каскадного VCO. Для забезпечення більш високої ізоляції навантаження від резонансного контуру VCO можна використовувати каскодну конфігурацію VCO. Умови коливань негативного опору для транзистора Q1 із загальним емітером забезпечуються за допомогою індуктивності зворотного зв'язку L1.



1.4GHz to 2GHz - Cascode VCO

Рисунок 2.10 – Схемотехнічне рішення каскадного VCO



## Схемотехнічне рішення Vackar VCO

На рис. 2.11 представлено схемотехнічне рішення Vackar VCO. Даний VCO один з найкращих серед свого класу. Якщо ви хочете створити дуже стабільний, низький фазовий шум і низький рівень помилкових VCO, безумовно, вибір Vackar VCO. Це не поширений тип у «професійному» світі РФ; однією з причин могло бути ім'я його винахідника. Vackar VCO є різновидом моделі генератора з розділеною ємністю. Це схоже на Колпітс або Клапп VCO в цьому відношенні. Відрізняється тим, що вихідний рівень більш стабільний по частоті, і має ширшу пропускну здатність у порівнянні з дизайном Colpitts або Clapp.

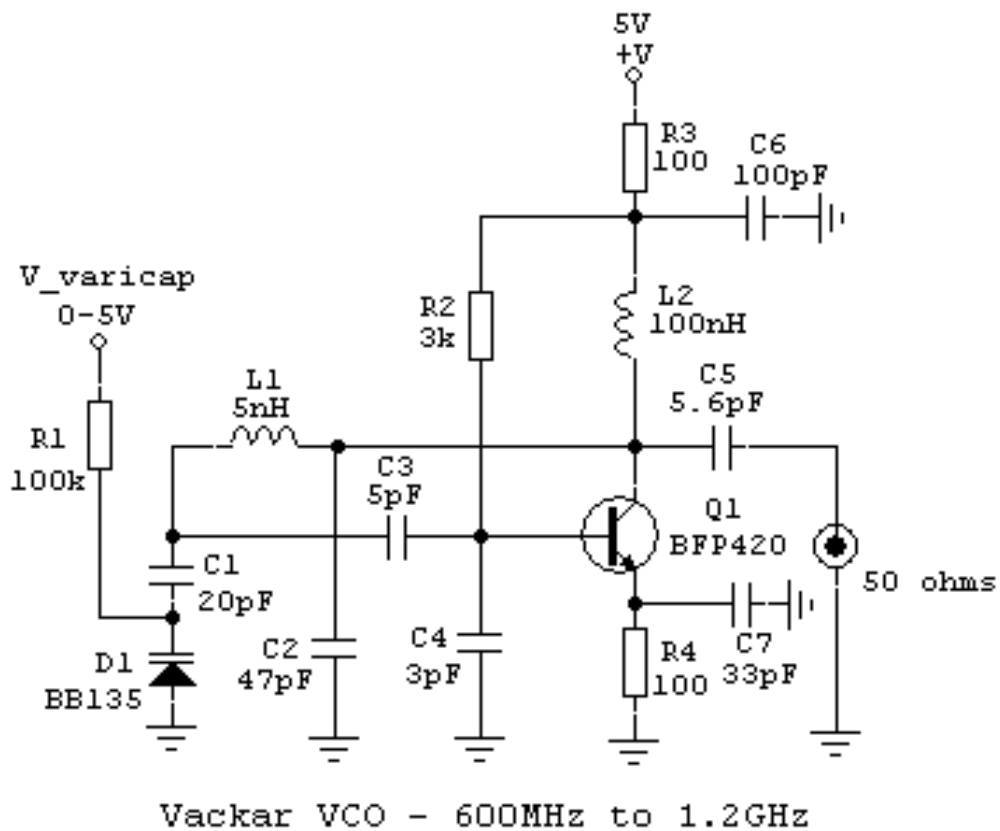


Рисунок 2.11 – Схемотехнічне рішення Vackar VCO

Схема VCO VCO включає в себе контур  $\pi$ -секції для досягнення необхідного перевороту фази на  $180^\circ$  у контурі зворотного зв'язку.

Однак інвертований сигнал зворотного зв'язку не надходить безпосередньо на вхід активного пристрою; скоріше, він слабо пов'язаний через невеликий конденсатор. Часто для додаткового зменшення зв'язку вводиться шунтуючий конденсатор.

Основна ідея полягає в тому, щоб максимально ізолювати резонансний контур від входу активного пристрою, щоб отримати надійне коливання.

Ця схема є особливо вигідною з твердотільними пристроями, і особливо з біполярними транзисторами, які мають надзвичайно низький вхідний опір і які представляють широко варіюється реактивний опір до налаштованої схеми внаслідок зміни температури та напруги.

Після того, як загальна схема запрацює, значення ємності  $C1$  послідовно з  $Cvar$  і ємністю колектора ( $C2$ ) можуть бути оптимізовані для досягнення найкращої стабільності. Як правило, буде виявлено, що найближчий до колектора транзистора конденсатор може бути в кілька разів більшим, ніж конденсатор, пов'язаний з базовою схемою.

Введення ослаблення в контур зворотного зв'язку (через малий конденсатор у  $Vasvar$ ) запобігає перезбудженню і ефективно ізолює резонансний контур від активного пристрою.

Діапазон настройки частоти  $Vasvar$  VCO перевищує одну октаву, що не спостерігається для багатьох типів осциляторів.

Налаштування частоти забезпечується незалежно від підключення до контуру контура LC.

Параметричні змінні транзистора (які залежать від струму зміщення та температури) ізолювані від резонатора.

Транзисторний вхід не перевантажений, як інші схеми VCO, а вихід колектора має низький опір, що забезпечує низький коефіцієнт посилення лише для підтримки коливань.

Коефіцієнт поділу зворотного зв'язку фіксований (типовий діапазон для коефіцієнта зв'язку становить від 1:4 до 1:9). Навіть якщо VCO налаштований, дільник імпедансу фіксується, таким чином підвищується стабільність.

Дві негативні сторони VCO VCO - це критична початкова точка коливань і низький вихідний рівень, який завжди вимагає використання буферного підсилювача. Коли коливання не починається, означає, що у нього недостатньо позитивного зворотного зв'язку, щоб почати коливання і підтримувати його в часі. На наведеній вище схемі  $C3$  і  $C4$  є критичними значеннями, що визначають цю точку.

$L2$  використовується як радіочастотний дросель з SRF за межами частотного діапазону, щоб не впливати на діапазон налаштування та рівномірність над частотою. Важливо, щоб РЧ-дросель в колекторній схемі

«виглядав добре» на робочій частоті (представляє високий індуктивний реактивний опір). Резонанси від розподіленої ємності в обмотках дроселя, особливо в послідовно-резонансному режимі, можуть погіршити стабільність або навіть пригнічувати коливання. Дроселі з феритовим сердечником зазвичай підходять для цього застосування. Чутливість до характеристик радіочастотного дроселя є спільною для всіх схем генератора, які використовують дроселі для подачі робочої напруги постійного струму на генератор.

### 2.3 Висновки до розділу

У цьому розділі розглянуто схемотехнічні рішення, за допомогою яких реалізуються VCO (Генератор керований напругою) та можливість вибору топології для створення генератора та пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму. Специфікації конструкції базового генератора часто вимагають заданої вихідної потужності в заданому навантаженні на проектній частоті. Рівень напруги і струму зміщення встановлюють основний вихідний струм, а частота коливань встановлюється компонентами резонатора.

При виборі транзистора слід враховувати вимоги до шуму, частоти та потужності. Залежно від конкретного пристрою, конструкція може враховувати паразитні властивості пристрою, що впливають на компоненти резонатора, а також нелінійні характеристики продуктивності.

Усі схеми розглянуті схемо технічні рішення VCO, практично створені з використанням SiGe транзистора BFP420, і будь-яку з них можна повторно налаштувати на різні частотні діапазони, змінюючи варіації та значення резонансного LC контуру.

### 3 СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТ

#### 3.1 Основні характеристики й параметри синтезаторів частот

У сучасних передавачах як збудників використовують синтезатори частот – пристрою, що створюють коливання дискретної сітки частот, синтезованих з коливань декількох або одного еталонного генератора з високою стабільністю еталонної частоти. У якості еталонного звичайно застосовують кварцовий автогенератор, а в найбільш відповідальних випадках використовують квантові стандарти частоти, відносна нестабільність яких не гірше  $10^{-10} \dots 10^{-13}$ . [34].

Для оцінки властивостей синтезаторів частот використовують наступні основні параметри:

- діапазон робочих частот  $f_{\min} \dots f_{\max}$ ;
- крок дискретної сітки частот  $F_c$  або кількість робочих частот:

$$N = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{F_c} + 1 \quad (3.1)$$

- ( $F_c$  – від часток герца до декількох десятків кілогерців,  $N = 10 \dots 10^5$ );
- довгострокова відносна нестабільність робочої частоти;
- фазові шуми;
- коефіцієнт придушення побічних коливань, що характеризує відношення потужності робочого коливання  $P_{\text{раб}}$  до потужності побічного  $P_{\text{поб}}$  на виході синтезатора:

$$D = 10 \lg \frac{P_{\text{раб}}}{P_{\text{поб}}} \quad (3.2)$$

(по діючих нормах  $D > 40 \dots 60$  дБ, в окремих випадках потрібно  $D > 100$  дБ);

- час переходу з однієї робочої частоти на іншу;
- потужність коливань на виході синтезатора (звичайно 1(10 мВт, оскільки задовольнити іншим перерахованим вимогам набагато легше на малому рівні потужності) [35].

Для формування дискретної сітки частот найбільше широко використовуються дві групи методів – 1) методи прямого синтезу й 2)

методи непрямого синтезу. У синтезаторах *прямого синтезу* вихідне коливання формують безпосередньо з еталонного, виділяючи потрібну частоту вузькополосними фільтрами. У синтезаторах *непрямого синтезу* вихідний сигнал виробляють у генераторі, що перебудовується по частоті, (ПГ), що така частота якого безупинно рівняється з еталонної й підтримується з високою точністю за допомогою системи частотного або фазового автопідстроювання частоти.

Звичайно синтезатори сітки частот складаються із двох блоків: датчика опорних частот (ДОЧ) і датчика сітки частот (ДСЧ). У ДОЧ формуються допоміжні коливання опорних частот, з яких у ДСЧ синтезуються вихідні коливання із заданою частотою.

У радіопередаючій апаратурі найбільше широко використовуються синтезатори із кроком сітки  $F_c = 10^k$  Гц, де  $k$  – ціле позитивне або негативне число, або нуль. При цьому значення частот, що утворюють сітку, описуються співвідношенням

$$f_{\text{вих}} = n_m 10^{m-1} F_c + n_{m-1} 10^{m-2} F_c + \dots + n_1 F_c = \sum_{i=1}^m n_i 10^{i-1} F_c, \quad (3.3)$$

де всі  $n_i$  можуть приймати цілочислені значення від 0 до 9,  $m$  – число значущих цифр у відносному значенні максимальної частоти  $f_{\text{макс}}/F_c$  на виході синтезатора [36].

### 3.2 Пасивні синтезатори (метод прямого синтезу)

*Метод прямого синтезу частот* заснований на використанні операцій додавання, вирахування, множення й розподіли частот, формованих від одного високостабільного кварцового генератора [37].

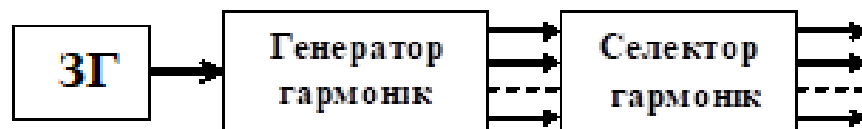


Рисунок 3.1 – Структурна схема датчика опорних частот з помножувачем частоти

Прикладом найпростішого є синтезатор, структура якого наведена на рис. 3.1. З коливань еталонного кварцового генератора, що задає, ЗГ за допомогою нелінійного перетворювача (генератора гармонік) формують послідовність дуже коротких прямокутних імпульсів. Якщо тривалість цих імпульсів у багато разів менше їхнього періоду повторення, то їхній спектр багатий гармоніками.

За допомогою вузькополосних фільтрів у селекторі гармонік виділяється сигнал необхідної частоти. Ступінь придушення небажаних компонентів на виході синтезатора визначається параметрами фільтрів.

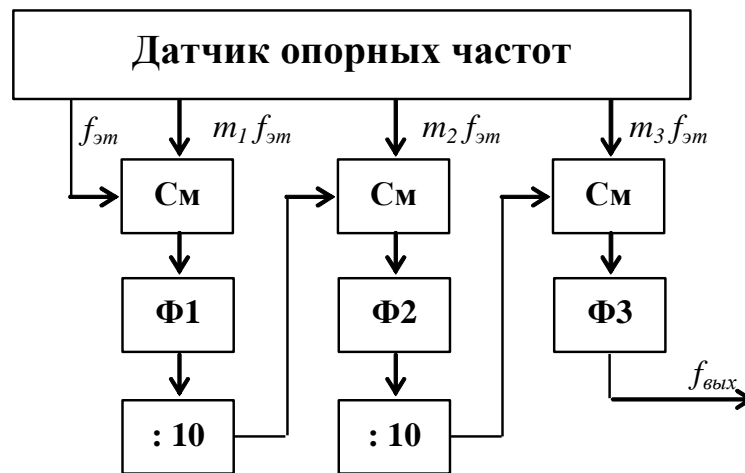


Рисунок 3.2 – Декадний синтезатор частот

У більше складних синтезаторах, побудованих по методу прямого синтезу, використовується декадний синтезатор (рис. 3.2). Смугові фільтри виділяють сигнали сумарної частоти. Далі частота виділеного сигналу зменшується в 10 разів дільником.

$$f_{\text{вых}} = m_3 \cdot f_{\text{эм}} + \frac{m_2}{10} f_{\text{эм}} + \frac{m_1 + 1}{100} f_{\text{эм}}, \quad (3.4)$$

де  $m$  – коефіцієнт кратності частоти.

Додавання кожної нової декади зменшує крок формованої сітки в 10 разів і в стільки ж раз збільшує число формованих частот.

### 3.3 Синтезатори з фазовим автопідстроюванням частоти (непрямий метод)

Виділити потрібну гармонійну складову за допомогою резонансних систем простими способами не вдається, тому для виділення частотної складової в широкому діапазоні частот застосовують системи фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ).

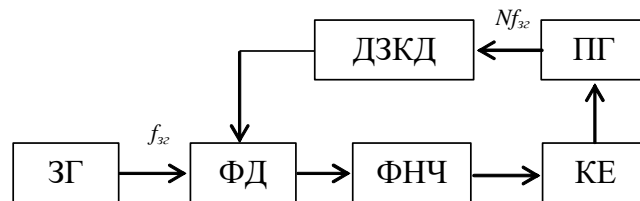


Рисунок 3.3 – Кільце ФАПЧ у синтезаторі за методом непрямого синтезу сітки частот

Структура кільця ФАПЧ показана на рис. 3.3, де позначене: ДЗКД - дільник зі змінним коефіцієнтом розподілу, ФД - фазовий детектор, КЕ - керуючий елемент (варикап генератора), ПГ - перелаштовуваний генератор. Вихідна напруга фазового детектора визначається різницею фаз напруг, що діють на його входах. Вихідна напруга ФД через ФНЧ впливає на УЭ, що змінює частоту ПГ таким чином, що в сталому режимі частота його коливань дорівнює  $Nf_{32}$ , де  $f_{32}$  - частота генератора, що задає,  $N$  - коефіцієнт розподілу ДЗКД. Як приклад на малюнку 3.4 наведена схема синтезатора, де використовується два дільники - з коефіцієнтами розподілу  $R$  і  $N$ .

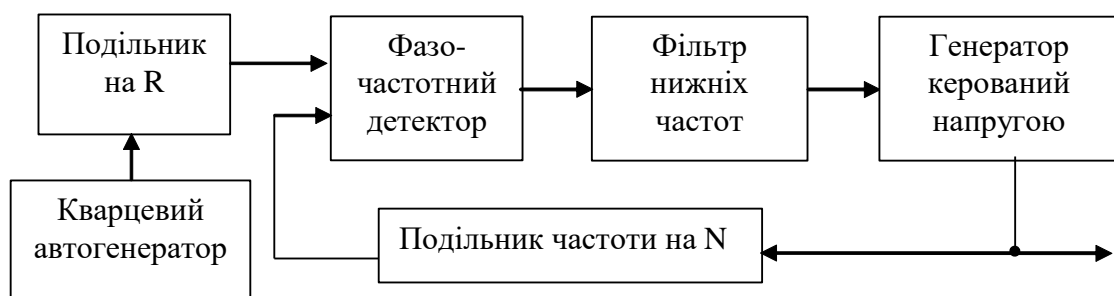


Рисунок 3.4 – Синтезатор із двома дільниками частоти

У схемі на рис. 3.4 відношення частоти вихідного сигналу до частоти кварцового автогенератора дорівнює  $N/R$ . При цьому можна вважати, що в схемі забезпечується дробовий коефіцієнт множення частоти, якщо  $N$  і  $R$  -

взаємно прості пари чисел. Таку схему синтезатора називають «інтерполяційною» [38].

Широко поширені синтезатори із дробовими N-Дільниками в ланцюзі зворотного зв'язка (наприклад - у передавачах ADF7010, ADF7012, синтезаторах ADF4153, ADF4154, SAA8028). Розподілом частоти за допомогою лічильників неможливо забезпечити дробовий коефіцієнт розподілу, тому використовують наступний прийом [39]. Нехай потрібно одержати коефіцієнт розподілу  $N+L/M$ , де  $N$ ,  $L$  і  $M$  - цілі числа, причому  $M > L$ ,  $N$  - ціла частина коефіцієнта розподілу,  $L/M$  - його дробова частина. Протягом перших  $L$  циклів розподілу коефіцієнт розподілу ДЗПД устанавлюється рівним  $N+1$ , а в наступних  $M-L$  циклах рівним  $N$ . Тоді середній за  $M$  циклів коефіцієнт розподілу [39]

$$N_{cp} = \{(N+1)L+N(M-L)\}/M = N+L/M. \quad (3.5)$$

При цьому сигнал на виході синтезатора буде мати потрібну частоту, але з деяким коливанням фази, що змінюється за періодичним законом. Отже, спектр його буде містити побічні складові, причому рівень цих складових не буде перевищувати  $20\lg(\Delta T/T_{cp})=20\lg(\Delta T \cdot f_{cp})$ , де  $\Delta T$  - різниця між максимальним і мінімальним значеннями періоду коливань, що генеруються,  $T_{cp}$  і  $f_{cp} = 1/T_{cp}$  - середні значення періоду і частоти відповідно. Приклади інтегральних схем PLL розглянуті в п. 3.6.

### 3.4 Цифрові синтезатори

Сучасні мікросхеми широко використовують прямий цифровий синтез DDS - Direct Digital Synthesis. Це метод формування аналогового сигналу (звичайно синусоїдального) шляхом генерації сигналів у цифровій формі з наступним цифро-аналоговим перетворенням. Такий спосіб має наступні переваги:

- можливість швидкого перемикавання частот без розриву фази;
- точний частотний дозвіл, дрібний крок сітки частот;
- широкий діапазон частот;
- можливість формування складних сигналів.

При сучасних технологіях цифрові синтезатори дуже компактні й споживають порівняно мало енергії. Швидко падає ціна таких мікросхем.



Сигнал із заданою частотою формується шляхом перетворення в тактові моменти часу коду лінійно наростаючої фази в код значень синусоїдального сигналу з наступним цифро-аналоговим перетворенням і низькочастотною фільтрацією.

Основне рівняння для цифрового синтезатора:

$$F_{\text{вих}} = kf_t/2^n, \quad (3.6)$$

де  $F_{\text{вих}}$  – вихідна частота,  $k$  - код (бінарне настроєчне слово),  $f_t$  – внутрішня тактова (системна) частота,  $n$  - ємність фазового накопичувача (акумулятора).

Частота на виході цифрового синтезатора залежить від двох змінних – тактової частоти  $f_t$  і бінарного числа  $k$ , програмувального в частотний регістр. Це – налаштувальне слово FTW (frequency tuning word) Мінімальна частота вихідного сигналу виходить при  $k = 1$ , максимальна – при  $k=0,5 \cdot 2^n = 2^{n-1}$ , тобто максимальна частота вихідного сигналу дорівнює половині частоти тактових імпульсів (згадайте теорему Котельникова). Налаштувальне слово (код частоти) завантажується в частотний регістр послідовно або побайтно. Фактично це код дискрету фази при заданому значенні тактової частоти:

$$\Delta\varphi = 2\pi/N = 2\pi F_{\text{вих}}/f_t, \quad (3.7)$$

де  $N$  - число дискретів фази.

Обчислення вибірок гармонійного сигналу зводиться до перетворення вибірок пилкоподібної функції з виходу цифрового накопичувача фази (фазового акумулятора) у вибірки синусоїдального коливання. Цифровий накопичувач (акумулятор) складається із суматора й регістра даних. Із приходом кожного тактового імпульсу в суматорі підсумуються значення чисел, записаних у регістрі даних і частотному регістрі, отримана сума листується знову в регістр даних. Таким чином у накопичувачі формується код поточної фази миттєвого значення вихідного коливання. Як тільки значення поточної фази в накопичувачі перевищить  $2\pi$ , відбудеться переповнення, у регістр даних запишеться різниця між останнім значенням поточної фази і процес нагромадження фази повториться.

При формуванні сигналу з фіксованою частотою вихід фазового акумулятора змінюється лінійно, при цьому відповідний аналоговий сигнал -

пилкоподібний. Формування відліків синусоїдального сигналу забезпечується відповідною кодовою таблицею, що зберігається в ПЗП. Використовуючи симетрію синусоїдальної хвилі, можна реалізувати логікові для повної синусоїди лише від чверті циклу даних від фазового акумулятора. Інші значення фазоамплітудна таблиця генерує зворотним читанням таблиці даних.

Сучасні синтезатори DDS звичайно виготовляють за субмікронною технологією на базі КМОП-логіки з напругою живлення не більше 3 В і мініатюрних корпусів. Ціни на них постійно знижуються. Все це робить синтезатори DDS дуже перспективними. Однак дискретизація й цифро-аналогове перетворення, яким піддається сигнал у синтезаторах DDS, накладають і деякі обмеження.

Наприклад [36]:

- максимальна вихідна частота не може бути вище половини тактової (на практиці вона ще менше), але завдяки впровадженню нових технологій тактова частота постійно зростає;
- окремі побічні складові в спектрі сигналу на виході синтезатора DDS можуть бути значно більше, ніж у синтезаторах, побудованих на основі системи ФАПЧ, тому що спектральна чистота вихідного сигналу синтезатора DDS залежить від характеристик ЦАП;
- споживана синтезатором DDS потужність практично прямо пропорційна тактовій частоті й може досягати одиниць ватів для високочастотних синтезаторів, тому при високих тактових частотах такі синтезатори можуть виявитися непридатними для пристроїв з батарейним живленням.

### 3.5 Порівняння методів синтезу частот

Методи прямого синтезу кращі в тих випадках, коли на виході синтезатора потрібно кілька когерентних сигналів з різними частотами. У прямих методах можна забезпечити як завгодно малий крок сітки частот вихідного сигналу (до тисячних часток герца) при використанні, наприклад, методу ідентичних декад. Час перемикання з однієї частоти на іншу може бути доведене до одиниць наносекунд.

Недоліки синтезаторів прямого синтезу – важко одержати сигнал з високою чистотою спектра: при перетворенні, множенні й розподілі частот виникають побічні складові, збільшуються шумові компоненти. Для

підвищення чистоти спектра доводиться використовувати велику кількість фільтрів, що не завжди піддається мікромініатюризації.

При непрямим методах (активний синтез) вихідний сигнал одержують від генератора, що перебудовується, без яких або нелінійних перетворень. Тому основна перевага непрямим методів - низький рівень побічних спектральних складових, сягаючий - 115 дБ. Основні вузли активних синтезаторів легше реалізувати на інтегральних мікросхемах.

Недоліками методів активного синтезу є: порівняно великий час перебудови з однієї частоти на іншу, труднощі зменшення кроку сітки частот, можливість генерації вихідного сигналу, частота якого не відповідає встановленої органами керування (при виході з ладу кільця ФАПЧ, при помилкових захватах по частоті системою ФАПЧ).

### 3.6 Інтегральні схеми - синтезатори з ФАПЧ (PLL)

Синтезатор у контурі ФАПЧ містить фазочастотний детектор ФЧД (PFD – Phase Frequency Detector), що порівнює частоту сигналу на виході дільника в ланцюзі зворотного зв'язка  $F_N = F_{OUT}/N$  з розділеною версією частоти опорного генератора  $F_{PFD} = F_{REF}/R$ . Імпульси вихідного струму фазочастотного детектора інтегруються й с допомогою пристрою перекачування заряду (CP - Charge Pump) перетворюються в напругу. Ця напруга надходить через фільтр (Loop Filter) на ГУН (VCO - Voltage Controlled Oscillator), зменшуючи або збільшуючи вихідну частоту так, щоб привести середнє значення виходу фазочастотного детектора до нуля.

Вхідний дільник  $R$  зменшує частоту опорного генератора до частоти фазочастотного детектора ФЧД  $F_{PFD} = F_{REF}/R$ . Лічильник зворотного зв'язка зменшує вихідну частоту в  $N$  раз для порівняння із частотою  $F_{PFD}$ . У положенні рівноваги дві частоти рівні й вихідна частота дорівнює

$$F_{VCO} = N \cdot F_{PFD} . \quad (3.8)$$

Лічильник  $N$  - двухмодульний, з лічильниками  $A$  і  $B$ :

$$N = BP + A, \quad (3.9)$$

де  $P$  - прескалерна величина.

При виборі мікросхеми PLL необхідно враховувати наступні параметри

- фазовий шум,
- опорний спур,
- час захвата (lock time).

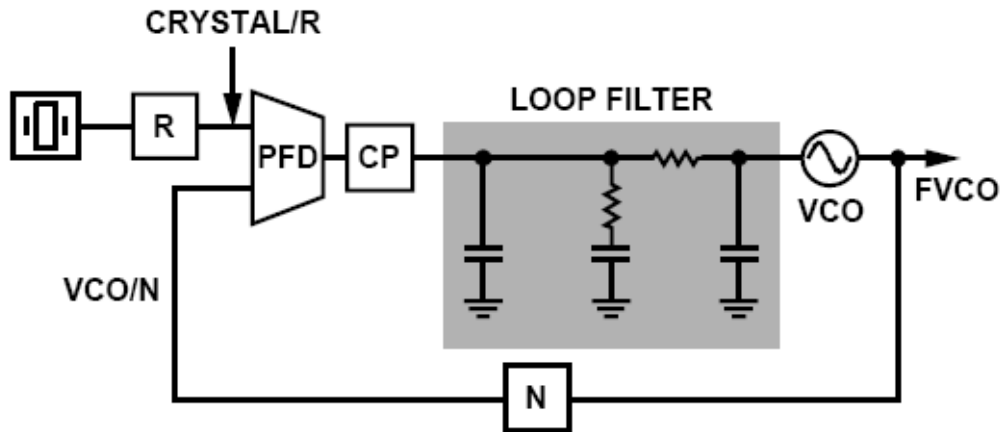


Рисунок 3.5 – Синтезатор з ФАПЧ (PLL): R- дільник частоти з коефіцієнтом розподілу R, PFD- фазочастотний детектор, CP-зарядний помпа, LOOP FILTER - контурний фільтр, VCO-генератор керований напругою, N- дільник частоти з коефіцієнтом поділу N

*Фазовий шум.* Для заданого рівня потужності несучої частоти фазовий шум синтезатора є відношення потужності несучої до потужності в смузі 1 Гц при певнім частотному зрушенні щодо несучої (звичайно 1 кГц для синтезатора). Виражається в dBc/Hz:

$$S_c(f) = 10\log(P_s/P_{SSB}). \quad (3.10)$$

*Опорний спур.* Це артефакти в дискретному зсуві частот, вироблені внутрішніми лічильниками й перекачуванням заряду на частоті PFD.

Паразитні складові збільшуються неузгодженими струмами нагору/долілиць від зарядової помпи CP, струму витoku CP і недостатньою фільтрацією (decoupling) джерел живлення. У приймачі ці паразитні сигнали змішуються із прийнятими сигналами й зменшують його чутливість. У передавачах ускладнюється фільтрація й посилюються вимоги до лінійності підсилювачів.

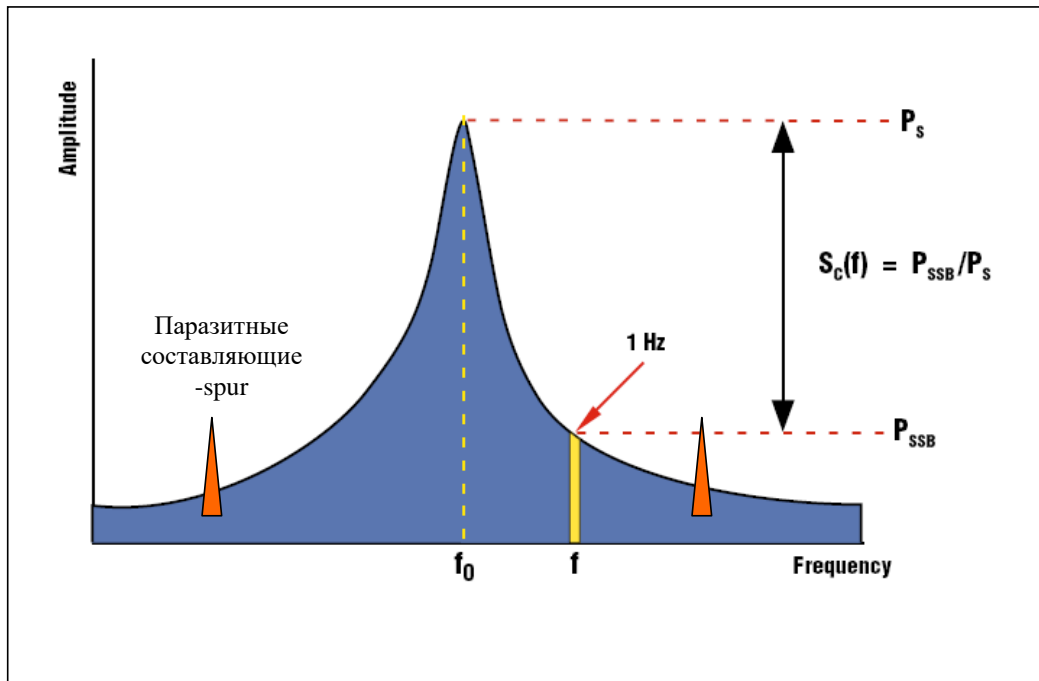


Рисунок 3.6 – Фазовий шум

Для GSM максимально допустима фазова середньквдратическая (СКО) помилка при прийманні/передачі становить 5 градусів. Реальні мікросхеми забезпечують значно менші значення [21](таблиця 3.1)

Таблиця 3.1 – Фазовий шум для синтезаторів фірми Analog Devices

Модель синтезатора	Фазовий шум, дБ	Фазовий шум, СКО, градуси
ADF4111	-86	0,86
ADF4112	-89	0,62
ADF4113	-91	0,56
ADF4106	-92,5	0,45

Приклад структури для виміру фазового шуму наведений на рис. 3.7.

**Час захвата.** Це час переходу з однієї частоти на іншу. Для GSM - 900 крок дорівнює 45 МГц, для GSM - 1800 становить 95 МГц. Необхідний допуск 90 Гц і 180 Гц відповідно. PLL повинна виконати частотний крок менш чим 1.5 тривалості слота, де час для кожного слота 577 мкс.

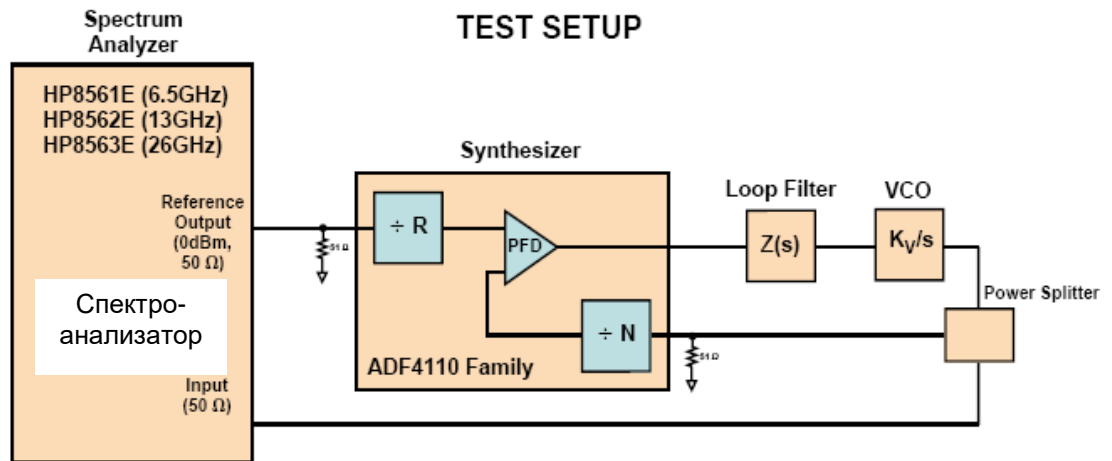


Рисунок 3.7 – Вимірювання фазового шуму за допомогою спектроаналізатора

Вимоги до інших елементів PLL.

Для опорного генератора з високою якістю й низьким фазовим шумом рекомендується сімейство ADF406.

Генератор, керований напругою, перетворить напруга в частоту. Чим нижче  $K_V$ , тим краще фазовий шум ГУН.

Контурний фільтр. Смуга фільтра повинна бути 1/10 від частоти PFD. Збільшення ширини смуги контурного фільтра зменшує час захвата, але смуга не повинна бути ширше, ніж  $PFD/5$ , для усунення ризику нестабільності. Смуга може бути подвоєна збільшенням частоти PFD або струму  $CP$ . Однак розширення смуги приводить до збільшення побічних продуктів і фазового шуму. Розширення смуги більше, ніж  $PFD/5$  може викликати нестабільність у контурі й зрив синхронізації. Запас по фазі 45 градусів є оптимальним для перехідного процесу.

Приклад - сімейство синтезаторів ADF4110 фірми Analog Devices - на рис. 3.8. Синтезатор містить R-Дільник частоти опорного сигналу, двухмодульний прескалер, N-Лічильник і фазочастотний детектор. Дільники N і R - програмувальні за допомогою 24-бітового вхідного регістра.

ADF4111 – синтезатор PLL с цілим коефіцієнтом розподілу N-Дільника (integer-N), здатний працювати до частоти 1.2 ГГц на вході приймача  $Rf_{in}$ . У випадку передавачів, де вихідний діапазон частот від 880 МГц до 915 МГц і де внутрішня опорна частота 200 кГц, бажана величина N у діапазоні від 4400 до 4575. У випадку базових станцій діапазон радіочастот для радіопередавача від 925 МГц до 960 МГц.

Для системи GSM опорний сигнал звичайно 13 МГц. Щоб забезпечити рознос між каналами 200 кГц, частоту опорного сигналу треба розділити на 65 за допомогою R-дільника.

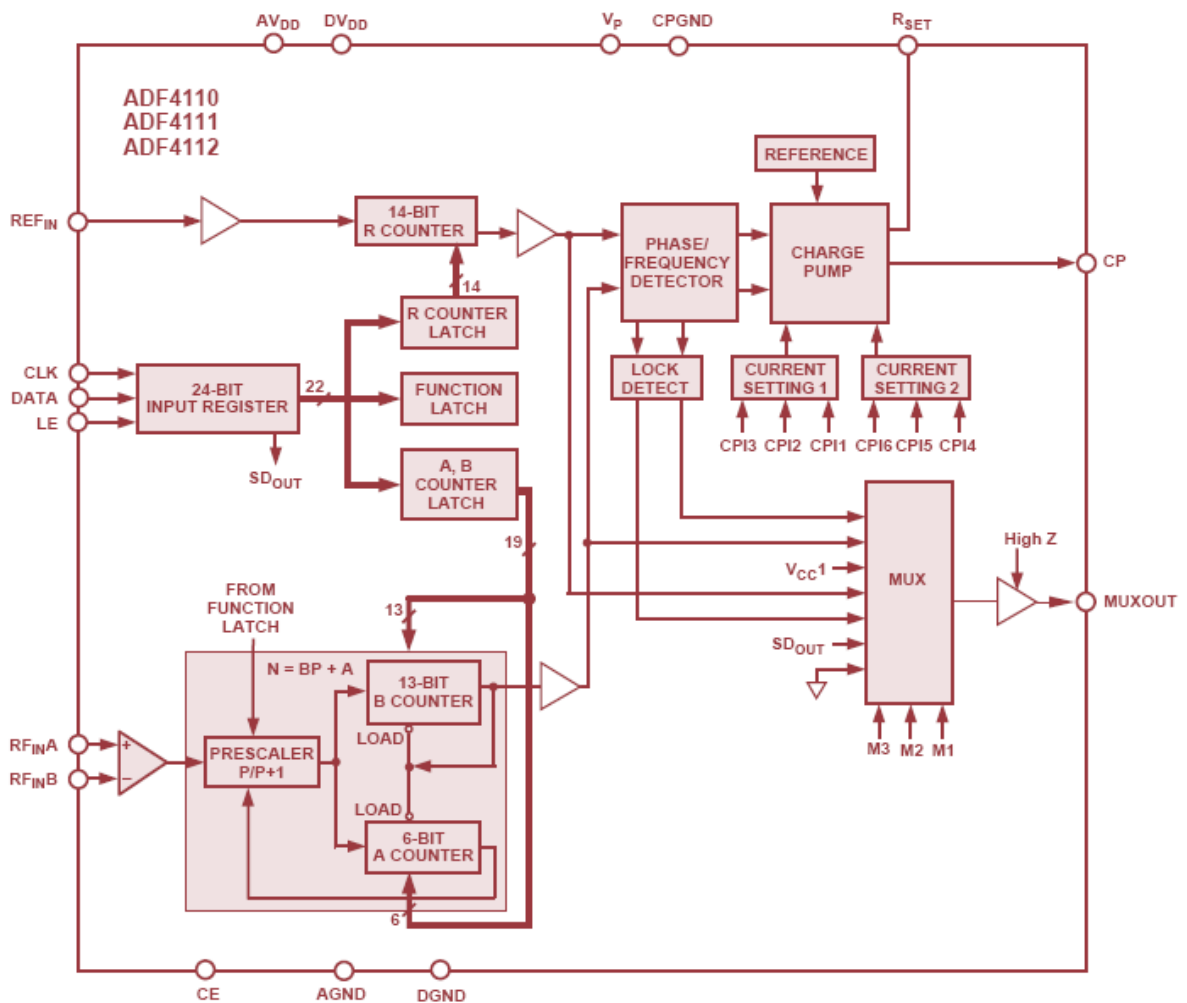


Рисунок 3.8 – Структура інтегральної схеми семейства синтезаторів ADF4110

### 3.7 Синтезатори PLL із дробовими N-дільниками

Багато бездротових систем зв'язку мають потребу у швидкому включенні й місцевих генераторах з низьким фазовим шумом. Синтезатори із цілим N вимагають опорну частоту, що дорівнює розносу між каналами. Він може бути низьким, при цьому необхідний високий коефіцієнт розподілу N. При цьому пропорційно зростає фазовий шум. Низька опорна частота обмежує час захвату (lock time PLL). Синтезатори із дробовими дільниками - засіб досягнення як низького фазового шуму, так і швидкого часу встановлення у ФАПЧ.

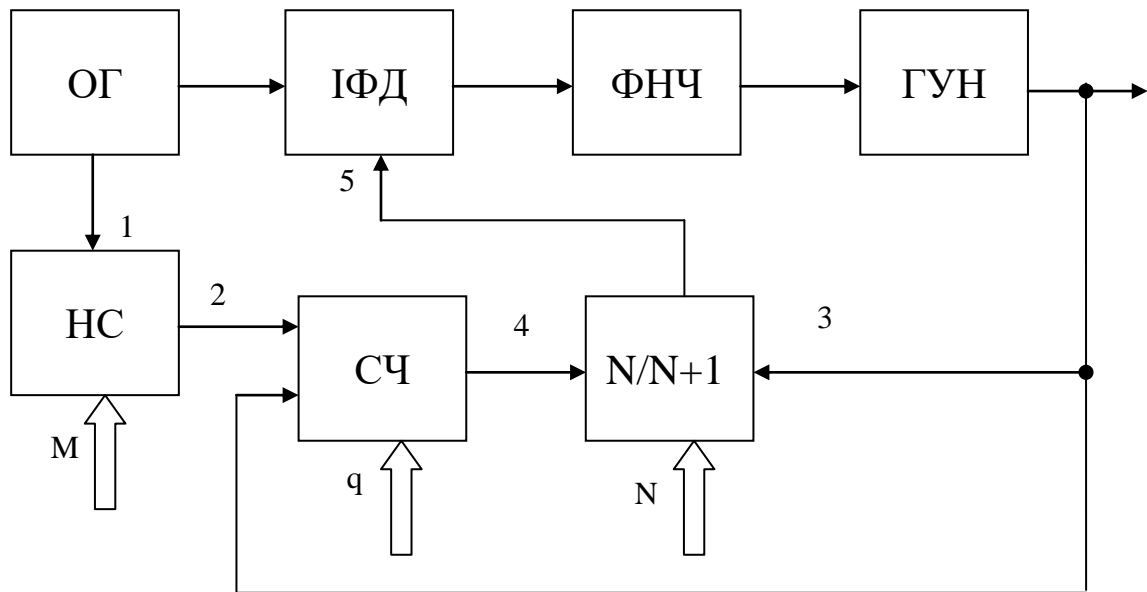


Рисунок 3.9 – Структурна схема PLL-синтезатора сітки частот з дробовим дільником частоти в ланцюзі зворотного зв'язку

Спосіб запропонований на початку 70 років 20 століття. У стандартних синтезаторах можливий розподіл радіочастотного сигналу тільки на ціле число. Необхідність використання відносно низкою опорної частоти (обумовленої системним розносом каналів) приводить до високої величини  $N$  у зворотному зв'язку. Обоє ці фактора мають головний вплив на системний час установлення й системний фазовий шум. Низька опорна частота означає великий час установлення. Висока величина  $N$  означає високий фазовий шум. Якщо використовувати дробовий дільник у зворотному зв'язку, можна використовувати високу опорну частоту й спокійно досягти каналного розносу (spacing). Менше дробове число приводило б до низького фазового шуму. У дійсності можливе виконання дробового дільника за довгий період часу змінним розподілом на два цілих числа (наприклад, розподіл на 2,5 можна одержати послідовним розподілом на 2 і на 3).

Одиниз прикладів структури синтезатора із дробовим дільником [14] наведений на рис. 3.9. До складу дробового дільника входять цифровий накопичувальний суматор з обсягом  $M$ , лічильник з обсягом  $q$  і цифровий дільник частоти  $N/N+1$ . Коефіцієнт розподілу  $N$  або  $N+1$  залежить від керуючого сигналу на виході лічильника СЧ.

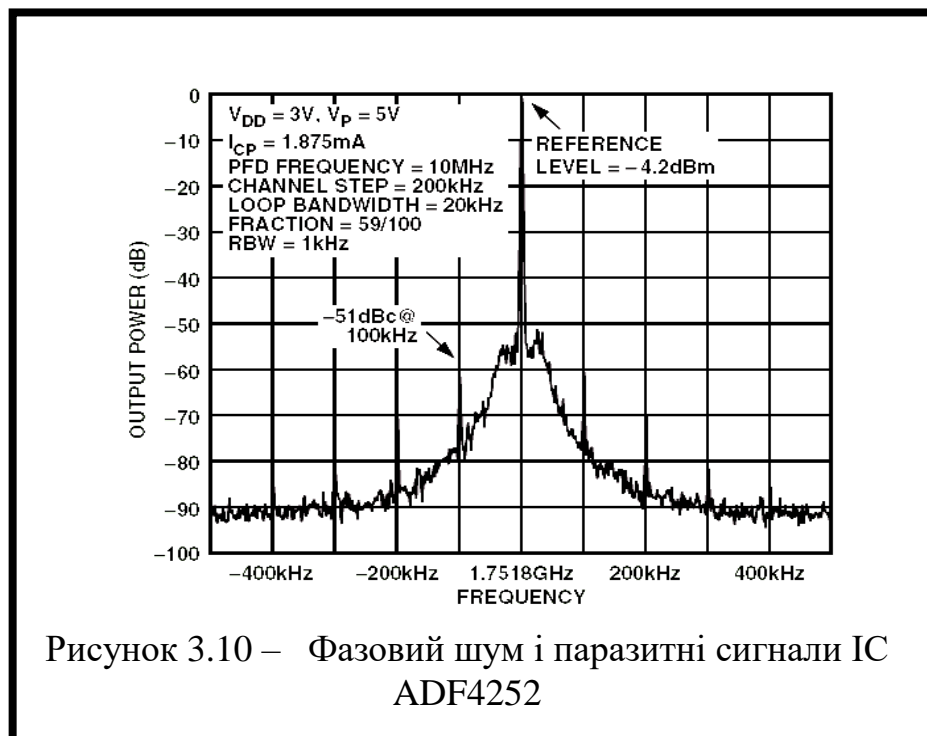
Дільник із дробовим коефіцієнтом розподілу працює в такий спосіб. Нехай у деякий момент часу в накопичувальному суматорі НС і в лічильнику СЧ записані нулі. Кожний імпульс із виходу ГУН одночасно надходить на лічильник СЧ і на дільник  $N/N+1$ . Доти, поки число в лічильнику не



перевищує значення  $q$ , коефіцієнт розподілу дільника дорівнює  $N+1$ . При переповненні лічильника СЧ після проходження  $q$  імпульсів на його виході в крапці 4 з'являється сигнал, під дією якого коефіцієнт розподілу дільника змінюється й стає рівним  $N$ . Для наступних  $M-q$  імпульсів коефіцієнт розподілу дільника залишається рівним  $N$ . Коли заповниться ємність накопичувального суматора НС, його вихідний імпульс переповнення(у крапці 2) скидає лічильник у вихідний стан і процес починається знову.

Таким чином, за  $M$  періодів проходження імпульсів опорного генератора в крапці 5 проходить  $q$  періодів сигналу із частотою  $f/(N+1)$  і  $M-q$  періодів із частотою  $f/N$ . Ця логічна умова виражається наступною рівністю:

$$M/f_0 = q(N+1)/f + (M-q)N/f. \quad (3.11)$$



Виразивши звідси вихідну частоту через вхідну, одержимо

$$F = (N+q/M)f_0. \quad (3.12)$$

Переваги синтезаторів із дробовим коефіцієнтом розподілу:

- значне зменшення фазового шуму;
  - значне зменшення часу встановлення (перехідного процесу) lock time;
- наприклад, дробовий дільник IC ADF4252 дозволяє одержати час

перехідного процесу  $< 20$  мкс, при цілому коефіцієнті розподілу  $N$  час устанавлення порядку 250 мкс;

- малий крок сітки частот.

Недоліком PLL-Синтезаторів із дробовими дільниками є підвищений зміст паразитних складових, тому що хоча й середній коефіцієнт розподілу коректний, миттєвий розподіл - некоректно. Приклад - на рис. 3.10.

### 3.8 Інтегральні схеми синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS

Технологія прямого цифрового синтезу стрімко розвивається, але прямий синтез сигналів дециметрового й сантиметрового діапазонів поки практично не здійснимо й економічно не виправданий. Сучасні кращі мікросхеми прямого цифрового синтезу (DDS) - такі як повнофункціональні 300-мегагерцовые ІС AD9852 з одинарним виходом і AD9854 із квадратурним виходом - надають можливість одержати сигнал із частотою в межах нижньої частини УКХ діапазону - приблизно до 120 МГц. Граничне значення частоти в основному обмежується частотою подачі відліків DDS на вихідний цифро-аналоговий перетворювач. Теоретично частота вихідного сигналу не може перевищувати половини частоти відліків. У наступних поколіннях високошвидкісних DDS синтезаторів частоти ця межа буде відсунута; частота відліків буде доходити до 900 МГц і частота вихідного сигналу становити 360 МГц.

Для того, щоб скористатися перевагами прямого цифрового синтезу DDS у дециметровому й сантиметровому діапазонах, синтезатор DDS звичайно сполучається з генератором з ФАПЧ або перетворюється змішувачем. На жаль, множення частоти за допомогою ФАПЧ порушує цілісність сигналу, погіршує дозвіл по частоті й знижує швидкість перебудови частоти. Крім того, перетворення сигналу із двома бічними смугами (DSB) в однополосний (SSB) високочастотний сигнал за допомогою змішувача може зробити важкої або неможливої фільтрацію вихідного сигналу, а також застосування високоякісного гетеродина (LO) з фіксованою частотою. Методи, які використовуються для подолання цих утруднень, звичайно полягають у застосуванні багатостадійний ФАПЧ або каскадів змішувач/фільтр/гетеродин.

Нижче пропонується вдосконалений і економічно ефективний підхід до одностадійного перетворення частоти нагору в діапазон 800–2500 МГц із використанням вищезгаданого повнофункціонального квадратурного DDS-

Синтезатора AD9854 і нової мікросхеми квадратурного модулятора AD8346, що має погрішність фази не більше  $1^\circ$  і балансом амплітуд у межах 0,2 дБ на частоті 1900 МГц. Однополосний сигнал з подавленої несучої на виході перетворювача має типове значення коефіцієнта придушення несучої й сигналу другий (непотрібної) бічної смуги більше 36 дБ у всьому робочому діапазоні частот. Крім того, всі якісні характеристики сигналу, які забезпечує прямий цифровий синтез (DDS), зберігаються, тоді як небажані продукти перетворення мінімальні. Придушення несучої й непотрібної смуги на -36 дБ цілком достатньо для багатьох застосувань, і крім того, це 4000-кратне ослаблення потужності небажаного сигналу значно спрощує конструкцію вихідного фільтра або підвищує ступінь фільтрації в більше вимогливі до якості сигналу конструкціях.

Для того, щоб вибрати верхню або нижню бічну смугу, потрібно просто поміняти місцями виходи квадратурних DDS сигналів: подати на вхід модулятора AD8346 сигнал I замість Q і Q замість I. Мікросхема прямого цифрового синтезу (DDS) AD9854 може працювати в різних режимах модуляції (AM, FM, PSK і FSK). Це робить систему ще більш зручної, тому що забезпечує можливість цифрової й аналогової комунікації на додаток до такого достоїнства, як генерація якісних сигналів.

Перетворення нагору DDS-Сигналу - лише один приклад застосування ІС квадратичного модулятора AD8346. На практиці дана мікросхема може перетворювати будь-який квадратичний аналоговий сигнал (від постійного струму до 70 МГц) з настільки ж ефективним придушенням небажаної бічної смуги.

Таблиця 3. 1 – Основні характеристики деяких синтезаторів DDS

Тип	Максимальна тактова частота, МГц	Керуюче слово, біт	Кількість розрядів ЦАП	Споживана потужність мВт
AD9830	50	32	10	300
AD9850	125	32	10	480
AD9854	300	48	12	2200
AD9858	1000	32	10	1900
AD9951	400	32	14	200

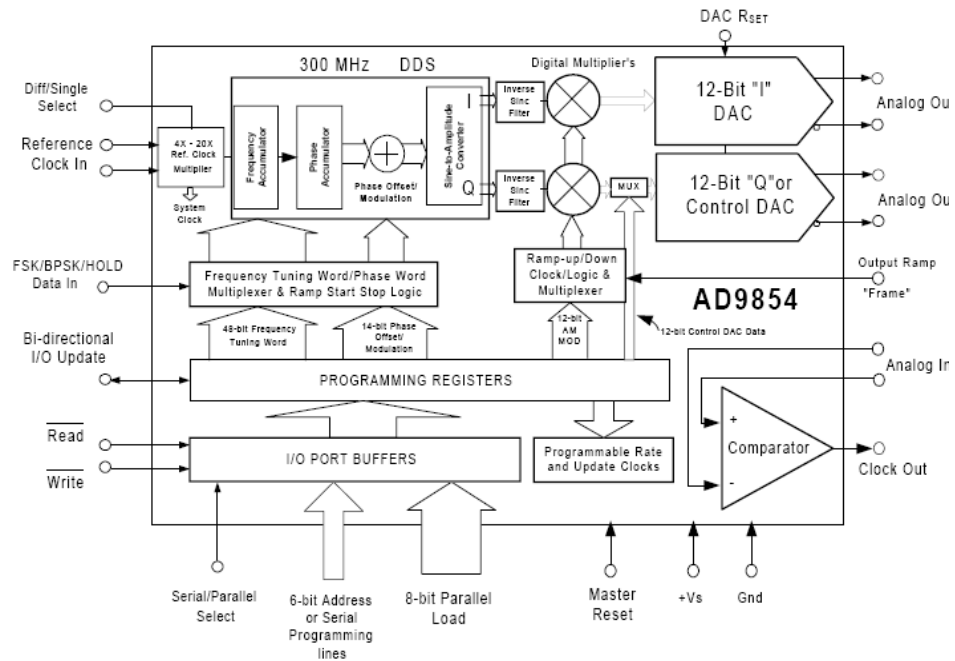


Рисунок 3. 11 – Структура DDS синтезатора AD9854

Розглянемо окремі функціональні блоки:

- \*(A) Програмувальний помножувач **REFCLK Multiplier** опорного сигналу який слугує для множення частоти зовнішніх тактових імпульсів.
- \*(B) Фазовий акумулятор, що дозволяє затримувати синусоїдальний сигнал відповідно до фазового налаштувального слова, що у даній архітектурі дорівнює 14 біт.
- \*(3) Інверсний SINC - блок перед ЦАП, що компенсує характеристику  $\text{SIN}(X)/X$  і забезпечує постійну амплітудну характеристику в смузі Найквіста.
- \*(D) Цифровий помножувач між ЗУ SIN-Таблиці й ЦАП дозволяє застосувати амплітудну модуляцію вихідного синусоїдального сигналу.
- \*(E) Додатковий високошвидкісний ЦАП, що забезпечує косинусоїдальний вихідний сигнал від DDS. Це дозволяє забезпечити I і Q виходи, точно підібрані по частоті, амплітуді й квадратурні по фазі.
- \*(F) додатковий компаратор, що дозволяє перетворити синусоїдальний сигнал у прямокутні імпульси. Це дозволяє використовувати DDS як генератор тактових імпульсів.
- \*(G) Можуть бути додані частотно-фазові регістри, що дозволяють перепрограмувати налаштувальні слова. Заповнюється через один керуючий пін. Це дозволяє використовувати єдиний вхідний вивід для частотної маніпуляції, програмуючи бажані частоти «мітки» і «паузи». Є в наявності

DDS-пристрої, що виконують всі ці й інші функції й підтримуючу високу внутрішню швидкість із частотами тактових генераторів до 2000 МГц.

### 3.9 Перетворення нагору квадратурного сигналу в сигнал SSB

Квадратурний модулятор AD8346 забезпечує досить високі характеристики SSB-Сигналу, дозволяючи переносити спектр сигналу, що модулює, безпосередньо на частоту несучої, котра може становити від 800 до 2500 МГц, з типовим значенням коефіцієнта придушення небажаної смуги й несучої 36 дБ. сигнал, що модулює, може бути частотно-маніпульованим або стаціонарним, а також немодульованим або широкополосним у межах припустимої смуги спектра. На рис. 3.12 показана структурна схема пристрою на IC AD9854 і AD8346 для перетворення нагору квадратурного сигналу, синтезованого за допомогою DDS, і одержання сигналу SSB.

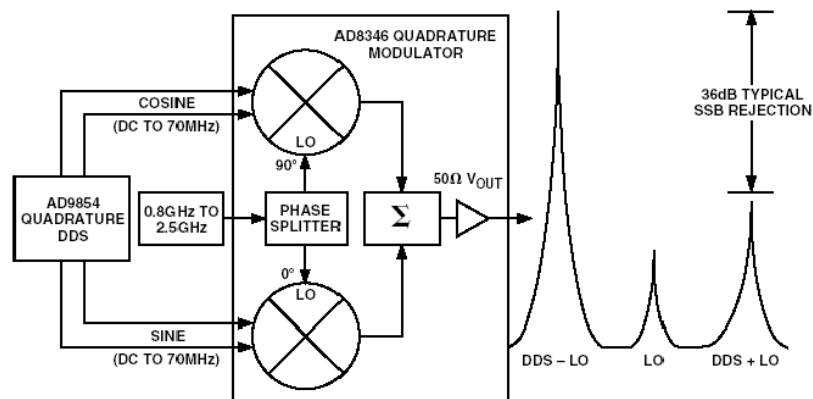


Рисунок 3.12 – Перетворення в верх  
однополосного сигналу

При перетворенні квадратурного сигналу на два змішувачі в IC AD8346 подаються синусоїдальний і косинусоїдальний сигнали несучої частоти, які утворюються внутрішнім фазообертачем із зовнішнього сигналу несучої частоти (проектувальник повинен передбачити зовнішній генератор).

На ці ж змішувачі подаються синусоїдальна й косинусоїдальна складова сигналу, що модулює (відфільтрований сигнал з виходу синтезатора DDS) і вони однаково перетворюються на фіксовану несучу частоту. Два вихідних сигнали змішувачів підсумовуються усередині IC AD8346 таким чином, що складові з однаковою фазою складаються, тоді як квадратурні компоненти віднімаються друг із друга й придушуються. Підсумковий результат (без додаткової фільтрації) являє собою однополосний, з

подавлений несучої, сигнал напруги величиною  $-10$  dBm на навантаженні  $50$  Ом, із частотою рівній сумі або різниці частот генератора несучої й сигналу, що модулює, плюс залишковий сигнал подавлені несучі й непотрібні бічний смуги.

Квадратурна модуляція, що вимагає прецизійно точного співвідношення фаз сигналів, аж ніяк не нова концепція. Одним з перших випадків, п'ятдесят років тому, коли застосовувався метод квадратурної модуляції, було одержання однополосного радіотелефонного сигналу; це називалося метод фазування. Однак метод фільтрації виявився більше кращим, тому що одержання точних квадратурних фазових співвідношень у більш-менш широкій смузі частот було важко виконати за допомогою аналогових методів. Обидва методи придушення сигналу несучої частоти й непотрібної бічної смуги спочатку застосовувалися при невисоких значеннях проміжної частоти.

Мікросхема прямого цифрового синтезу AD9854 забезпечує цифрову точність вихідних квадратурних сигналів (типова точність - два десятих градуси) у смузі частот від постійного струму до більше  $120$  МГц при тактовій частоті  $300$  МГц. У прикладі, показаному на рис. 1, тактова частота може бути отримана шляхом відповідного розподілу частоти генератора несучої. Типова погрішність фази квадратурних сигналів ІС AD8346 становить  $1$  градус при частоті вихідного сигналу від  $800$  до  $2500$  МГц. Ця мікросхема містить у собі "чипсет", придатний для використання в багатьох схемах цифрового й аналогового зв'язку, від широкополосних до телевізійних.

Щоб по-справжньому оцінити достоїнства квадратурного перетворення частоти, може бути повчальним зрівняти два популярних методи генерування сигналів дециметрового й сантиметрового діапазонів: множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу й ФАПЧ (DDS/PLL) і одностадійне перетворення частоти за допомогою змішувача.

### 3.10 Множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і ФАПЧ (DDS/PLL)

Множення за допомогою ФАПЧ частоти сигналу, генерованого методом прямого цифрового синтезу (DDS), є простим і недорогим методом одержання сигналів дециметрового й сантиметрового діапазонів, але переваги, які дає DDS синтез, будуть втрачені практично по всіх параметрах, включаючи значення фазового шуму, час перебудови частоти, дозвіл по

частоті й вільний від гармонік динамічний діапазон (SFDR). Застосовується комбінація блоків DDS/ФАПЧ/ змішувач/фільтр, що зменшує втрати якості сигналу, але складність і ціна такої багато-каскадної системи можуть бути неприйнятні. На рис. 3.13 показана структурна схема системи DDS/PLL. Фазовий шум на виході системи ФАПЧ - це характерне й без роботи виявляється, що; цей шум збільшується пропорційно коефіцієнту множення ФАПЧ (вираженому в дБ,  $20 \cdot \log f_{OUT}/f_{IN}$ ). Наприклад, якщо частота DDS-сигналу множиться на 100 для отримання сигналу з частотою 1 ГГц за допомогою ФАПЧ, фазовий шум на виході в межах смуги частот системи ФАПЧ приблизно на 40 дБ перевищуватиме значення фазового шуму у вихідному сигналі. Крім того, паразитні піки (гармоніки, "spurs") у межах смуги частот системи ФАПЧ зростуть на ту саму величину. Це може призвести до неприйнятного рівня паразитних піків, які будуть на 40 дБ більше, ніж у вихідному DDS-сигналі. Графіки спектрів наочно показують, як погіршується фазовий шум DDS-Сигналу після множення його частоти на  $N = 64$  схемою ФАПЧ, наведеної на рис. 3. 13.

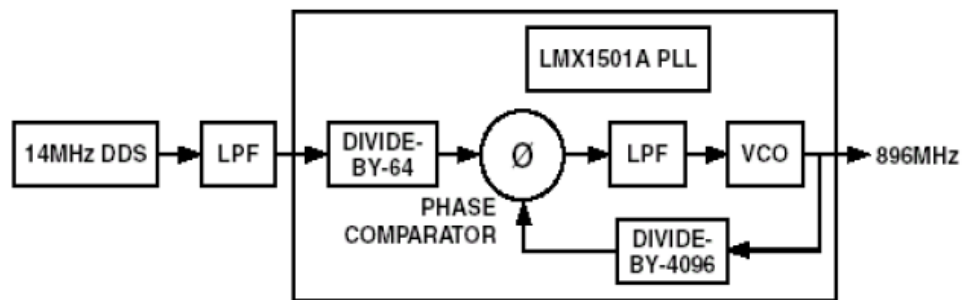


Рисунок 3.13 – Схема ФАПЧ

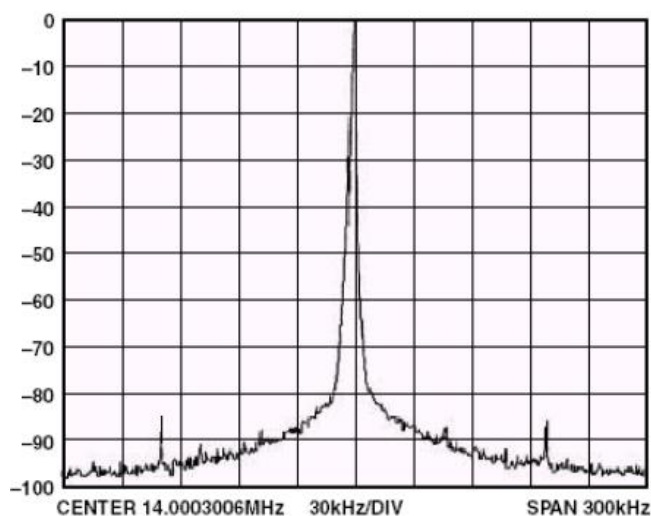


Рисунок 3.14 – DDS сигнал частотою 14 МГц

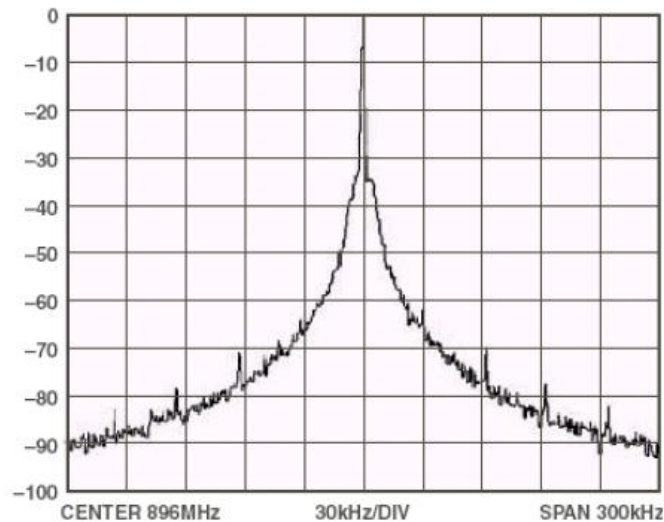


Рисунок 3.15 – Сигнал на виході ФАПЧ (896 МГц)

На рис. 3.14 показаний спектр DDS-Сигналу із частотою 14 МГц на вході ФАПЧ, а на рис. 3.15 показаний спектр сигналу із частотою 896 МГц на виході системи ФАПЧ. Широка шумова "облямівка" - це і є прояв фазового шуму, що збільшився.

Щоб проілюструвати вплив ФАПЧ на величину паразитних піків, DDS-сигнал був про модульований для одержання безлічі низькорівневих спектральних піків поблизу основної частоти. На рис. 3.16 показаний модульований DDS-сигнал, що подавався на вхід ФАПЧ, а на рис. 3.17 видно, що піки, які перебували в межах 30-кілогерцової смуги ФАПЧ, зросли. Зверніть увагу, що амплітуда піків, що перебувають на відстані більше 60 кГц від несучої, не змінилася. Фазовий шум і інші параметри системи не змінилися.

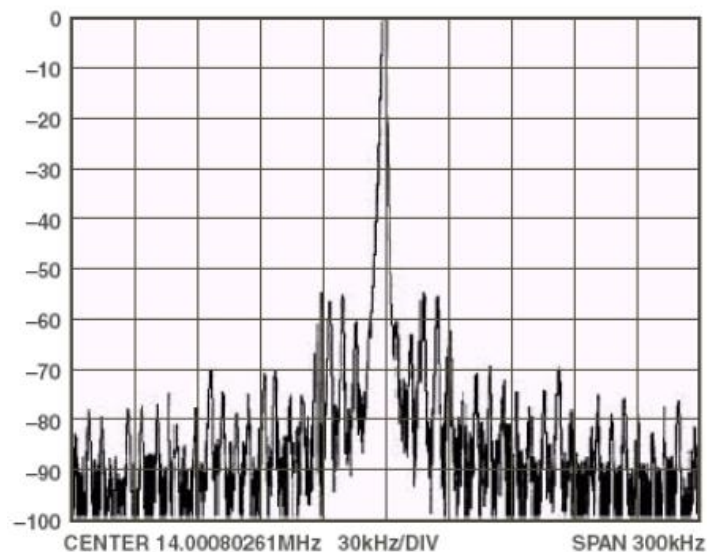


Рисунок 3.16 – Модульований DDS-сигнал, що подавався на вхід ФАПЧ



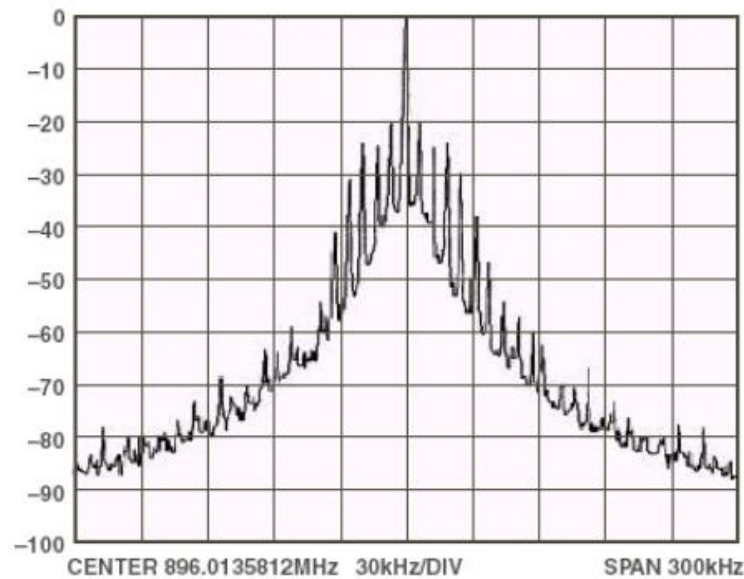


Рисунок 3.17 – Піки, які перебувають в межах 30-кілогерцевої смуги ФАПЧ

Крім збільшення фазового шуму й збільшення рівнів паразитних гармонік, множення частоти за допомогою ФАПЧ несприятливо позначається на багатьох інших важливих параметрах сигналу DDS, включаючи швидкість перебудови частоти й дозвіл по частоті. Дозвіл по частоті в порівнянні із сигналом DDS погіршується в  $N$  раз, а швидкість перебудови частоти вихідного сигналу буде визначатися постійної часу системи ФАПЧ (і цей час може в 10000 разів перевищувати час перебудови частоти сигналу DDS).

3.11 Множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і змішувача (DDS/MIXER)

Кращий доступний для розроблювача вибір при переносі спектра DDS сигналу на частоту дециметрового й сантиметрового діапазонів - це використання змішувача. Перетворення не збільшує як або помітно ні амплітуди паразитних гармонік, ні рівень фазового шуму. Крім того, швидкість перебудови частоти й дозвіл по частоті зберігаються. Найбільша перешкода, що доводиться переборювати - це дві бічні смуги (DSB) у вихідному сигналі:  $LO + DDS$  і  $LO - DDS$  і крім того, пряме проходження сигналу несучої частоти  $LO$ . Із графіку спектра сигналу шириною 200 МГц, отриманого за допомогою одиночного змішувача, з подавленої несучої ( $LO$ ), що ілюструє вищезгадані проблеми перетворення частоти. Дві бічні смуги відстоять на 50 МГц від не повністю подавленої несучої, котра розташовується посередині; частота несучої 1.04 ГГц. Це 50-мегагерцова відстань являє собою всього 5% при частоті 1 ГГц. Фільтрація сигналу для

придушення небажаної бічної смуги й несучої за таких умов надзвичайно утруднена. Якщо ж вихідна частота збільшується до 2 ГГц, це може ускладнити проблему настільки, що фільтрація буде нездійсненна. Для подолання цієї проблеми розроблювачі, щоб одержати сигнали DSB (із двома бічними смугами) у дециметровому або сантиметровому діапазонах, звичайно застосовують багатостадійне перетворення частоти й фільтрацію; у цьому сигналі бічні смуги перебувають на більшій відстані один від другого й від несучої, що полегшує процес фільтрації, але значно збільшує складність і вартість системи.

### 3.12 Висновки до розділу

Розглянуті основні характеристики й параметри синтезаторів частот. У сучасних передавачах як збудників використовують синтезатори частот – пристрою, що створюють коливання дискретної сітки частот, синтезованих з коливань декількох або одного еталонного генератора з високою стабільністю еталонної частоти. У якості еталонного звичайно застосовують VCO, кварцовий автогенератор, а в найбільш відповідальних випадках використовують квантові стандарти частоти.

Розглянуто методи синтезу частоти, представлені структурні схеми пасивних синтезаторів частоти (метод прямого синтезу). Розглянуті та проаналізовані основні характеристики інтегральних схем синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS. Розглянуті інтегральні схеми синтезаторів з ФАПЧ (PLL), проаналізовано метод множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і ФАПЧ (DDS/PLL), а також метод та схемо технічні рішення множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і змішувача (DDS/MIXER) для надвисокочастотного діапазону.

## 4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

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

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

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

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

### 4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

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

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

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПШБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	55	50	58
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0

Продовження таблиці 4.1 - Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
<b>Середнє значення балів експертів</b>		54,3		

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

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

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	65	72	75
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0

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

Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
<b>Середнє значення балів експертів</b>	<b>70,7</b>		

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

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [49]

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

де  $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$  - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи,  $k_{\text{нов}} = 54,3, k_{\text{теор}} = 70,7$  балів;

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

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 54,3 + 0,4 \cdot 70,67 = 60,87 \text{ балів.}$$

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

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

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

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою

та синтезатори частоти», даний рівень становить 60,87 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

#### 4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

##### 4.2.1 Витрати на оплату праці

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

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ( $Z_o$ ) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [49]

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

де  $k$  – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

$t_i$  – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці,  $T_p=24$  дні.

$$Z_o = 12120,00 \cdot 12 / 24 = 6060,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник НДР	12120,00	505,00	12	6060,00
Інженер-розробник електронних та радіокомпонентів	12100,00	504,17	10	5041,67
Інженер-дослідник	12100,00	504,17	12	6050,00
Лаборант	6950,00	289,58	8	2316,67
Всього				19468,33

#### Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ( $Z_p$ ) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» розраховуємо за формулою

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

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

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

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду  $C_i$  можна визначити за формулою

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

де  $M_M$  – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo  $M_M=2379,00$  грн;

$K_i$  – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [49];

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

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці, приблизно  $T_p = 24$  дн;



$t_{зм}$  – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 2379,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (24 \cdot 8) = 22,49 \text{ грн.}$$

$$З_{р1} = 22,49 \cdot 4,20 = 94,45 \text{ грн.}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Установка електронно-обчислювального обладнання	4,20	2	1,10	22,49	94,45
Підготовка робочого місця розробника програмного забезпечення	6,12	2	1,10	22,49	137,63
Інсталяція програмного забезпечення моделювання електронних схем	5,50	5	1,70	34,76	191,16
Формування схеми моделі опорного генератора	5,50	4	1,50	30,67	168,67
Формування схеми фільтру третього порядку	13,00	4	1,50	30,67	398,67
Формування автономного вузла перестроювання і індикації частоти	8,00	5	1,70	34,76	278,05
Формування джерел живлення	12,00	3	1,35	27,60	331,20
Монтаж експериментальних схем	16,00	5	1,70	34,76	556,09
Контроль експериментів	12,00	6	2,00	40,89	490,67
Всього					2646,59

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

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

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

$$Z_{\text{доп}} = (19468,33 + 2646,59) \cdot 11 / 100\% = 2432,64 \text{ грн.}$$

#### 4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

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

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

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

$$Z_n = (19468,33 + 2646,59 + 2432,64) \cdot 22 / 100\% = 5400,46 \text{ грн.}$$

#### 4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти».

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

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

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

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

$n$  – кількість видів матеріалів;

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

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

$V_j$  – маса відходів  $j$ -го найменування, кг;

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

$M_1 = 4,00 \cdot 162,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 712,80$  грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір 500-80 Crystal	162,00	4,00	-	-	712,80
Папір для записів А5 DATA	75,00	4,00	-	-	330,00
Органайзер офісний Office	310,00	3,00	-	-	1023,00
Канцелярське приладдя (набір офісного працівника)	162,00	3,00	-	-	534,60
Картридж для принтера Canon LBP	842,00	1,00	-	-	926,20
Диск оптичний OpticVisio CD-RW	13,50	3,00	-	-	44,55
Flesh-пам'ять DATA 64 GB	320,00	2,00	-	-	704,00
Тека для паперів	102,00	3,00	-	-	336,60
Інше	110,00	1,0	-	-	121,00
Всього					4732,75

#### 4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі ( $K_6$ ), які використовують при проведенні НДР на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.8)$$

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

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

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

$K_6 = 1 \cdot 2780,00 \cdot 1,1 = 3058,00$  грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Монолітна інтегральна схема VCO/синтезатора	1	2780,00	3058,00
Всього			3058,00

#### 4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

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

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

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

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

$k$  – кількість найменувань устаткування.

$$V_{спец} = 9580,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 10633,80 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці.

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Частотомір цифровий ЧЦ-8000	1	9580,00	10633,80
Всього			10633,80

#### 4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$V_{прог} = \sum_{i=1}^k C_{инрг} \cdot C_{прог.i} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

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

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

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

$k$  – кількість найменувань програмних засобів.

$$V_{прог} = 7280,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 8008,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows 11	1	7280,00	8008,00
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	1	9850,00	10835,00
Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	1	8650,00	9515,00
Всього			28358,00

#### 4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_е} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

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

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

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

$$A_{обл} = (25690,00 \cdot 1) / (2 \cdot 12) = 1070,42 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	25690,00	2	1	1070,42
Робоче місце розробника	7940,00	5	1	132,33

Продовження таблиці 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Пристрої виводу інформації	8420,00	4	1	175,42
Оргтехніка	6890,00	4	1	143,54
Приміщення лабораторії	250000,00	25	1	833,33
Всього				2355,04

#### 4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію ( $B_e$ ) розраховуємо за формулою

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

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

$t_i$  – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

$C_e$  – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo  $C_e = 5,20$  грн;

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

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

$B_e = 0,65 \cdot 86,0 \cdot 5,20 \cdot 0,95 / 0,97 = 290,68$  грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,65	86,0	290,68
Робоче місце розробника	0,20	86,0	89,44
Пристрої виводу інформації	0,02	20,0	2,08
Оргтехніка	0,80	15,0	62,40
Частотомір цифровий ЧЦ-8000	0,05	40,0	10,40
Всього			455,00

#### 4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

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

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

де  $H_{cv}$  – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо  $H_{cv} = 20\%$ .

$$B_{cv} = (19468,33 + 2646,59) \cdot 20 / 100\% = 4422,98 \text{ грн.}$$

#### 4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

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

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

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

$$B_{cn} = (19468,33 + 2646,59) \cdot 30 / 100\% = 6634,48 \text{ грн.}$$



#### 4.2.11 Інші витрати

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

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

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (4.15)$$

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

$$I_e = (19468,33 + 2646,59) \cdot 50 / 100\% = 11057,46 \text{ грн.}$$

#### 4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

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

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

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

де  $H_{нзв}$  – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», приймемо  $H_{нзв} = 100\%$ .

$$B_{нзв} = (19468,33 + 2646,59) \cdot 100 / 100\% = 22114,92 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

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

$$B_{\text{заг}} = 19468,33 + 2646,59 + 2432,64 + 5400,463169 + 4732,75 + 3058,00 + 10633,80 + 28358,00 + 2355,04 + 455,00 + 4422,98 + 6634,48 + 11057,46 + 22114,92 = 123770,45 \text{ грн.}$$

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

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

де  $\eta$  - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo  $\eta=0,95$ .

$$ZB = 123770,45 / 0,95 = 130284,69 \text{ грн.}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

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

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

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

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

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

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

$T_C$  – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo  $T_C = 3$ ;

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

$B$  – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo  $B = 130284,69$  грн;

$t$  – час проведення дослідження. Прийmemo  $t = 0,25$  років, (3 міс.).

Визначення показників  $I$ ,  $n$ ,  $T_C$ ,  $R$ ,  $B$ ,  $t$  здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [49].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 3 \cdot 4 / 130 \cdot 0,25 = 5,89.$$

Якщо  $K_p > 1$ , то науково-дослідну роботу на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

#### 4.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» складають 130284,69 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Надвисокочастотні генератори керовані напругою та синтезатори частоти» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи  $K_p > 1$ , що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Соціальне значення охорони праці полягає в сприянні зростанню ефективності суспільного виробництва шляхом безперервного вдосконалення і поліпшення умов праці, підвищення її безпеки, зниження виробничого травматизму і захворюваності.

Аналіз умов праці проводимо на робочому місці, де здійснювалося проектування надвисокочастотних генераторів керованих напругою та синтезаторів частоти, яке обладнане комп'ютером із відповідним програмним забезпеченням. На проектувальника, відповідно до ГОСТ 12.0.003-74 [51], могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

### 1. Фізичні:

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

### 2. Психофізіологічні:

- розумове перевантаження;
- перенапруга аналізаторів;
- статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

### 5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

#### 5.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Для оцінки умов праці обираємо робоче місце на етапі проектування надвисокочастотних генераторів керованих напругою та синтезаторів частоти.

Приміщення, де відбувалася проектування, його розміри (площа, об'єм) повинні в першу чергу відповідати кількості робітників і наявному комплекту технічних засобів. Площа на одного співробітника, який працює за ПК, повинна складати не менше  $6,0 \text{ м}^2$ , об'єм – не менше  $20 \text{ м}^3$ . Площа приміщень з ПК повинна розраховуватися не більш як на 12 чоловік [57].

Перевіримо виконання даних вимог.

Схема приміщення зображена на рис.5.1.

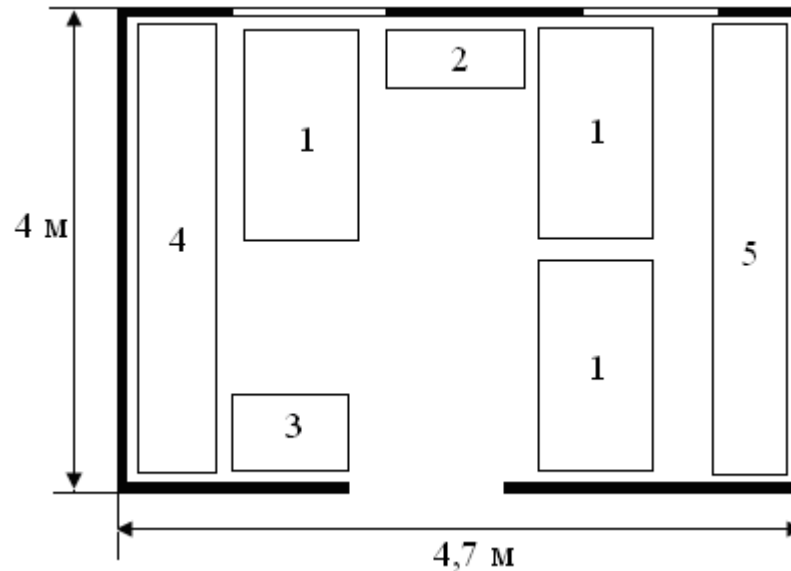


Рисунок 5.1 - Схема приміщення

Умовні позначення: 1 – робочі місця обладнані ПК; 2 – стіл для принтера; 3 – стіл для копювального апарату; 4, 5 – меблі для документації.

Площа даного приміщення становить  $18,8 \text{ м}^2$ , об'єм –  $60,2 \text{ м}^3$ . відповідно на одного працівника припадає  $6,3 \text{ м}^2$  площі і  $20,1 \text{ м}^3$  об'єму повітря. Отримані дані повністю відповідають вимогам НПАОП 0.00-7.15-18 [57].

Робоче місце проектувальника і взаємне розташування всіх його елементів відповідає антропометричним, фізичним і психологічним вимогам ДСТУ 8604:2015 [52]. Велике значення має також характер роботи. Зокрема, при організації робочого місця проектувальника були дотримані наступні основні умови: оптимальне розміщення устаткування, що входить до складу робочого місця і достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні рухи і переміщення.

Раціональне планування робочого місця передбачає чіткий порядок і сталість розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що потрібно для виконання робіт частіше, розташоване в зоні легкої досяжності робочого простору.

Основні вимоги щодо роботи на ПК:

- не залишати працюючі ПК і їхні пристрої без нагляду;
- підключати і відключати роз'єм кабелів пристроїв ПК тільки при відключеній напрузі;
- подавати напругу на пристрої і окремі блоки ПК тільки після ретельної перевірки надійності кріплення провідників заземлення, справності

кабелів і роз'ємів мережі електроживлення;

- при виявленні запаху горілого в пристроях ПК необхідно вимкнути апаратуру, повторно не включати і звернутися до спеціаліста з технічного обслуговування ПК;

- для профілактики порушень і підтримання працездатності проектувальника повинні бути введені додаткові регламентовані перерви для відпочинку;

- у період роботи за дисплеєм необхідно передбачити через кожні 40 – 45 хв три-п'ятихвилинні перерви для відпочинку. Середня сумарна тривалість роботи за монітором за день не повинна перевищувати 4 год, а за тиждень 20 год.

### 5.1.2 Електробезпека приміщення

Приміщення із робочими місцями користувачів комп'ютерів для забезпечення електробезпеки обладнання, а також для захисту від ураження електричним струмом самих користувачів ПК повинні мати достатні технічні засоби захисту відповідно до ДСТУ Б В.2.5-82:2016 [53].

Категорія приміщення з електробезпеки – без підвищеної небезпеки, згідно ПУЕ [58].

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

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

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

Вимоги безпеки перед початком роботи:

- увімкнути систему кондиціонування в приміщенні;
- перевірити надійність встановлення апаратури на робочому столі.

Повернути монітор так, щоб було зручно дивитися на екран – під прямим кутом (а не збоку) і трохи зверху вниз, при цьому екран має бути трохи нахиленим, нижній його край ближче до оператора;

- перевірити загальний стан апаратури, перевірити справність електропроводки, з'єднувальних шнурів, штепсельних вилок, розеток, заземлення захисного екрана;

- відрегулювати освітленість робочого місця;

- відрегулювати та зафіксувати висоту крісла, зручний для користувача нахил його спинки;

- приєднати до системного блоку необхідну апаратуру. Усі кабелі, що з'єднують системний блок з іншими пристроями, слід вставляти та виймати при вимкненому комп'ютері;

- ввімкнути апаратуру комп'ютера вимикачами на корпусах в послідовності: монітор, системний блок, принтер (якщо передбачається друкування);

- відрегулювати яскравість свічення монітора, мінімальний розмір світної точки, фокусування, контрастність. Не слід робити зображення надто яскравим, щоб не втомлювати очей.

Вимоги безпеки під час виконання роботи:

- необхідно стійко розташовувати клавіатуру на робочому столі, не опускати її хитання. Під час роботи на клавіатурі сидіти прямо, не напружуватися;

- для уникнення несприятливого впливу на користувача пристроїв типу «миша» належить забезпечувати вільну велику поверхню столу для переміщення миші і зручного упору ліктьового суглоба;

- не дозволяються сторонні розмови, подразнюючі шуми;

- періодично при вимкненому комп'ютері прибирати ледь змоченою мильним розчином бавовняною ганчіркою порох з поверхонь апаратури.

## 5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

### 5.2.1 Мікроклімат

Нормування мікроклімату на робочому місці відбувається згідно ДСН 3.3.6.042-99 [56]. Проектування за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [50]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

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

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні передбачено:

1. У холодний період року для обігріву будівлі використовується централізована парова система опалення.
2. Забезпечення допустимих метеорологічних умов праці в приміщенні здійснюється за допомогою системи кондиціонування.
3. Систематичне (раз за зміну) вологе прибирання.

#### 5.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється проектування, можливими шкідливими речовинами у повітрі є пил, вуглекислий газ та озон. Джерелом озону є офісна техніка (принтер). Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1
Вуглекислий газ	3	1	4

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування та вологого прибирання.



### 5.2.3 Виробниче освітлення

У приміщенні, де здійснюється проектування використовується штучне та природне освітлення. Робочі місця по відношенню до світлових прорізів повинні розташовуватися так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату згідно з вимогами ДБН В.2.5-28:2018 «Природне і штучне освітлення» [54]) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 - Норми освітленості в приміщенні

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

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

### 5.2.4 Виробничий шум

Встановлено, що шум погіршує умови праці, чинячи шкідливу дію на організм людини. При тривалій дії шуму на людину відбуваються небажані явища: знижується гострота зору, слуху, підвищується кров'яний тиск, знижується увага. Сильний тривалий шум може стати причиною функціональних змін серцево-судинної і нервової систем.

Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 5.4 (згідно ДСН 3.3.6.037-99 [55]).

Таблиця 5.4 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

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

Основними заходами боротьби з шумом є ліквідація або ослаблення джерела шуму шляхом застосування звукопоглинаючих матеріалів у приміщенні і раціональне планування виробничого приміщення.

### 5.2.5 Виробничі випромінювання

Під час виконання роботи із використанням ПК на працівника діє підвищений рівень електромагнітного поля. Випромінювання ПК можуть бути небезпечними для здоров'я. Низькочастотні поля при тривалому опроміненні сидять біля ПК людей можуть привести до порушень фізіологічних процесів.

Монітор ПК є джерелом електростатичного поля; слабких електромагнітних випромінювань в низькочастотному і високочастотному діапазонах (2 гц – 400кГц); ультрафіолетового проміння; інфрачервоних променів; випромінювання видимого діапазону.

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

Таблиця 5.5 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

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

Для зменшення впливу електромагнітного випромінювання на проектувальника слід дотримуватися раціонального режиму роботи та відпочинку.

#### 5.2.6 Оцінка умов праці

Результати аналізу умов праці на робочому місці проектувальника заносимо до карти умов праці (таблиця 5.6).

Таблиця 5.6 – Фрагмент карти умов праці на робочому місці

Чинники виробничого середовища і трудового процесу	Значення чинника (ГДК,		3 клас - небезпечні і шкідливі умови			Тривалість дії
	Норма	Факт	I	II	III.	
<b>Шкідливі хімічні речовини</b>						
Оксид вуглецю	1	0,7				
Озон	0,1	0,03				
Пил нетоксичний	0,15	0,12				
Шум, Дб	50	45				
<b>Мікроклімат:</b>						
Температура повітря, °С	21...25°	24 °С				
Швидкість руху повітря, м/с	0,1 м/с	0,1 м/с				
Відносна вологість, %	40...60%	40 %				

Продовження таблиці 5.6 – Фрагмент карти умов праці на робочому місці

Рівень іонізації повітря в приміщенні						
p+	1500-3000	3000				
p-	3000-5000	45000				
Природне (КПО, %)	1,5	1,5				
<b>Загальна кількість чинників</b>						

Таким чином, на робочому місці проектувальника умови праці є допустимими і відповідають встановленим нормам з охорони праці.

### 5.3 Дія радіації на працівника

Організм людини, рослинний і тваринний світ постійно зазнають дії іонізуючого випромінювання, яке складається з природної (космічне випромінювання, випромінювання радіоактивних газів з верхніх шарів земної кори) і штучної (рентгенівські апарати, телевізійні прилади, радіоізотопи, атомоходи, атомні електростанції, ядерні випробування) радіоактивності.

Усі джерела радіоактивного випромінювання становлять так званий природний радіаційний фон, під яким розуміють дозу іонізуючого випромінювання, що складається з космічного випромінювання, випромінювання природних радіонуклідів, які знаходяться у верхніх шарах Землі, приземній атмосфері, продуктах харчування, воді та організмі людини.

Радіоактивні речовини потрапляють у повітря, ґрунти, ріки, озера, моря, океани, а звідти поглинаються рослинами, рибами, тваринами і моллюсками. Через листя і коріння радіоактивні речовини потрапляють у рослини, а потім в організм тварин і з продуктами рослинного та тваринного походження, з водою - в організм людини.

Основним джерелом опромінювання людини є радіоактивні речовини, які потрапляють з їжею. Ступінь небезпеки забруднення радіонуклідами залежить від частоти вживання забруднених радіоактивними речовинами продуктів, а також від швидкості виведення їх з організму. Якщо радіонукліди, які потрапили в організм, однотипні з елементами, що споживає людина з їжею (натрій, калій, хлор, кальцій, залізо, марганець, йод

та ін.), то вони швидко виводяться з організму разом з ними.

Деякі речовини харчових продуктів (пектинові, барвники) утворюють нерозчинні сполуки зі стронцієм, кобальтом, свинцем, кальцієм та іншими важкими металами, які не перетравлюються і виводяться з організму. Отже, ці речовини виконують радіозахисну функцію. Тому пектин, а також пектиномісткі продукти (чорна смородина, агрус, полуниці та ін.), використовують у спеціальному харчуванні для виведення радіоактивних елементів з організму.

Первинним процесом дії радіоактивних речовин в організмі людини є іонізація. Збуджена при цьому енергія іонізуючого опромінювання передається на різні речовини організму людини. У разі дії на прості речовини (гази, метали та ін.) будь-яких змін фізико-хімічної природи у них не спостерігається. При дії на складні речовини, молекули яких складаються з багатьох різних атомів, вони розпадаються (дисоціація). Це так звана пряма дія на прості або складні речовини організму людини. Більш суттєву роль відіграє механізм непрямой дії іонізуючого випромінювання, під яким треба розуміти радіаційно-хімічні зміни у певній розчинній речовині, зумовлені продуктами радіолізу (розпаду) води.

## ВИСНОВКИ

У першому розділі представлено сучасні досягнення широкосмугових малошумних методах та засобах частотного синтезу, з особливим акцентом на широкосмуговому дизайні VCO. Наведено кілька застосувань, доступних для діапазону частот міліметрових хвиль, та основні принципи розробки VCO. Крім того, зроблено короткий огляд літератури, щоб помітити кілька проблем дизайну для реалізації VCO. Також наведено короткий огляд використовуваної технології, тобто BiCMOS 55 нм, оскільки ця технологія використовується для проектування VCO.

У другому розділі розглянуто схемотехнічні рішення, за допомогою яких реалізуються VCO (Генератор керований напругою) та можливість вибору топології для створення генератора та пристроїв на основі вимог до продуктивності, типів компонентів та вимог до живлення по постійному струму. Специфікації конструкції базового генератора часто вимагають заданої вихідної потужності в заданому навантаженні на проектній частоті. Рівень напруги і струму зміщення встановлюють основний вихідний струм, а частота коливань встановлюється компонентами резонатора.

При виборі транзистора слід враховувати вимоги до шуму, частоти та потужності. Залежно від конкретного пристрою, конструкція може враховувати паразитні властивості пристрою, що впливають на компоненти резонатора, а також нелінійні характеристики продуктивності.

Усі схеми розглянуті схемо технічні рішення VCO, практично створені з використанням SiGe транзистора BFP420, і будь-яку з них можна повторно налаштувати на різні частотні діапазони, змінюючи варіації та значення резонансного LC контуру.

У третьому розділі розглянуті основні характеристики й параметри синтезаторів частот. У сучасних передавачах як збудників використовують синтезатори частот – пристрою, що створюють коливання дискретної сітки частот, синтезованих з коливань декількох або одного еталонного генератора з високою стабільністю еталонної частоти. У якості еталонного звичайно застосовують VCO, кварцовий автогенератор, а в найбільш відповідальних випадках використовують квантові стандарти частоти.

Розглянуто методи синтезу частоти, представлені структурні схеми пасивних синтезаторів частоти (метод прямого синтезу). Розглянуті та проаналізовані основні характеристики інтегральних схем синтезаторів прямого цифрового синтезу DDS. Розглянуті інтегральні схеми синтезаторів

з ФАПЧ (PLL), проаналізовано метод множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і ФАПЧ (DDS/PLL), а також метод та схемо технічні рішення множення частоти за допомогою прямого цифрового синтезу і змішувача (DDS/MIXER) для надвисокочастотного діапазону.

У четвертому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

У п'ятому розділі описано рекомендації щодо охорони праці та безпеки при роботі з надвисокочастотним генератором керованим напругою.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. ETSI Technical Report 101 205 V1.1.2 “Digital Video Broadcasting (DVB); LMDS BaseStation and User Terminal Implementation Guidelines for ETSI EN 301 199” July 2001.
2. European Radiocommunications Committee (ERC), “the use of radio frequencies above 20 Ghz by fixed services and eng/ob”. December 1994.
3. Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Networks-Specific Requirements-Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Millimeter-Wave Based Alternative Physical Layer, IEEE Standard 802.15.3c.
4. ETSI Technical Report 102 263 V1.1.2 “Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Road Transport and Traffic Telematics (RTTT); Radio equipment to be used in the 77 GHz to 81 GHz band; System Reference Document for automotive collision warning Short Range Radar”, February 2004.
5. European commission “RSPG Report on Spectrum issues on Wireless Backhaul”, June 2015.
6. “Planning of the 71 – 76 GHz and 81 – 86 GHz bands for millimeter-wave high capacity fixed link technology”, Spectrum planning discussion paper SPP, December 2006.
7. P. Chevalier, et al., “High-speed SiGe BiCMOS Technologies: 120-nm status and End-of- Roadmap Challenges,” topical meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems, 2007.
8. N. Seller, “Contribution à l’étude, au développement et à la réalisation d’oscillateurs à contrôle numérique en technologie silicium avancée,” Ph.D. dissertation, Université de Bordeaux, Dec. 2008.
9. F. Burdin, “Nouvelles Topologies des diviseurs de puissance, balun et déphaseurs en bandes RF et millimétriques, apport des lignes à ondes lentes,” Ph.D. dissertation, Université de Grenoble, July. 2013.
10. B. Razavi, “A 300-GHz fundamental oscillator in 65-nm CMOS technology,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 46, no. 4, pp. 894–903, Apr. 2011.
11. C. Cao and K. K. O, “Millimeter-wave voltage-controlled oscillators in 0.13-um CMOS technology,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 6, pp.



- 1297–1304, Jun. 2006.
- 12.H.-H. Hsieh, Y.-H. Chen, and L.-H. Lu, “A millimeter-wave CMOS LC-tank VCO with an admittance-transforming technique,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 9, pp. 1854–1861, Sep. 2007.
  - 13.H.-H. Hsieh, and L.-H. Lu, “A V-band CMOS VCO With an admittance-transforming cross coupled pair,” in *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 6, pp. 1689–1696, Jun. 2009.
  - 14.L. Li, P. Reynaert, and M.S.J. Steyaert, “ Design and analysis of a 90 nm mm-wave oscillator using inductive-division LC tank,” in *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 7, pp. 1950–1958, July 2009.
  - 15.J. Yin, and C.Luong, “ A 57,5-90,1 GHz Magnetically tuned Multimode CMOS VCO,” in *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 8, pp. 1851–1861, Aug. 2013.
  - 16.J. Gonzalez, F. Badets, B. Martineau, D. Belot, “A 56GHz LC-Tank VCO with 17% Tuning Range in 65nm Bulk CMOS for Wireless HDMI Applications” in *Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, 2009, pp. 481–484.
  - 17.J. L. Gonzalez, F. Badets, B. Martineau, and D. Belot, “A 56-GHz LC-Tank VCO with 17% tuning range in 65-nm bulk CMOS for wireless HDMI,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, pp. 1359–1366, May 2010.
  - 18.C.-Y. Yu, W.-Z. Chen, C.-Y. Wu, and T.-Y. Lu, “A 60-GHz, 14% tuning range, multi- band VCO with a single variable inductor,” in *IEEE Asian Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers*, Nov. 2008, pp. 129–132.
  - 19.T.-Y. Lu, C.-Y. Yu, W.-Z. Chen and C.-Y. Wu, “Wide tuning range 60 GHz VCO and 40 GHz DCO using single variable inductor,” *IEEE Trans. Circuit Syst. I, Reg. Papers*, vol. 60, no. 2, pp. 257–267, Feb. 2013.
  - 20.G. Liu, B. Roc, A. Abe, K. Keya, and Y. Xu, “Configurable MCPW based inductor for mm-wave circuits and systems,” in *Proc. IEEE ISCAS*, May 2010, pp. 1113–1116.
  - 21.G. Liu, B. Roc, and Y. Xu, “a MM-Wave configurable VCO using MCPW-based tunable inductor in 65-nm CMOS, ”in *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: express briefs.*, Vol. 58. No. 12, Dec. 2012.
  - 22.M. Li, R. E. Rony, and A. Momciu, “Standing-wave transmission-line resonator VCO for E-band applications,” in *IEEE WAMICON Proc. 12th Annu.*, Clear Water, FL, Apr. 2011, pp. 1–4.
  - 23.M. Li, and R. E. Rony,” Design of mm-w fully integrated CMOS Standing-Wave VCOs using Low-Loss CPW resonators,” in *IEEE Trans. Circuit and*

- Systems-II: express briefs., Vol. 59. No. 2, Feb. 2012.
24. G. Huang, S. Kim, Z. Gao, S. Kim, V. Fusco and B. Kim, "A 45 GHz CMOS VCO adopting digitally switchable Metal-Oxide-Metal Capacitors," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, No. 5, May 2011.
  25. P.-L. You, and T.-H. Huang, "A switched inductor topology using a Switchable Artificial Grounded Metal Guard Ring for Wide-FTR MMW VCO Applications," in *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 60, no. 2, pp. 759-766, Feb. 2013.
  26. D. Huang, W. Hant, N.-Y. Wang, T. W. Ku, Q. Gu, R. Wong, and M.-C. Chang, "A 60GHz CMOS VCO using on-chip resonator with embedded artificial dielectric for size, loss and noise reduction," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, February, 2006.
  27. T. LaRocca, J. Liu, F. Wang, D. Murphy, and F. Chang, "CMOS digital controlled oscillator with embedded DiCAD resonator for 58–64 GHz linear frequency tuning and low phase noise," in *Proc. IEEE Int. Micro. Symp.*, Jul. 2009, pp. 685–688.
  28. W. Wu, J. R. Long, R. B. Staszewski, and J. J. Pekarik, "High-resolution 60-GHz DCOs with reconfigurable distributed metal capacitors in passive resonators," in *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symp.*, Jun. 2012, pp. 91–94.
  29. W. Wu, J. R. Long, and R. B. Staszewski, "High-resolution millimeter wave digitally controlled oscillators with reconfigurable passive resonators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 11, pp. 2785–2794, Nov. 2013.
  30. W. F. Address and D. Ham, "Standing wave oscillators utilizing wave-adaptive tapered transmission lines", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 3, pp. 638-651, 2005.
  31. C. Jun-Chau and L. Liang-Hung, "Design of Wide-Tuning-Range Millimeter-Wave CMOS VCO With a Standing-Wave Architecture," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 9, pp. 1942-1952, Sept. 2007.
  32. H. Koo, C. Y. Kim and S. Hong, "A G-Band Standing-Wave Push-Push VCO Using a Transmission-Line Resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*, vol. 63, no. 3, pp.1036- 1045, March 2015.
  33. M. Abdel Aziz, H. Issa, D. Kaddour, F. Podevin, A.M.E. Safwat, E. Pistono, J.-M. Duchamp, A. Vilcot, J.-M. Fournier, and P. Ferrari, "Slow-wave high-Q coplanar striplines in CMOS technology and their RLCG model", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 54, Issue 3, pp. 650-654, March 2012.

34. Рыжков А. В. Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991.
35. Белов Л. А. Синтезаторы частот и сигналов: Учебное пособие. - М.: САЙНС-ПРЕСС, 2012.
36. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учебное пособие/ О. В. Алексеев, А. А. Голованов, А. В. Митрофанов и др. – М.: Высш. шк. 2013.
37. Владимир Макаренко. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза. [www.chip-news.ru](http://www.chip-news.ru)
38. Tracking Advances In VCO Technology. APPLICATION NOTE 1768. Oct 21, 2020. <http://www.maxim-ic.com>.
39. SA8028 2.5 GHz sigma delta fractional-N/ 760 MHz IF integer frequency synthesizers. <http://www.semiconductors.philips.com>.
40. ADF7012. Multichannel ISM Band FSK/GFSK/OOK/GOOK/ASK Transmitter [www.analog.com](http://www.analog.com).
41. Mark Curtin and Paul O'Brien. Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters – Part 1, 2, 3. [www.analog.com](http://www.analog.com).
42. Analog Dialogue 36-03 (2021). [www.analog.com](http://www.analog.com).
43. Шитиков Г. Т. Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн. – М.: Радио и связь, 1983.
44. Controls Waveforms in Test, Measurement, and Communications By Eva Murphy, Colm Slattery. Analog Dialogue 39-08, August (2015)
45. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
46. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275 с.
47. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с.
48. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від’ємним опором. Монографія. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2009. – 182 с.
49. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

50. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу:  
[http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14\\_nakazy\\_ta\\_rozpor\\_183575/248+58074-detail.html](http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14_nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html)
51. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:  
<http://vsegost.com/Catalog/41/41131.shtml>
52. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - [http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id\\_doc=71028](http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028)
53. ДСТУ Б В.2.5-82:2016 Електробезпека в будівлях і спорудах. Вимоги до захисних заходів від ураження електричним струмом - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id\\_doc=65395](http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=65395)
54. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id\\_doc=79885](http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885)
55. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:  
<http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
56. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:  
<http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
57. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://sop.zp.ua/norm\\_npaop\\_0\\_00-7\\_15-18\\_01\\_ua.php](http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php)
58. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

Додаток А  
(обов'язковий)

## ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

### НАДВИСОКОЧАСТОТНІ ГЕНЕРАТОРИ КЕРОВАНІ НАПРУГОЮ ТА СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-20м  
спеціальності 172 – Телекомунікації  
та радіотехніка

шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Ревенков В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. ІРТС

Осадчук В.С.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

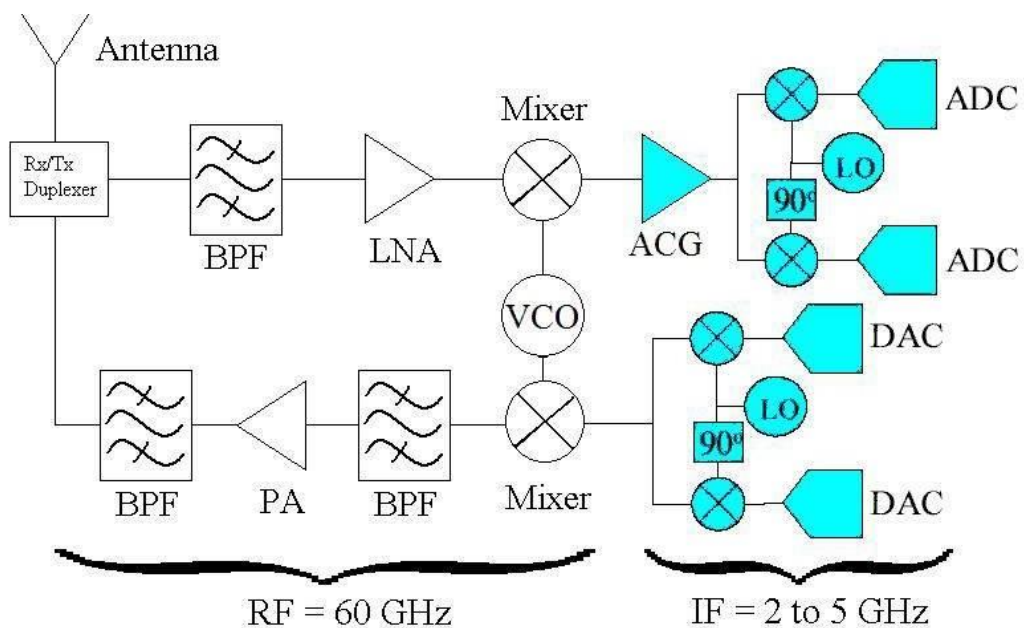


Рисунок 1 - Структурна схема гетеродинного радіочастотного інтерфейсу для радіочастот 60 ГГц

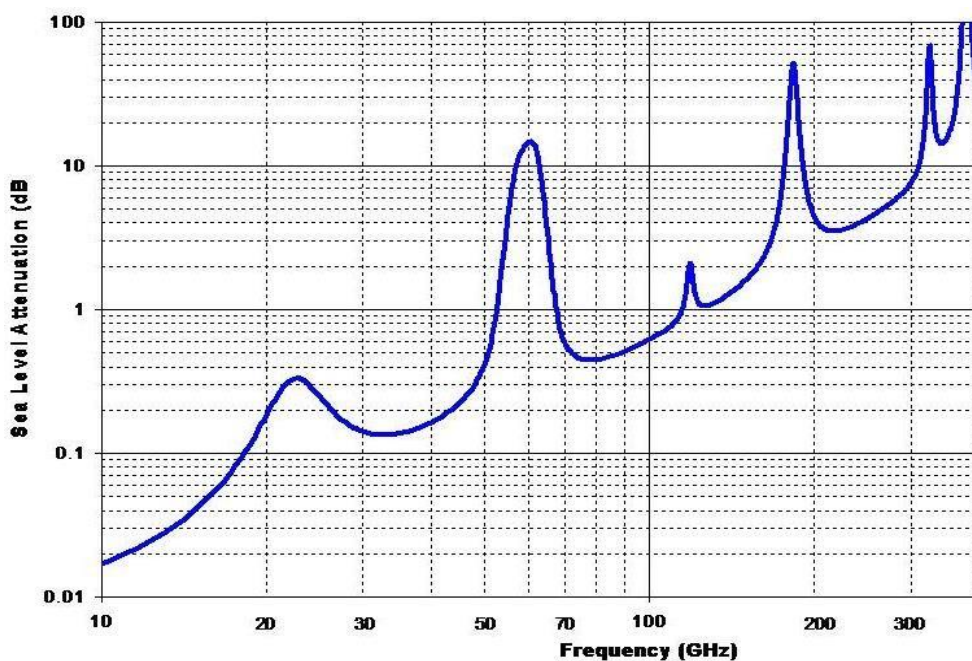


Рисунок 2 - Атмосферне та молекулярне поглинання

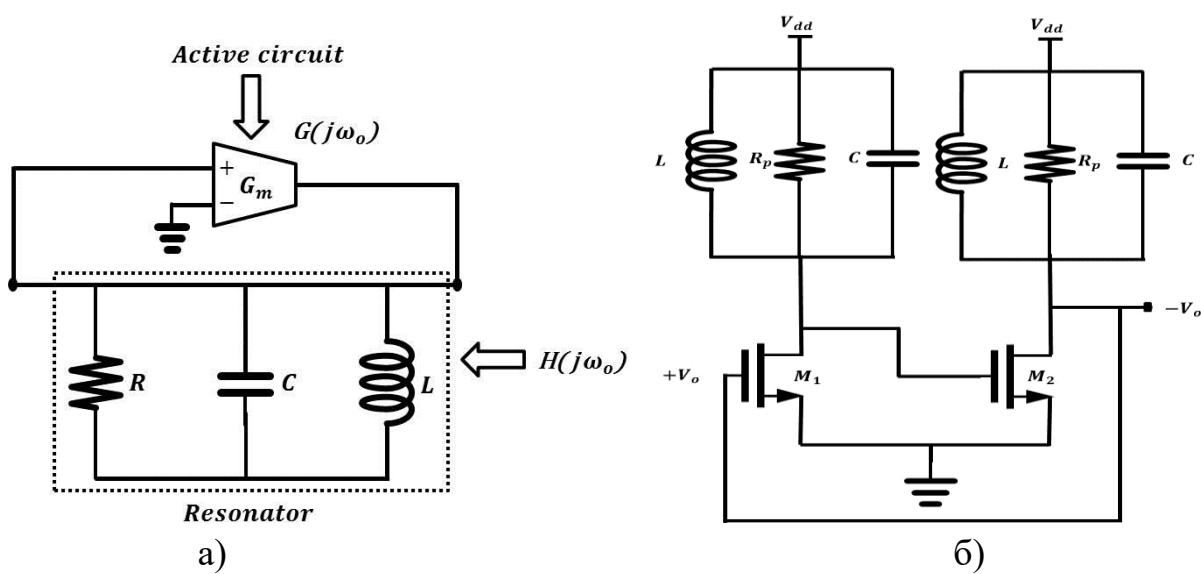


Рисунок 3 - LC-генератор (а) Загальна структура та (б)

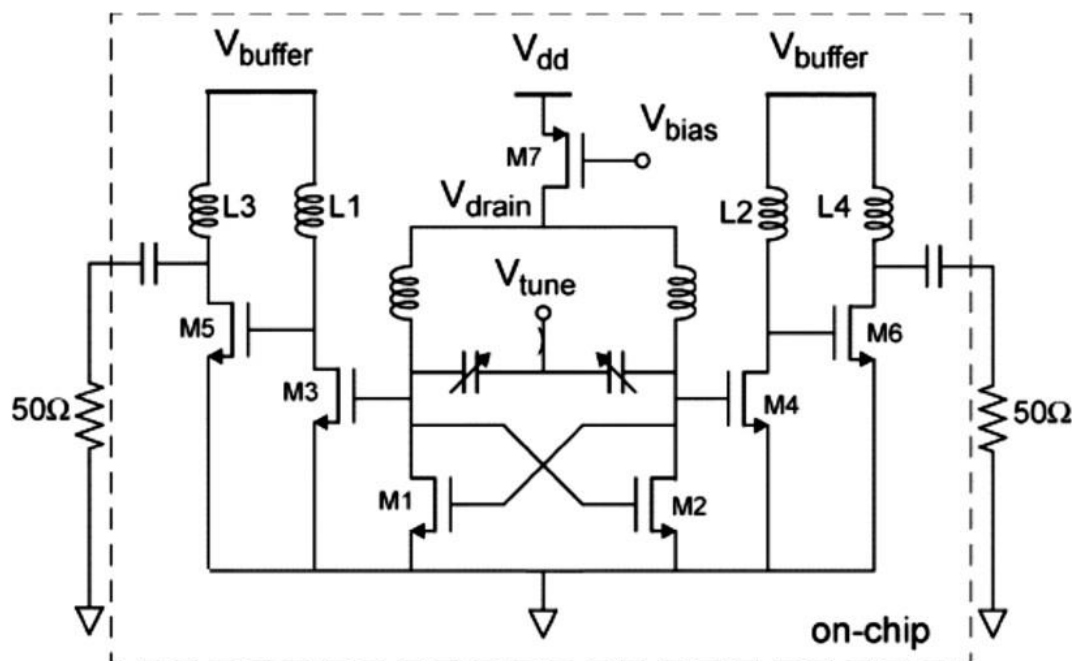


Рисунок 3 - Схема VCO

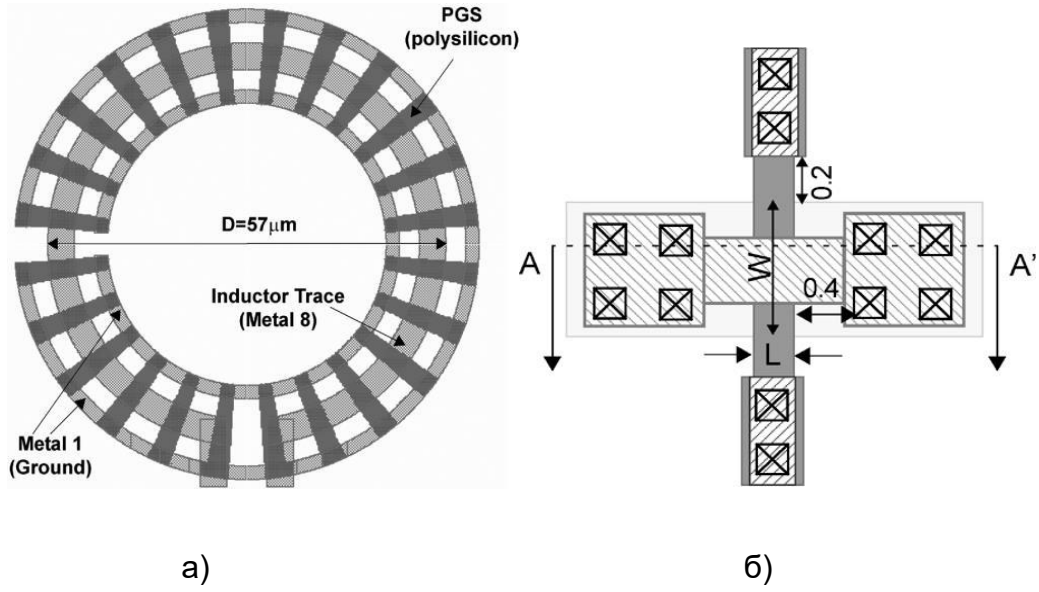


Рисунок 4 - (а) Схема індуктора (б) Вид зверху МОП-варактора

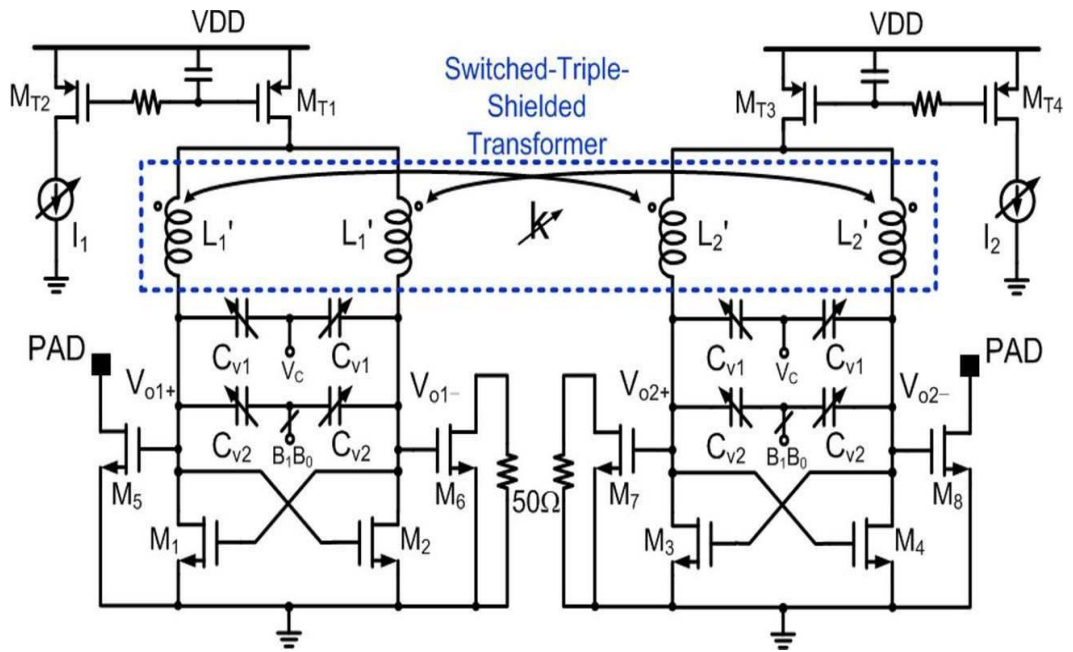


Рисунок 5 - Схема запропонованого МТ-VCO



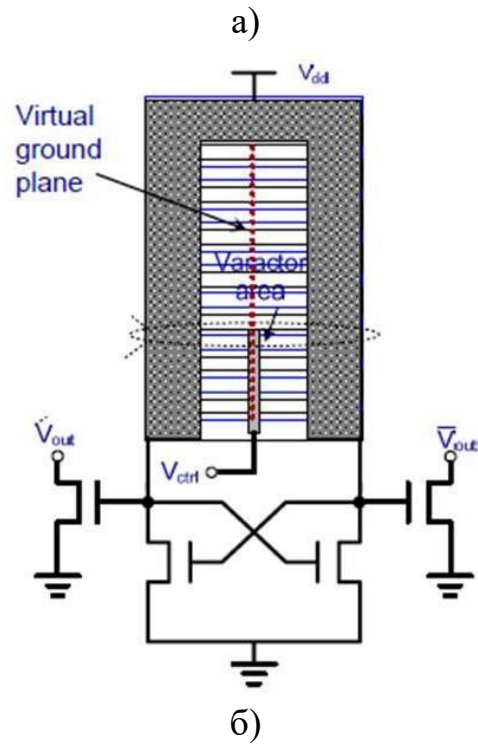
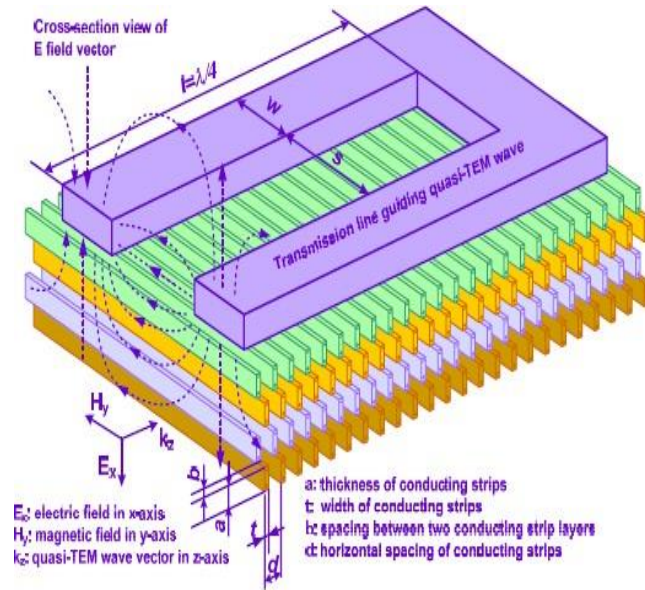
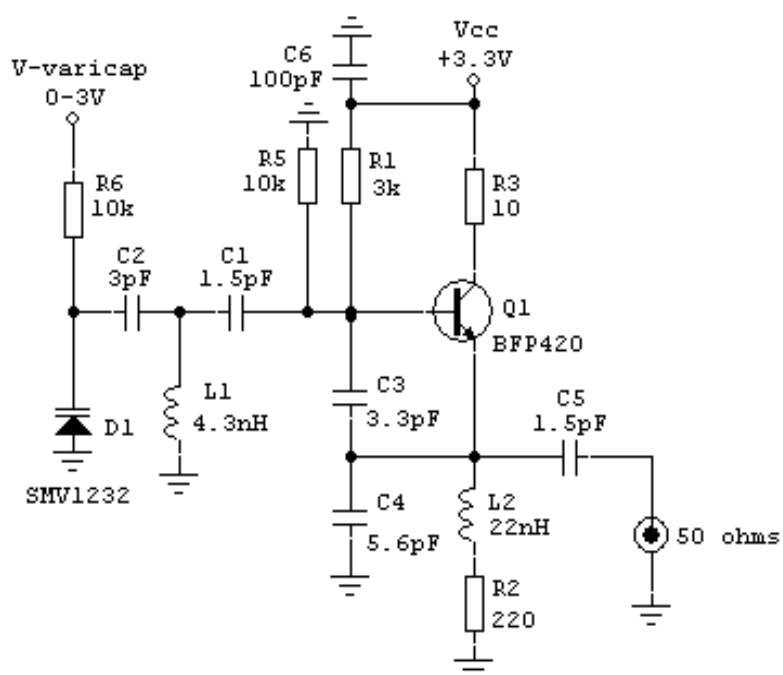
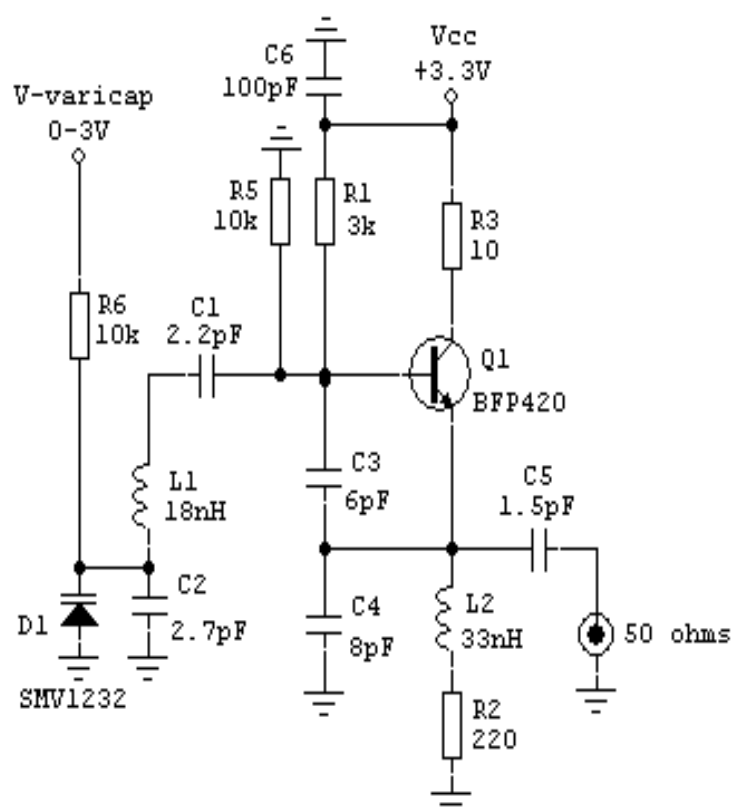


Рисунок 6 - (а) резонатор стоячої хвилі  $\lambda/4$  з основним штучним діелектриком, (б) схема VCO



1.52GHz-1.56GHz Colpitts VCO

Рисунок 7 - VCO BJT Colpitts з загальним колектором



1GHz - 1.2GHz series tuned Colpitts VCO (Clapp VCO)

Рисунок 8 - Послідовно налаштована схема Кольпітса (або осцилятор Клаппа)

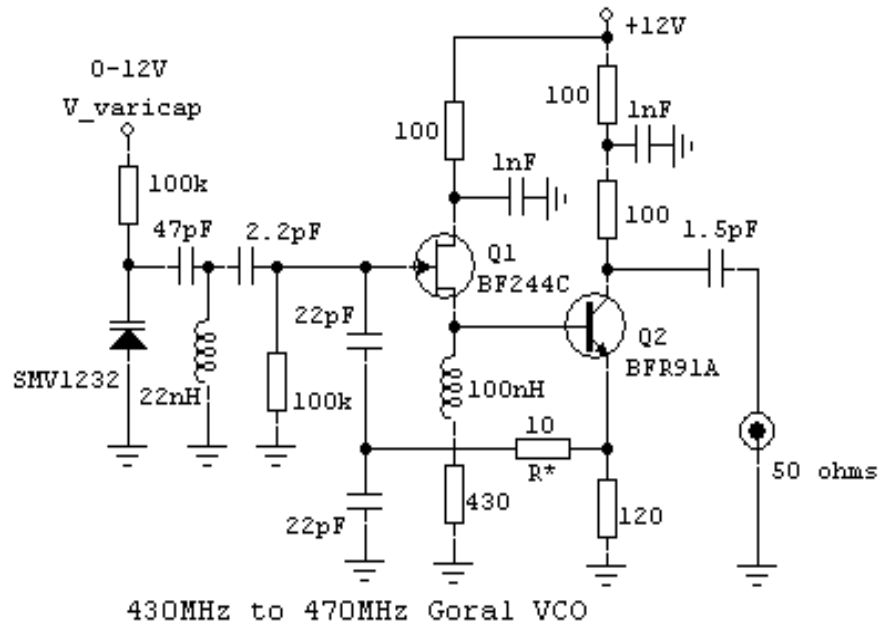


Рисунок 9 - Схемотехнічне рішення Goral VCO

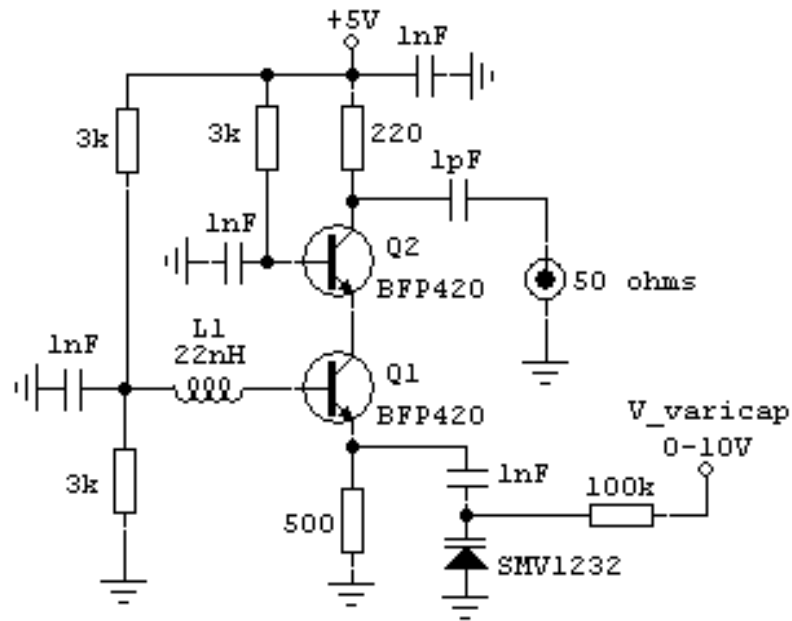


Рисунок 10 - Схемотехнічне рішення каскадного VCO

Додаток Б  
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ**

**НАДВИСОКОЧАСТОТНІ ГЕНЕРАТОРИ КЕРОВАНІ НАПРУГОЮ ТА  
СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ**

