

Міністерство освіти і науки України

Луцький національний технічний університет

(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет робототехніки та штучного інтелекту

(повне найменування факультету)

Кафедра електроніки, фізики та SMART-систем

(повне найменування кафедри)

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
ЗА СТУПЕНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ «БАКАЛАВР»**

**ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ТОПОЛОГІЙ ЧАСТОТНИХ МІКШЕРІВ ТА
ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ**

**COMPARATIVE ANALYSIS OF FREQUENCY MIXER TOPOLOGIES AND
THEIR APPLICATIONS TELECOMMUNICATION SYSTEMS**

спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

освітня програма «Телекомунікації та радіотехніка»

(назва освітньої програми)

Виконав: здобувач вищої освіти

групи ТК-41

Семенюк Станіслав Миколайович

(підпис)

Керівник: к.т.н., доцент

Якимчук Наталія Миколаївна

(підпис)

Кваліфікаційну роботу

допущено до захисту

« ____ » _____ 2026 р.

Гарант освітньої програми:

к.т.н., доцент

Євсюк Микола Миколайович

(підпис)

Луцьк – 2026 року

ЛУЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет комп'ютерних та інформаційних технологій
Кафедра електроніки та телекомунікацій
Ступінь вищої освіти: бакалавр
Галузь знань: 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка
Освітня програма: «Телекомунікації та радіотехніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ доц. В. ЗАБЛОЦЬКИЙ

« _____ » _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ ВИЩОЇ ОСВІТИ

Семенюку Станіславу Миколайовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи *Порівняльний аналіз топологій частотних мікшерів та їх застосування в телекомунікаційних системах*

Керівник роботи *к.т.н., доцент Якимчук Наталія Миколаївна*

затверджені наказом закладу вищої освіти від «31» грудня 2025 року № 558/01-02

2. Строк подання здобувачем вищої освіти кваліфікаційної роботи 04.06.2026 р.

3. Вихідні дані до роботи *технічні характеристики та структурні особливості мікшерів методи аналізу параметрів радіочастотних трактів телекомунікаційних систем; програмні засоби моделювання та аналізу характеристик мікшерів у часовій і частотній областях.*

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

Вступ

Розділ 1 Принципи роботи та застосування мікшерів

Розділ 2 Аналіз будови та функціонування мікшерів

Розділ 3 Моделювання та дослідження двобалансного мікшера

Розділ 4 Застосування мікшерів в передавально-приймальних трактах мереж зв'язку

Висновки

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:

Демонстраційний матеріал у вигляді презентації Power Point.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис	
		завдання видав	завдання прийняв
<i>Розділ 1 Принципи роботи та застосування мікшерів</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Розділ 2 Аналіз будови та функціонування мікшерів</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Розділ 3 Моделювання та дослідження двобалансного мікшера</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Розділ 4 Застосування мікшерів в передавальних-приймальних трактах мереж зв'язку</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		
<i>Нормоконтроль</i>	<i>Селепина Й. Р., доцент</i>		
<i>Гарант ОП</i>	<i>Євсюк М. М., доцент</i>		
<i>Показник запозичень тексту</i>	%		
<i>Академічна доброчесність</i>	<i>Якимчук Н. М., доцент</i>		

7. Дата видачі завдання

31 грудня 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	<i>Розділ 1 Принципи роботи та застосування мікшерів</i>	до 01.03.2026 р.	
2.	<i>Розділ 2 Аналіз будови та функціонування мікшерів</i>	до 15.03.2026 р.	
3.	<i>Розділ 3 Моделювання та дослідження двобалансного мікшера</i>	до 01.04.2026 р.	
4.	<i>Розділ 4 Застосування мікшерів в передавальних-приймальних трактах мереж зв'язку</i>	до 10.04.2026 р.	
5.	<i>Висновки</i>	до 20.04.2026 р.	
6.	<i>Формування списку використаних джерел</i>	до 30.04.2026 р.	
7.	<i>Оформлення ілюстративного матеріалу</i>	до 10.05.2026 р.	
8.	<i>Нормоконтроль</i>	до 20.05.2026 р.	
9.	<i>Інструментальна перевірка на академічний плагіат</i>	до 30.05.2026 р.	
10.	<i>Представлення кваліфікаційної роботи бакалавра до захисту</i>	до 04.06.2026 р.	

Здобувач вищої освіти _____

(підпис)

Семенюк С. М.

(прізвище, ініціали)

Керівник кваліфікаційної роботи _____

(підпис)

Якимчук Н. М.

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Семенюк С. М. Порівняльний аналіз топологій частотних мікшерів та їх застосування в телекомунікаційних системах. Рукопис.

Кваліфікаційна робота бакалавра ОП «Телекомунікації та радіотехніка» спеціальності 172 Електронні комунікації та радіотехніка. Луцький національний технічний університет. Луцьк, 2026. 67 с.

Кваліфікаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, додатків, списку використаних джерел.

У першому розділі розглянуто загальну характеристику частотних мікшерів як об'єкта дослідження.

У другому розділі проведено детальний порівняльний аналіз чотирьох базових топологій мікшерів: незбалансованих, одинарно-, подвійно- та потрійно-збалансованих.

У третьому розділі виконано моделювання та дослідження характеристик діодних мікшерів у часовій та частотній областях. Визначено параметри лінійності системи, проведено розрахунок спектральних складників та здійснено верифікацію моделі шляхом порівняння результатів із показниками реального апаратного прототипу на феритових осердях.

У четвертому розділі обґрунтовано вибір активної реалізації мікшера на базі осередку Гілберта у квадратурній конфігурації для архітектури прямого перетворення в системах Massive MIMO.

Ключові слова: мікшер, 5G, мережа доступу, точка компресії.

ANNOTATION

Semeniuk S. Comparative analysis of frequency mixer topologies and their applications telecommunication systems. Manuscript.

Bachelor's qualification work in the Educational Program «Telecommunications and Radio Engineering», specialty 172 Electronic Communications and Radio Engineering. Lutsk National Technical University. Lutsk, 2026. 67 p.

The qualification work consists of an introduction, four chapters, conclusions, appendices, and a list of sources used.

The first chapter considers the general characteristics of frequency mixers as an object of study.

The second chapter provides a detailed comparative analysis of four basic mixer topologies: unbalanced, single-balanced, double-balanced, and triple-balanced.

The third chapter presents the modeling and research of diode mixer characteristics in the time and frequency domains. The linearity parameters of the system are determined, spectral components are calculated, and the model is verified by comparing the results with the performance of a real hardware prototype based on ferrite cores.

The fourth chapter justifies the choice of an active mixer implementation based on a Gilbert cell in a quadrature configuration for direct conversion architecture in Massive MIMO systems.

Keywords: Mixer, 5G, Access Network, Compression Point.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП – Аналого–цифровий перетворювач

ЕМВ – Електромагнітне випромінювання

ЗІЗ – Засоби індивідуального захисту

ЗОЗ – Зона обмеження забудови

ПЗВ – Пристрій захисного відключення

ПК – Персональний комп'ютер

СЗЗ – Санітарно-захисна зона

ЦАП – Цифро-аналоговий перетворювач

5G – Fifth Generation (П'яте покоління мобільного зв'язку)

IF – Intermediate Frequency (Проміжна частота)

ІПЗ – Input Third-Order Intercept Point (Точка перетину третього порядку по входу)

ЗМІСТ

ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1 ПРИНЦИПИ РОБОТИ ТА ЗАСТОСУВАННЯ МІКШЕРІВ ...	10
1.1 Загальна характеристика частотних мікшерів як об'єкту дослідження.....	10
1.2 Взаємозв'язок компонентів об'єкту дослідження.....	13
РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ БУДОВИ ТА ФУНКЦІОНУВАННЯ МІКШЕРІВ	16
2.1 Порівняльний аналіз основних топологій частотних мікшерів.....	16
2.2. Структурні схеми базових топологій частотних мікшерів	26
2.3. Аналіз параметрів подвійно-збалансованого мікшера.....	30
РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ МІКШЕРІВ	33
3.1 Небалансний діодний мікшер	33
3.2 Однобалансний діодний мікшер	35
3.3 Двобалансний діодний мікшер	37
3.4 Оптимізації параметрів двобалансного мікшера	40
3.5 Дослідження роботи двобалансного мікшера	43
3.6 Порівняння результатів моделювання з реальним прототипом.....	52
РОЗДІЛ 4 ЗАСТОСУВАННЯ МІКШЕРІВ В ПЕРЕДАВАЛЬНО-ПРИЙМАЛЬНИХ ТРАКТАХ МЕРЕЖ ЗВ'ЯЗКУ	55
4.1 Особливості побудови приймально-передавальних вузлів	55
4.2 Вибір та обґрунтування топології частотного мікшера для БС	57
4.3 Вплив мікшера на пропускну здатність мережі доступу 5G	59
4.4 Структура мережі доступу з використанням IQ-мікшерів.....	62
ВИСНОВКИ.....	66
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	67

ВСТУП

Сучасні системи радіозв'язку та телекомунікацій характеризуються постійним зростанням вимог до швидкості передавання даних, спектральної ефективності та якості обробки сигналів. У таких умовах важливу роль відіграють елементи радіочастотного тракту, від параметрів яких залежить стабільність і ефективність роботи всієї системи. Одним із ключових компонентів є частотний мікшер, який забезпечує перенесення сигналу з однієї частоти на іншу та використовується у приймальних і передавальних пристроях.

Дослідження мікшерів є актуальним напрямом сучасної радіотехніки, оскільки їхні характеристики безпосередньо впливають на рівень шумів, лінійність тракту, коефіцієнт перетворення та появу інтермодуляційних спотворень. Особливе значення має вибір топології мікшера, адже конструктивні особливості визначають рівень ізоляції між портами, спектральну чистоту вихідного сигналу та здатність працювати з широким діапазоном частот.

У сучасних мережах зв'язку, зокрема в системах 5G та технологіях Massive MIMO, до мікшерів висуваються підвищені вимоги щодо високої лінійності та мінімізації спотворень. Це обумовлює необхідність детального аналізу різних структур мікшерів, дослідження їхніх переваг і недоліків, а також оцінки придатності до використання в багатоканальних системах.

Метою дипломної роботи є дослідження принципів роботи частотних мікшерів, аналіз основних топологій та визначення їхнього впливу на характеристики сучасних телекомунікаційних систем. Особлива увага приділяється порівнянню різних структур мікшерів, оцінці їхніх параметрів і визначенню найбільш ефективних рішень для практичного застосування. Для досягнення поставленої мети в роботі поставлено такі основні завдання:

1. Провести аналіз принципів роботи та особливостей застосування частотних мікшерів у сучасних телекомунікаційних системах.

2. Виконати порівняльний аналіз основних топологій мікшерів за показниками лінійності, ізоляції портів, спектральної чистоти та складності

реалізації.

3. Провести моделювання та дослідження характеристик подвійно-збалансованого мікшера у часовій та частотній областях.

4. Оцінити вплив параметрів мікшерів на роботу приймально-передавальних трактів і систем 5G Massive MIMO.

5. Обґрунтувати вибір оптимальної топології мікшера для використання у сучасних телекомунікаційних мережах широкосмугового зв'язку.

Об'єктом дослідження є частотні мікшери як складові радіочастотних трактів. Предметом дослідження є схемотехнічні топології частотних мікшерів та методи оптимізації їх параметрів.

Під час виконання кваліфікаційної роботи бакалавра було використано інструменти штучного інтелекту для редагування та форматування тексту, виключно як допоміжний засіб для пошуку ідей, уточнення формулювань та опрацювання літератури. Усі твердження, висновки та результати дослідження належать автору та ґрунтуються на власному аналізі, а отримані результати від генеративного ШІ були перевірені на достовірність та відповідність академічній доброчесності.

РОЗДІЛ 1

ПРИНЦИПИ РОБОТИ ТА ЗАСТОСУВАННЯ МІКШЕРІВ

1.1 Загальна характеристика частотних мікшерів як об'єкту дослідження

Сучасний етап розвитку телекомунікаційних мереж, зокрема впровадження стандарту 5G, систем супутникового зв'язку та Інтернету речей (IoT), характеризується стрімким освоєнням нових, більш високих частотних діапазонів (включаючи міліметрові хвилі). Використання високих частот (Radio Frequency, RF) є необхідним для передачі електромагнітних хвиль на значні відстані через вільний простір за допомогою антен прийнятних розмірів, а також для забезпечення широкої смуги пропускання, що прямо пропорційна швидкості передачі даних.

Однак, безпосередня обробка сигналів – їх посилення, вузькосмугова фільтрація, модуляція, демодуляція та оцифрування – на надвисоких частотах є технологічно складною, енергозатратною та економічно недоцільною задачею. Тому в архітектурі більшості сучасних приймально-передавальних пристроїв (зокрема, за супергетеродинною схемою) використовується принцип перенесення спектру інформаційного сигналу на більш низьку, так звану проміжну частоту (Intermediate Frequency, IF), або ж у базову смугу частот (Baseband) [9].

Ключовим елементом радіочастотного тракту, який виконує перетворення спектру сигналу шляхом нелінійної взаємодії сигналів RF та LO без втрати закладеної в ньому амплітудної, частотної або фазової інформації, є частотний мікшер (змішувач).

Функціонально частотний мікшер являє собою багатополісний (найчастіше трипортовий) пристрій (рис. 1.1). Взаємодія сигналів у ньому відбувається через три основні порти:

1. Порт радіочастоти (RF – Radio Frequency). У приймачах на цей порт подається слабкий високочастотний сигнал, прийнятий антеною та попередньо

підсилений малошумним підсилювачем (LNA). У передавачах з цього порту знімається готовий високочастотний сигнал для подальшого посилення і випромінювання.

2. Порт гетеродина (LO – Local Oscillator). На цей вхід подається потужний неперервний гармонійний сигнал від локального генератора (синтезатора частот). Сигнал гетеродина діє як опорний «комутаційний» сигнал, що задає крок частотного зсуву.

3. Порт проміжної частоти (IF – Intermediate Frequency). У приймачах це вихідний порт, з якого знімається перетворений сигнал зниженої частоти для подальшої зручної обробки. У передавачах сюди подається вхідний низькочастотний інформаційний сигнал.

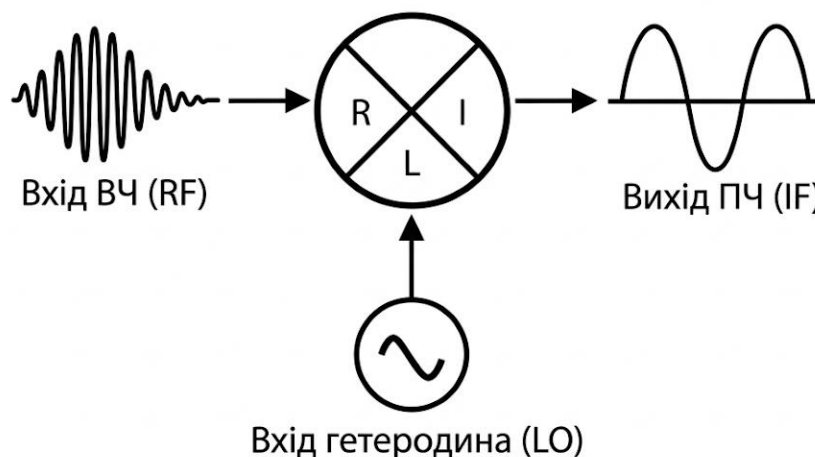


Рисунок 1.1 – Блок схема мікшера [9]

В основі роботи будь-якого частотного мікшера лежить математична операція перемноження миттєвих значень напруг або струмів двох сигналів у часовій області. Якщо розглянути ідеальний перемножувач, на входи якого подаються два гармонійні сигнали $V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ та $V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$, то згідно з тригонометричними тотожностями вихідний сигнал матиме вигляд:

$$V_{IF}(t) = [V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)] \cdot [V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)], \quad (1.1)$$

$$V_{IF}(t) = \frac{V_{RF}V_{LO}}{2} [\cos((w_{RF} - w_{LO})t) + \cos((w_{RF} + w_{LO})t)]. \quad (1.2)$$

Як видно з рівняння, ідеальне перемноження призводить до появи на виході двох нових спектральних складових: сумарної частоти $w_{RF} + w_{LO}$ та різницевої частоти $w_{RF} - w_{LO}$. Далі за допомогою смугових фільтрів (BPF) або фільтрів нижніх частот (LPF) виділяється потрібна компонента, а небажана – пригнічується.

Концептуально LO діє як перемикач: коли його напруга висока – мікшер «увімкнений», коли низька – «вимкнений», як зображено на рисунку 1.2. LO-порт завжди є входом, тоді як RF та IF можуть бути як входами, так і виходами – залежно від застосування.

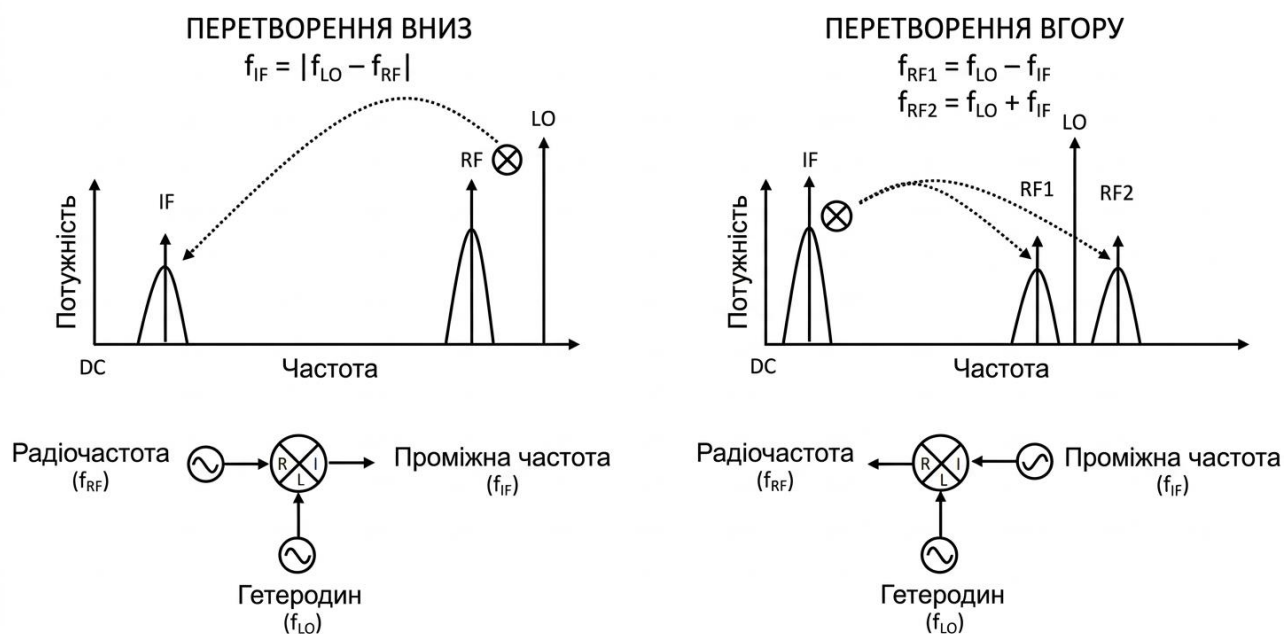


Рисунок 1.2 – Пониження і підвищення частоти мікшера [9]

При down-conversion (пониження) RF-сигнал зміщується з LO і переноситься на нижчу IF-частоту.

При up-conversion (підвищення) IF-сигнал зміщується з LO і переноситься на вищу RF-частоту.

У реальних фізичних пристроях функцію перемноження реалізують за

допомогою нелінійних радіоелектронних компонентів, таких як напівпровідникові діоди (наприклад, діоди Шоттки) або транзистори (біполярні, польові, CMOS, FinFET). Вольт-амперна характеристика (ВАХ) таких елементів є нелінійною і може бути описана поліномом Тейлора. Через це реальний процес змішування є набагато складнішим за ідеальний: окрім корисних сумарної та різницевої частот, на виході мікшера утворюється безліч паразитних інтермодуляційних складових $m\omega_{RF} \pm n\omega_{LO}$ (де m, n – цілі числа), а також просочуються сигнали з самих входів RF та LO [9, 10].

Саме тому сучасні дослідження та проектування частотних мікшерів зосереджені на пошуку оптимальних топологій (схемотехнічних рішень) та технологічних баз, які дозволяють максимізувати корисний сигнал (мінімізувати втрати перетворення), забезпечити високу ізоляцію між портами та досягти високої лінійності для уникнення спотворення складних цифрових сигналів, характерних для мереж 5G.

1.2 Взаємозв'язок компонентів об'єкту дослідження

Частотний мікшер є центральним вузлом будь-якого сучасного радіочастотного (РЧ) тракту, проте його ефективна робота можлива лише за умови строгої узгодженості з іншими компонентами системи. Для комплексного розуміння об'єкту дослідження необхідно розглянути місце мікшера в архітектурі типового трансивера (приймально-передавального пристрою) та його взаємодію з суміжними каскадами [1, 4, 10].

У класичній супергетеродинній архітектурі або в архітектурі прямого перетворення (Zero-IF), яка широко застосовується в сучасних системах зв'язку стандарту 5G, мікшер виконує роль сполучної ланки між високочастотною (аналоговою) та низькочастотною (цифро-аналоговою) частинами системи.

Розглянемо взаємозв'язок мікшера з основними компонентами тракту приймача (Rx):

1. Антена та вхідні смугові фільтри (RF BPF). Електромагнітний сигнал,

прийнятий антеною, містить безліч завад. Вхідний фільтр виділяє лише потрібну смугу частот. Взаємозв'язок з мікшером полягає в тому, що фільтр повинен максимально пригнічувати дзеркальний канал (Image Frequency) ще до того, як сигнал потрапить на вхід мікшера, оскільки після змішування відокремити дзеркальний канал від корисного буде неможливо.

2. Малошумний підсилювач (LNA – Low Noise Amplifier). Прийнятий сигнал має вкрай низьку потужність (часто на рівні теплового шуму). LNA підсилює цей сигнал, додаючи мінімум власного шуму. Критична взаємодія: вихідний імпеданс LNA має бути ідеально узгоджений із вхідним імпедансом RF-порту мікшера (зазвичай 50 Ом). Крім того, мікшер зазвичай має високий коефіцієнт шуму (Noise Figure, NF), тому попереднє посилення від LNA є життєво необхідним для збереження загального співвідношення сигнал/шум (SNR) системи згідно з формулою Фрііса. [9, 10]

3. Локальний генератор (LO – Local Oscillator) та синтезатор частот (PLL). Це джерело опорного гармонійного сигналу. Для коректної роботи мікшера (особливо на діодах або пасивних FET-транзисторах) сигнал LO повинен мати достатньо високу потужність, щоб керувати нелінійними елементами мікшера, переводячи їх у ключовий режим. Фазовий шум генератора безпосередньо переноситься на вихідний сигнал мікшера, тому якість LO критично впливає на чистоту спектру перетвореного сигналу.

4. Фільтр проміжної частоти (IF Filter). Після перемноження сигналів на виході IF-порту утворюється цілий спектр частот (сумарна, різницева та інтермодуляційні складові). IF-фільтр (часто це ПАР-фільтри або керамічні фільтри) ставиться безпосередньо після мікшера для виділення виключно корисного сигналу різницевої частоти та пригнічення всіх побічних продуктів перетворення і просочувань ($LO - to - IF$, $RF - to - IF$).

У тракці передавача (Tx) взаємозв'язки мають зворотний характер. Інформаційний сигнал з базової смуги (Baseband) або проміжної частоти надходить на IF-порт мікшера. Після змішування з сигналом LO на RF-порту формується високочастотний сигнал. Тут критичним компонентом після мікшера

є підсилювач потужності (PA – Power Amplifier). Мікшер у передавачі повинен забезпечувати високу лінійність (високий рівень точки децибельної компресії P1, дБ та точки перетину третього порядку IP3), щоб не створювати нелінійних спотворень, які потім будуть багаторазово підсилені PA і випромінені в ефір, створюючи завади сусіднім каналам зв'язку.

Окремо слід виділити архітектуру прямого перетворення (Direct Conversion), яка є домінуючою у масивних MIMO системах 5G. У цій архітектурі використовуються спеціальні квадратурні (IQ) мікшери. Вони складаються з двох звичайних мікшерів, на які подається сигнал LO із зсувом фаз на 90 градусів.

Такий тісний апаратний взаємозв'язок дозволяє безпосередньо переносити складні цифрові види модуляції (наприклад, 256-QAM) на радіочастоту без використання проміжної частоти. Отже, вибір топології мікшера безпосередньо диктує вимоги до всіх інших компонентів радіочастотного тракту: від необхідності використання дзеркальних фільтрів до потужності локального генератора.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ БУДОВИ ТА ФУНКЦІОНУВАННЯ МІКШЕРІВ

2.1 Порівняльний аналіз основних топологій частотних мікшерів

Основою для побудови будь-якого частотного мікшера є нелінійний елемент, який забезпечує операцію перемноження сигналів. Проте спосіб об'єднання цих елементів у єдину схему (топологія) кардинально впливає на ключові характеристики пристрою: ізоляцію портів, рівень інтермодуляційних спотворень, ширину смуги пропускання та необхідну потужність гетеродина (LO). На сьогодні в телекомунікаційній інженерії виділяють чотири базові топології мікшерів, порівняльний аналіз яких наведено нижче [9, 1].

2.1.1 Незбалансовані мікшери (Unbalanced Mixers)

Незбалансований мікшер є найпростішою топологією, яка використовує лише один нелінійний компонент (зазвичай один діод або польовий транзистор). Сигнали радіочастоти (RF) та гетеродина (LO) подаються на цей елемент через прості фільтри або спрямовані відгалужувачі (рис. 2.1).

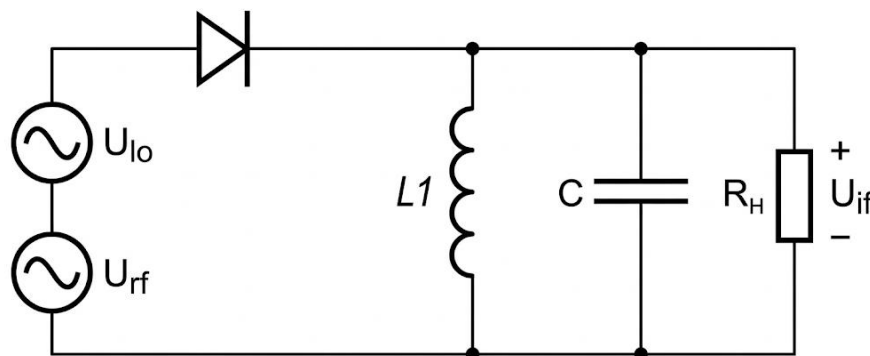


Рисунок 2.1 – Схема незбалансованого мікшера

Одним з обмежень незбалансованого мікшера є те, що окрім бажаної IF-частоти (суми або різниці), вихідний частотний спектр також включає RF та LO сигнал, тому для відхилення частотних компонентів вихідного сигналу потрібен вузькосмуговий IF-фільтр. Вихідний контур RLC на рисунку 2.1 налаштований так, щоб відповідати частоті IF. Це означає, що мікшер одного пристрою має

досить вузьку пропускну здатність IF через відсутність ізоляції портів. Однодіодні мікшери використовуються в економічних фронтендах приймачів, а смугові фільтри можуть застосовуватися на вході та виході для розділення сигналів LO, RF і IF (рис. 2.2). Однак вони можуть бути проблемними, якщо частоти RF і LO перетинаються і вимога фільтрації стає надто складною.

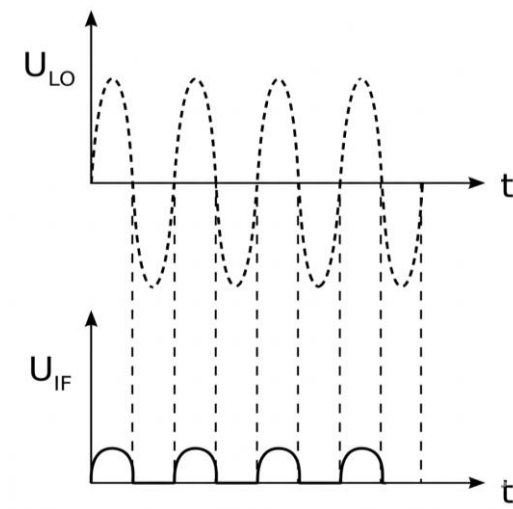


Рисунок 2.2 – Часова характеристика незбалансованого мікшера [2]

До переваг такої схеми відносять надзвичайну простоту конструкції, низьку вартість та мінімальні вимоги до потужності гетеродина.

Недоліки: практично повна відсутність ізоляції між портами. Сигнали LO та RF безперешкодно просочуються на вихід IF. Крім того, така схема генерує величезну кількість паразитних інтермодуляційних гармонік, оскільки не забезпечує пригнічення парних гармонік.

Через низькі експлуатаційні характеристики ця топологія майже не використовується в сучасних телекомунікаційних системах, залишаючись лише в найпростіших або дуже специфічних вимірювальних приладах [2].

2.1.2 Одинарно-збалансовані мікшери (Single-Balanced Mixers)

Ця топологія використовує два нелінійні елементи (наприклад, пару діодів) та один симетруючий трансформатор (балун) або квадратурний міст. Балун розділяє один із входних сигналів (зазвичай LO) на два протифазні (зсув 180 градусів).

Ранні широкосмугові приймачі використовували 90° гібридний об'єднувач, який розділяв радіочастотний (RF) і гетеродинний (LO), але ізоляція залежала від того, наскільки добре діоди були узгоджені за імпедансом. 180° гібридний розгалужувач вирішив цю проблему. Цей метод ізолює порти RF та LO та зменшує небажаний продукт інтермодуляції. Сигнали RF та LO подаються на сумарний та дельта-вхідні порти гібрида, а два відповідні гібридні виходи по черзі живлять діод (один спрямований до гібрида, а інший від нього). Зовнішні кінці діодів з'єднані разом і приймаються як вихід IF.

Сигнал, що подається на 180° порт гібридного змішувача (який можна налаштувати як порт LO або RF), буде збалансованим і, таким чином, не з'являтиметься на виході IF.

Приклад схеми однобалансного змішувача показано на рисунку 2.3 з 180° гібридним розгалужувачем на входних портах RF та LO та низькочастотним фільтром (LPF) на вихідному порту IF (мережа L1, C2 та C3):

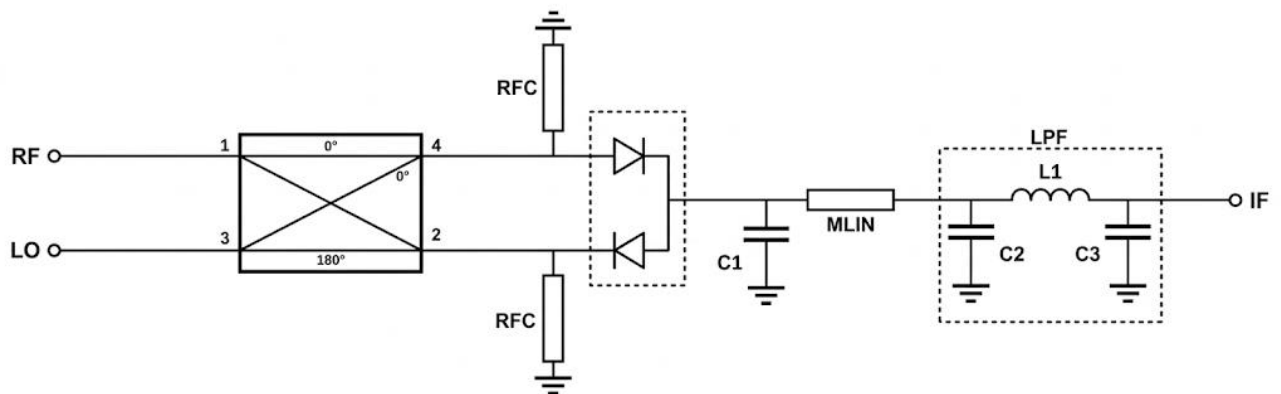


Рисунок 2.3 – Схема роботи одинарно-збалансованого діодного мікшера [9]

Сигнал гетеродина (LO) подається на протифазний (180°) порт, що забезпечує його балансування та високий ступінь ізоляції відносно виходу проміжної частоти (IF). Попри це, амплітуда гетеродина залишається достатньою для перемикання діодів Шотткі, що є необхідною умовою для здійснення процесу змішування. Своєю чергою, радіочастотний компонент (RF) відфільтровується на IF-виході за допомогою шунтувального конденсатора C1, підключеного до шини

заземлення, а також спеціалізованого фільтра нижніх частот (LPF).

При підвищеній потужності LO діоди можуть переходити в режим самозміщення, що спричиняє значні втрати перетворення та погіршення ізоляції. Для запобігання цьому між з'єднувачем та діодами встановлюються радіочастотні дроселі (RFC), які замикаються на землю.

Серед топологій збалансованих мікшерів однозбалансовані мікшери потребують найменшої кількості потужності LO. Відхилення LO або RF на виході IF зазвичай становить від 20 до 30 дБ (рис. 2.4).

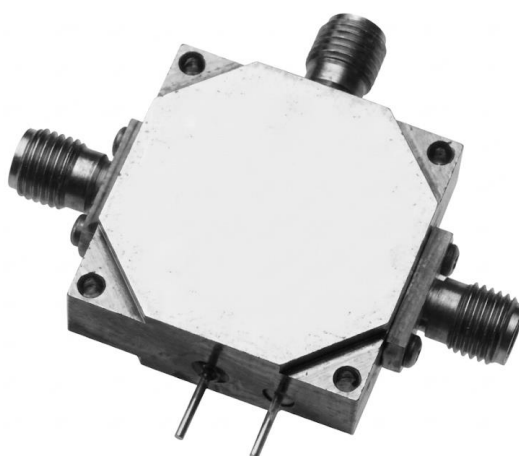


Рисунок 2.4 – Одинарно-збалансований мікшер моделі SBB0218LR5 [2]

Переваги такого типу мікшерів: завдяки протифазному живленню діодів досягається компенсація (пригнічення) сигналу локального генератора на виході IF, що забезпечує хорошу ізоляцію між портами LO та RF/IF. Крім того, пригнічуються інтермодуляційні складові, утворені парними гармоніками гетеродина.

Недоліки: забезпечує ізоляцію лише між RF та LO портами без додаткової фільтрації; фільтрація призводить до роботи у вузькому діапазоні частот; потребує більшої потужності гетеродина (LO), ніж небалансні змішувачі; нижча лінійність порівняно з подвійними балансними змішувачами; вищі втрати перетворення (conversion loss), ніж у подвійних балансних змішувачах.

Застосування: радіолокаційні системи початкового рівня та недорогі приймачі, де важливий компроміс між ціною та ізоляцією порту LO [2].

2.1.3 Подвійно-збалансовані мікшери (Double-Balanced Mixers – DBM)

Подвійно-збалансовані мікшери є подальшим розвитком одинарно-збалансованих структур та реалізують принцип симетричного балансування одночасно для сигналів RF і LO. На відміну від одинарно-збалансованих схем, у яких пригнічується лише одна з компонент, DBM забезпечують значно кращу ізоляцію між усіма портами та ефективніше пригнічення паразитних гармонік і інтермодуляційних складових. Саме тому подвійно-збалансовані топології стали базовим рішенням для сучасних радіочастотних трактів.

Залежно від принципу реалізації DBM поділяються на пасивні та активні. Пасивні мікшери будуються переважно на діодних кільцевих схемах і не забезпечують підсилення сигналу, характеризуючись наявністю втрат перетворення (conversion loss). Їх основними перевагами є висока лінійність, добра ізоляція портів та широкий динамічний діапазон. Активні подвійно-збалансовані мікшери (рис. 2.5) реалізуються на транзисторних структурах і, на відміну від пасивних, здатні забезпечувати підсилення перетворення (conversion gain), що особливо важливо для інтегральних радіочастотних систем сучасних стандартів зв'язку.

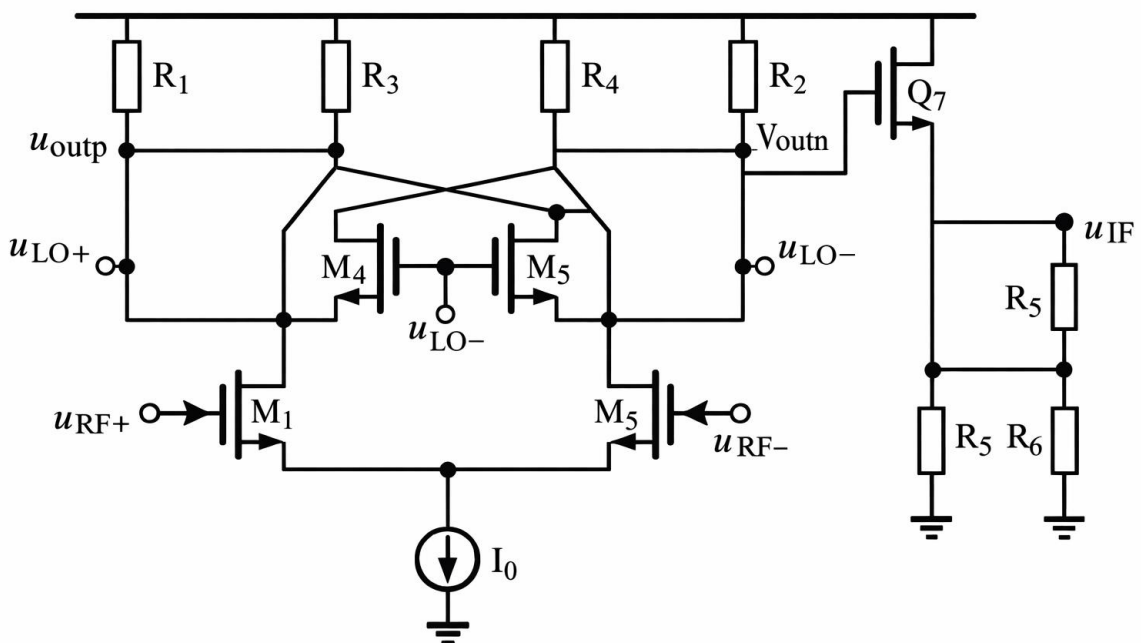


Рисунок 2.5 – Схема активного подвійно-збалансованого мікшера [3]

Найпоширенішою активною реалізацією DBM є комірка Гілберта (Gilbert Cell), яка являє собою транзисторну структуру, побудовану за принципом балансного перемноження сигналів [3]. Комірка Гілберта широко застосовується у мікросхемах приймально-передавальних трактів систем 4G/5G, IQ-модуляторах та архітектурах прямого перетворення завдяки можливості інтеграції на одному напівпровідниковому кристалі, високій швидкодії та підтримці квадратурної обробки сигналів. Перевага цієї схеми полягає в тому, що вихідний струм забезпечує аналогове перемноження сигналів у межах лінійного режиму роботи транзисторів.

Порівняно з одинарно-збалансованими мікшерами, подвійно збалансовані діодні мікшери мають більшу лінійність і менше побічних складових спектру сигналу. Вони також мають кращу ефективність перетворення і можуть досягати ширшої пропускної здатності. Однак ця архітектура мікшера вимагає вищих вимог до LO, а порти дуже чутливі до реактивних навантажень. Сигнал IF передається як від LO, так і від радіочастотних балунів. Використання окремих балунів для RF і LO портів забезпечує ізоляцію між RF і LO портами, знижуючи рівень продуктів інтермодуляції порівняно з незбалансованим мікшером.

На рисунках 2.6 і 2.7 показано мікшери які використовують подвійно збалансовану топологію, забезпечуючи типову ізоляцію значно більше 30 дБ на частотах до 50 ГГц, мінімізуючи потребу у зовнішній фільтрації.



Рисунок 2.6 – Подвійно–збалансований мікшер моделі MXDB – 1000WG [3]

Переваги такого типу полягають у забезпеченні високої природної ізоляції між усіма трьома портами (LO – RF, LO – IF, RF – IF). Завдяки повній симетрії схеми відбувається взаємне знищення всіх парних гармонік як сигналу LO, так і сигналу RF. Це різко знижує рівень інтермодуляційних спотворень і підвищує лінійність (ІПЗ) системи.

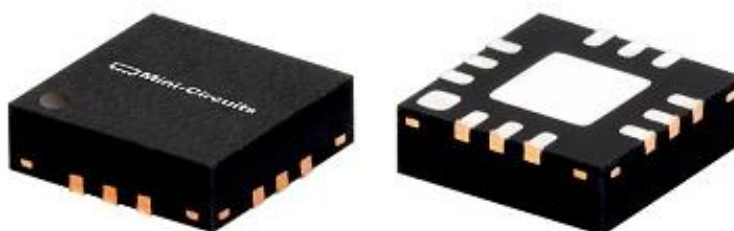


Рисунок 2.7 – Міліметрові ММІС мікшери Mini-Circuits MDB – 44H+ [3]

До недоліків відносять те, що для перемикання чотирьох діодів або транзисторів потрібна значно більша потужність гетеродина (LO drive level), ніж в одинарно-збалансованих схемах, а також більші втрати перетворення (Conversion Loss) порівняно з простішими схемами.

Застосування: базові станції мобільного зв'язку, системи 5G (в архітектурі трансиверів), широкосмугові системи передачі даних. Є галузевим стандартом завдяки ідеальному балансу характеристик [1, 4, 7,8].

2.1.4 Потрійно-збалансовані мікшери (Triple-Balanced Mixers)

Топологія мікшера з потрійним балансуванням ще більше покращує лінійність конструкцій з подвійним балансом, але також вимагає ще більшого рівня потужності LO для роботи. Дана архітектура складається фактично з двох подвійно-збалансованих мікшерів, об'єднаних разом, використовує три балуни та вісім нелінійних елементів (діодів) (рис. 2.8).

Ця архітектура забезпечує кращу ізоляцію та придушення хибних та інтермодуляційних продуктів, ніж топологія подвійно-балансного мікшера. Потрійно збалансовані мікшери також мають широку пропускну здатність IF та ідеально підходять для застосувань, де широкосмугові сигнали потрібно

транслювати з одного частотного діапазону в інший з мінімальними продуктами інтермодуляції (рис. 2.9).

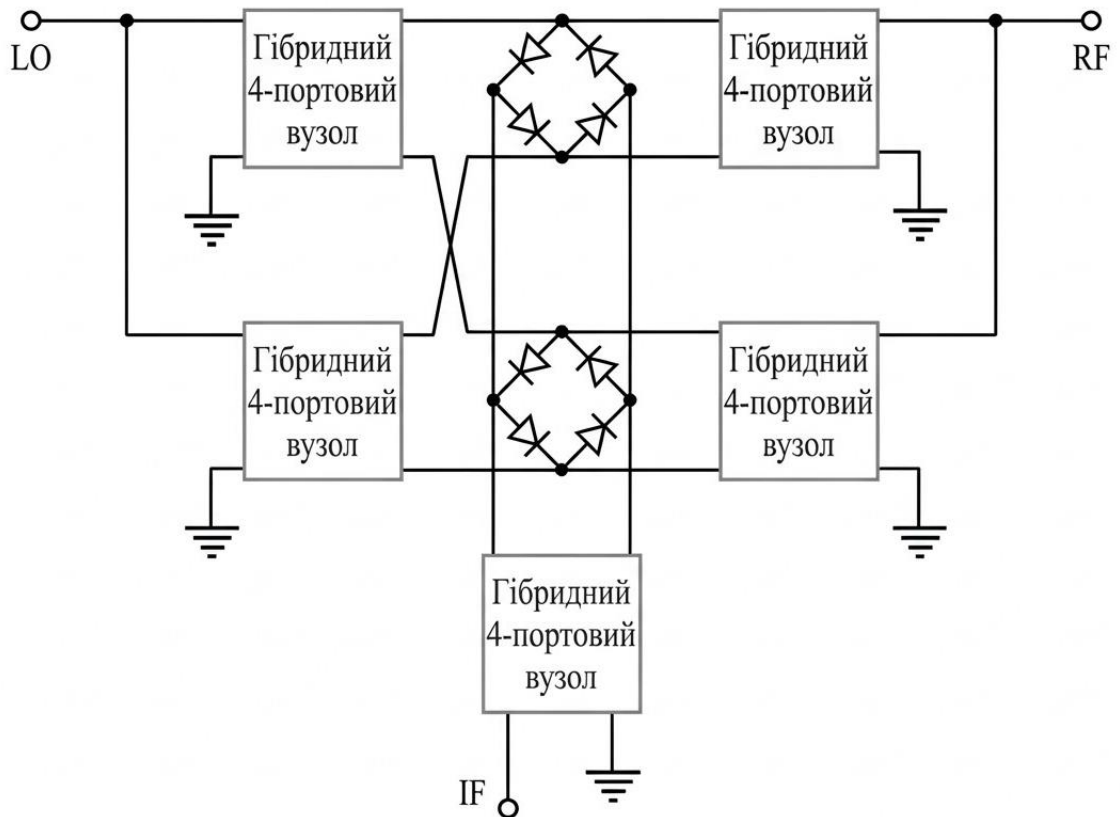


Рисунок 2.8 – Блок-схема потрійно-збалансованого діодного мікшера [9]

Переваги: надає максимально можливу ізоляцію між портами і найширшу смугу пропускання як по входу RF/LO, так і по виходу IF (IF порт може працювати від постійного струму DC до дуже високих частот). Забезпечує найвищий рівень лінійності (P1dB, IP3).



Рисунок 2.9 – Потрійно-збалансований мікшер Mini-Circuits LAVI – 362VH+ [8]

Недоліки: найскладніша і найдорожча конструкція. Вимагає дуже високого рівня потужності LO. Має трохи більші втрати перетворення через наявність додаткових трансформаторів.

Застосування: надширокосмугові вимірювальні комплекси, радіоелектронна боротьба (РЕБ) та високоточні системи супутникового зв'язку, де вимоги до ширини смуги є критичними.

2.1.5 IQ-мікшери

IQ мікшери дозволяють обробляти дві бічні смуги частот окремо, використовуючи квадратурну модуляцію, де фаза стає змінною величиною при передачі даних. Квадратурна модуляція в кінцевому підсумку подвоює інформаційну ємність при передачі з двома бічними смугами, оскільки кожна бічна смуга може містити різну інформацію. Схему IQ-мікшера показано на рисунку (рис. 2.10).

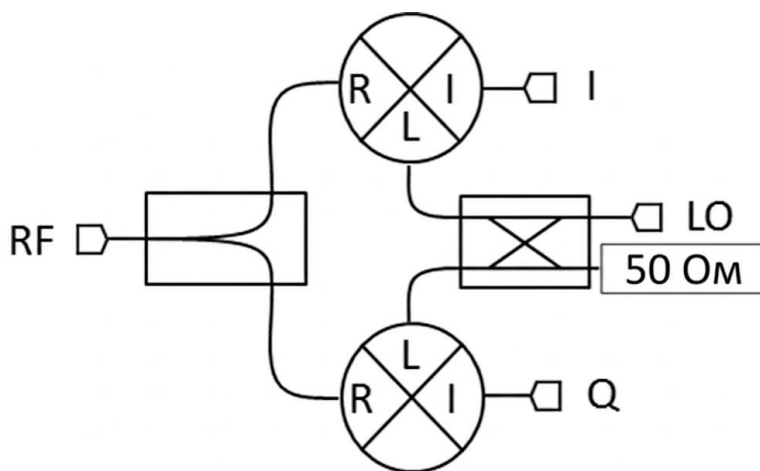


Рисунок 2.10 – Схема IQ-мікшера [9]

IQ мікшер складається з двох змішувачів, у кожного з яких фаза гетеродина (LO) зсунута відносно іншого на 90° за допомогою гібридного відгалужувача. Один мікшер обробляє синфазну компоненту LO, а інший – квадратурну. Вихідні сигнали I та Q є сигналами основної смуги (baseband), які об'єднуються в радіочастотний (RF) сигнал для передачі. У приймачі відбувається зворотний процес: RF-сигнал знову розділяється на базові канали I та Q.

Для створення конфігурації IQ мікшера може бути використана будь-яка з розглянутих раніше топологій – як небалансна, так і балансна.

Порівняння характеристик топологій мікшерів наведена в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Порівняння топологій мікшерів

Параметр	Незбалансовані	Збалансовані			IQ-мікшери
		Одинарні	Подвійні	Потрійні	
Ізоляція між портами, дБ	0...10	15...30	25...45	35...60	25...45
Рівень побічних спектральних складових	Високий	Середній	Низький	Найнижчий	Низький
Пригнічення парних гармонік	Відсутнє	Часткове	Ефективне	Максимальне	Ефективне
Вимоги до IF-фільтрації	Високі	Середні	Знижені	Мінімальні	Знижені
Робоча смуга частот	Вузька	Середня	Широка	Дуже широка	Широка
Потрібний рівень LO, дБм	-10...0	0...+7	+7...+13	+13...+23	0...+10
Лінійність	Низька	Середня	Висока	Найвища	Висока
Підсилення перетворення	Відсутнє або низьке	Низьке	Залежить від реалізації	Низьке	Залежить від реалізації
Складність реалізації	Найнижча	Невисока	Середня	Найвища	Висока
Вартість	Найнижча	Низька	Середня	Висока	Висока
Можливість інтеграції в IC	Обмежена	Обмежена	Висока	Обмежена	Дуже висока
Типові застосування	Прості приймачі, вимірювальні вузли	Недорогі РЧ системи	Базові станції, SDR, 5G	РЕБ, супутникові системи	Zero-IF, Massive MIMO, 4G/5G

Проведений аналіз показує, що з ускладненням топології від незбалансованої до потрійно-збалансованої суттєво зростають ізоляція портів, лінійність та спектральна чистота. Однак є збільшення складності, вартості та вимог до потужності локального генератора. Для сучасних телекомунікаційних систем масового сегменту (включно з обладнанням 5G) найоптимальнішим вибором з точки зору критерію ефективність/вартість є подвійно-збалансована

топологія (Double-Balanced Mixer).

2.2 Структурні схеми базових топологій частотних мікшерів

Вибір оптимальної архітектури радіочастотного тракту вимагає глибокого розуміння внутрішньої структури мікшера. Хоча на макрорівні подвійно-збалансований мікшер (DBM) виглядає як трипортовий пристрій («чорна скринька»), його внутрішня реалізація визначає, чи матиме система втрати або підсилення, яким буде рівень шумів та здатність до інтеграції в мікросхеми. Розглянемо дві основні структурні схеми DBM: пасивний кільцевий діодний мікшер та активну транзисторну комірку Гілберта.

1. Пасивна реалізація: кільцевий діодний мікшер (Diode Ring Mixer).

Структурна схема пасивного DBM складається з чотирьох узгоджених напівпровідникових діодів (найчастіше використовуються діоди Шоттки завдяки їхньому малому часу відновлення та низькому бар'єру), з'єднаних у замкнене кільце, та двох широкосмугових високочастотних трансформаторів (балунів) з відводами від середньої точки.

У цій схемі сигнал гетеродина (LO) виконує роль потужного електронного комутатора, який періодично змінює полярність підключення порту RF до порту IF (рис. 2.11).

У позитивний напівперіод сигналу гетеродина LO одна діагональна пара діодів кільцевої структури переходить у провідний стан, тоді як інша пара закривається. У результаті сигнал RF передається на вихід IF з певною полярністю.

У негативний напівперіод LO полярність керуючого сигналу змінюється, тому провідною стає інша діагональна пара діодів. Це призводить до зміни напрямку проходження струму через кільце та еквівалентно зміні фази RF-сигналу на 180° .

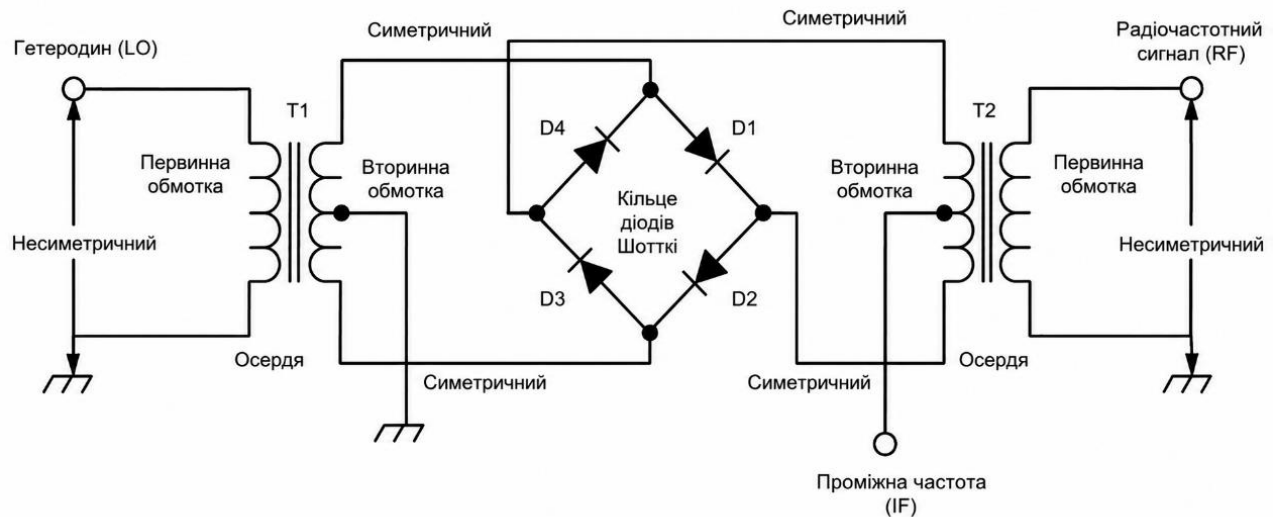


Рисунок 2.11 – Структурна схема пасивного кільцевого діодного мікшера [9]

Таким чином, кільцевий діодний мікшер реалізує процес комутаційного перемноження сигналу RF прямокутною функцією сигналу LO, яка приймає значення $+1$ та -1 . Унаслідок симетричної структури схеми відбувається взаємна компенсація складових гетеродина на портах RF та IF, що забезпечує високий рівень ізоляції між портами та зменшує рівень паразитних спектральних складових. [7].

Ключові особливості для мереж: висока лінійність та нульове енергоспоживання (не потрібне живлення постійним струмом). Головний недолік – наявність втрат перетворення (Conversion Loss), які зазвичай становлять $5 \dots 8$ дБ, що вимагає використання додаткових підсилювачів у тракці.

2. Активна реалізація. Комірка Гілберта (Gilbert Cell) [3].

Для сучасних мобільних пристроїв та масивних MIMO-антен базових станцій 5G критично важливою є можливість інтеграції всіх компонентів на один кремнієвий чип (CMOS або BiCMOS технології). Трансформатори діодного мікшера займають занадто багато місця на кристалі. Тому стандартом де-факто для інтегральних схем стала активна топологія – комірка Гілберта.

Структурна схема комірки Гілберта складається з трьох пов'язаних функціональних блоків (рис. 2.12):

- 1) нижній каскад (RF Transconductance Stage). Складається з

диференціальної пари транзисторів. На їхні затвори подається вхідна напруга RF. Цей каскад працює у лінійному режимі як перетворювач «напруга – струм». Транскондуктивність цього каскаду g_m визначає загальний коефіцієнт підсилення мікшера;

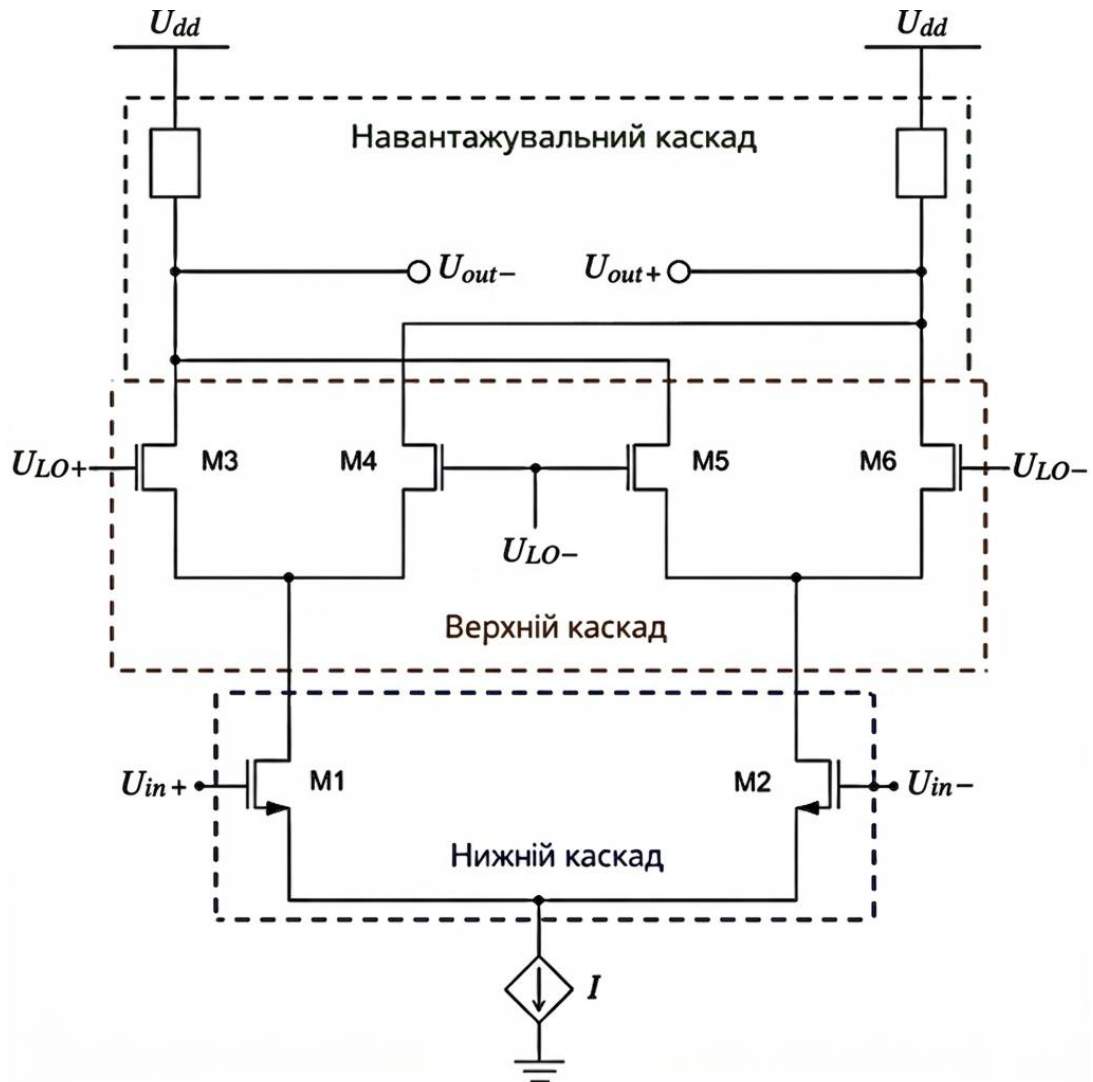


Рисунок 2.12 – Структурна схема комірки Гілберта; функціональні блоки навантаження, верхній, нижній каскади [3]

2) верхній каскад (LO Switching Quad). Складається з чотирьох транзисторів, з'єднаних перехресно у дві диференціальні пари. На їхні затвори подається потужний диференціальний сигнал LO. Цей каскад працює в ключовому (нелінійному) режимі;

3) навантаження (Load). Зазвичай це резистори або активні джерела

струму, на яких вихідний диференціальний струм перетворюється назад у напругу проміжної частоти (IF).

Нижній каскад перетворює вхідну радіочастотну напругу на диференціальний струм. Цей струм надходить до верхнього каскаду. Транзистори верхнього каскаду, керовані сигналом LO, працюють як високошвидкісні перемикачі струму. Вони по черговою направляють (комутують) струм від лівого та правого RF-транзисторів на вихідні резистори. Таким чином, струм RF множить на комутаційну функцію LO.

Ключові особливості для мереж. На відміну від діодного кільця, комірка Гілберта забезпечує підсилення перетворення (Conversion Gain), тобто вихідний сигнал може бути потужнішим за вхідний. Комірка легко реалізується на кристалах площею в кілька міліметрів, однак він має вищий рівень власного шуму (через дробовий шум транзисторів) та вимагає джерела живлення постійного струму (Vdd).

Для побудови високоякісних базових станцій телекомунікаційних мереж вибір між пасивною та активною структурами залежить від місця в тракті. Якщо пріоритетом є максимальний динамічний діапазон та відсутність інтермодуляційних спотворень (наприклад, перші каскади приймача базової станції), перевага надається пасивним діодним кільцевим мікшерам. У випадках, де критичною є компактність, низька вартість, можливість повної інтеграції (System-on-Chip) та потрібно уникнути втрат сигналу, безальтернативним вибором є активна комірка Гілберта. Додатково активні мікшери забезпечують підсилення перетворення та зменшують вимоги до наступних каскадів підсилення, що особливо важливо для сучасних багатодіапазонних систем 4G/5G.

2.3 Аналіз параметрів подвійно-збалансованого мікшера

Оскільки ми обрали подвійно-збалансований мікшер (DBM) для використання в базовій станції 5G, розрахунок та аналіз параметрів ми будемо

проводити з огляду на вимоги саме цього стандарту. До таких параметрів належать: втрати перетворення, коефіцієнт шуму, показники лінійності (точка компресії та точка перетину третього порядку) та ізоляція портів [1].

1. Втрати перетворення (Conversion Loss) та коефіцієнт шуму (Noise Figure).

Втрати перетворення L_c є фундаментальним параметром пасивного мікшера, який визначає відношення потужності корисного вихідного сигналу проміжної частоти P_{IF} до потужності вхідного радіочастотного сигналу P_{RF} . Цей параметр зазвичай виражається в децибелах (дБ):

$$L_c(\text{дБ}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{RF}}{P_{IF}} \right). \quad (2.1)$$

Для ідеального діодного кільцевого мікшера теоретична межа втрат становить $\frac{2}{\pi}$, що зумовлено розкладанням сигналу в ряд Фур'є під час ключової комутації. Однак у реальних пристроях через омичні втрати в діодах, неідеальність балунів та неузгодженість імпедансів типове значення L_c для сучасних DBM у діапазоні міліметрових хвиль (mmWave) становить від 5 до 8 дБ. У пасивних топологіях втрати перетворення безпосередньо впливають на коефіцієнт шуму (NF). Коефіцієнт шуму пасивного мікшера чисельно дорівнює його втратам перетворення плюс тепловий шум: $NF \approx L_c$.

Отже, якщо мікшер має втрати 7 дБ, він погіршує відношення сигнал/шум системи також на 7 дБ. Це математично обґрунтовує абсолютну необхідність використання малошумного підсилювача (LNA) перед мікшером у приймачі базової станції для задоволення вимог формули Фрііса.

2. Розрахунок параметрів лінійності: $P_{1\text{дБ}}$ та IP3.

Сигнали стандарту 5G (особливо з мультиплексуванням OFDM) характеризуються високим відношенням пікової потужності до середньої (PAPR). Тому мікшер повинен мати надзвичайно високу лінійність, щоб уникнути спотворення сигналу на піках амплітуди. Лінійність мікшера

описується двома головними параметрами:

- точка компресії 1 дБ ($P_{1дБ}$). Це рівень вхідної потужності радіочастотного сигналу P_{RF} при якому втрати перетворення збільшуються на 1 дБ порівняно з лінійним режимом. Для класичного DBM високого рівня точка $P_{1дБ}$ зазвичай знаходиться на 5...10 дБ нижче за рівень потужності гетеродина (LO Drive Level). Наприклад, якщо потужність LO становить +15 дБм, то $P_{1дБ}$ очікується на рівні +5... +10 дБм;

- точка перетину третього порядку (Third-Order Intercept Point – IP3). Цей параметр є критично важливим для систем зв'язку, оскільки інтермодуляційні складові третього порядку ($2f_1 - f_2$ та $2f_2 - f_1$) потрапляють безпосередньо у смугу пропускання корисного сигналу і не можуть бути відфільтровані. Рівень IP3 по входу (IIP3) розраховується за результатами двотонного тестування:

$$IIP3(\text{дБм}) = P_{in} + \frac{\Delta P}{2}, \quad (2.2)$$

де P_{in} – потужність кожного з двох вхідних тестових тонів;

ΔP – різниця в децибелах між рівнем корисного сигналу IF та рівнем інтермодуляційного продукту третього порядку на виході.

Завдяки своїй симетрії, подвійно-збалансований мікшер демонструє видатні показники IIP3, які часто перевищують +20... +25 дБм, що робить його ідеальним кандидатом для трансиверів 5G.

3. Ізоляція портів (Port Isolation). Ізоляція визначає ступінь пригнічення небажаного просочування сигналів між портами. Для DBM найбільш критичними є:

- ізоляція LO – to – RF. Визначає, яка частина потужності гетеродина випромінюється через антену. Розраховується як різниця рівнів потужності:

$$Iso_{R-L}(\text{дБ}) = P_{LO(in)} - P_{LO(RF)}. \quad (2.3)$$

– ізоляція LO – to – IF. Важлива для запобігання перевантаженню наступних каскадів посилення (IF amplifiers).

Завдяки використанню двох трансформаторів-балунів та діодного моста, ідеальний DBM має нескінченну ізоляцію. Проте на практиці через паразитні ємності та незначну асиметрію діодів реальна ізоляція у діапазоні частот 5G (Sub-6 GHz або mmWave) становить від 30 до 45 дБ, що є відмінним показником, який значно спрощує вимоги до наступних каскадів фільтрації.

Проведені розрахунки та аналіз підтверджують, що топологія подвійно-збалансованого мікшера забезпечує оптимальний баланс технологічних параметрів. Її висока лінійність (високі значення $P_{1\text{дБ}}$ та ПРЗ) та чудова ізоляція портів повністю компенсують наявність втрат перетворення.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ МІКШЕРІВ

3.1 Небалансний діодний мікшер

Для практичного дослідження характеристик частотних мікшерів та аналізу процесів перетворення сигналів було виконано комп'ютерне моделювання у середовищі TINA-TI. Дане програмне середовище є спеціалізованою системою схемотехнічного моделювання електронних пристроїв, яка підтримує аналіз аналогових, цифрових та радіочастотних схем із використанням SPICE-моделей компонентів. TINA-TI дозволяє виконувати часовий, спектральний, частотний та параметричний аналіз електронних кіл, досліджувати нелінійні процеси та оцінювати характеристики радіочастотних трактів у режимах, наближених до реальних умов роботи.

Перша досліджувана топологія – небалансний діодний мікшер, у якому процес перетворення частоти реалізується завдяки нелінійним властивостям напівпровідникового діода (рис. 3.1). Два сигнали з частотою (LO та RF) через резистори підсумовуються і подаються на один нелінійний елемент – діод. Далі стоїть LC-ланка, яка складається з котушки індуктивності та конденсатора, та працює як фільтр для виділення корисної проміжної частоти (IF) на виході [9].

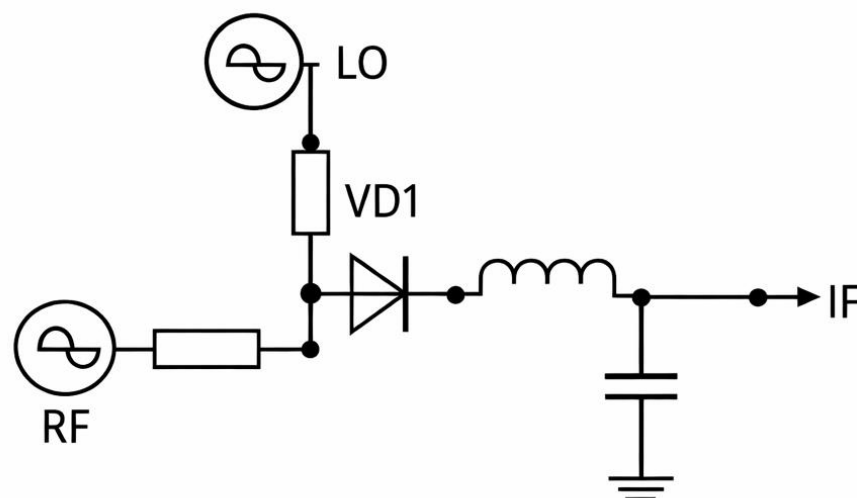


Рисунок 3.1 – Схема небалансного мікшера з одним діодом

Оскільки вольт-амперна характеристика діода є нелінійною, він пропускає струм лише протягом певних інтервалів напруги, фактично обрізаючи від'ємну частину сигналу. Така нелінійна обробка еквівалентна амплітудній модуляції одного сигналу іншим і призводить до появи у вихідному спектрі нових складових – сумарної та різницевої частот, а також побічних гармонік (рис. 3.2). У результаті змішування отримаємо крім основних частот, їх суму та різницю:

$$f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|, f_{SUM} = f_{RF} + f_{LO}. \quad (3.1)$$

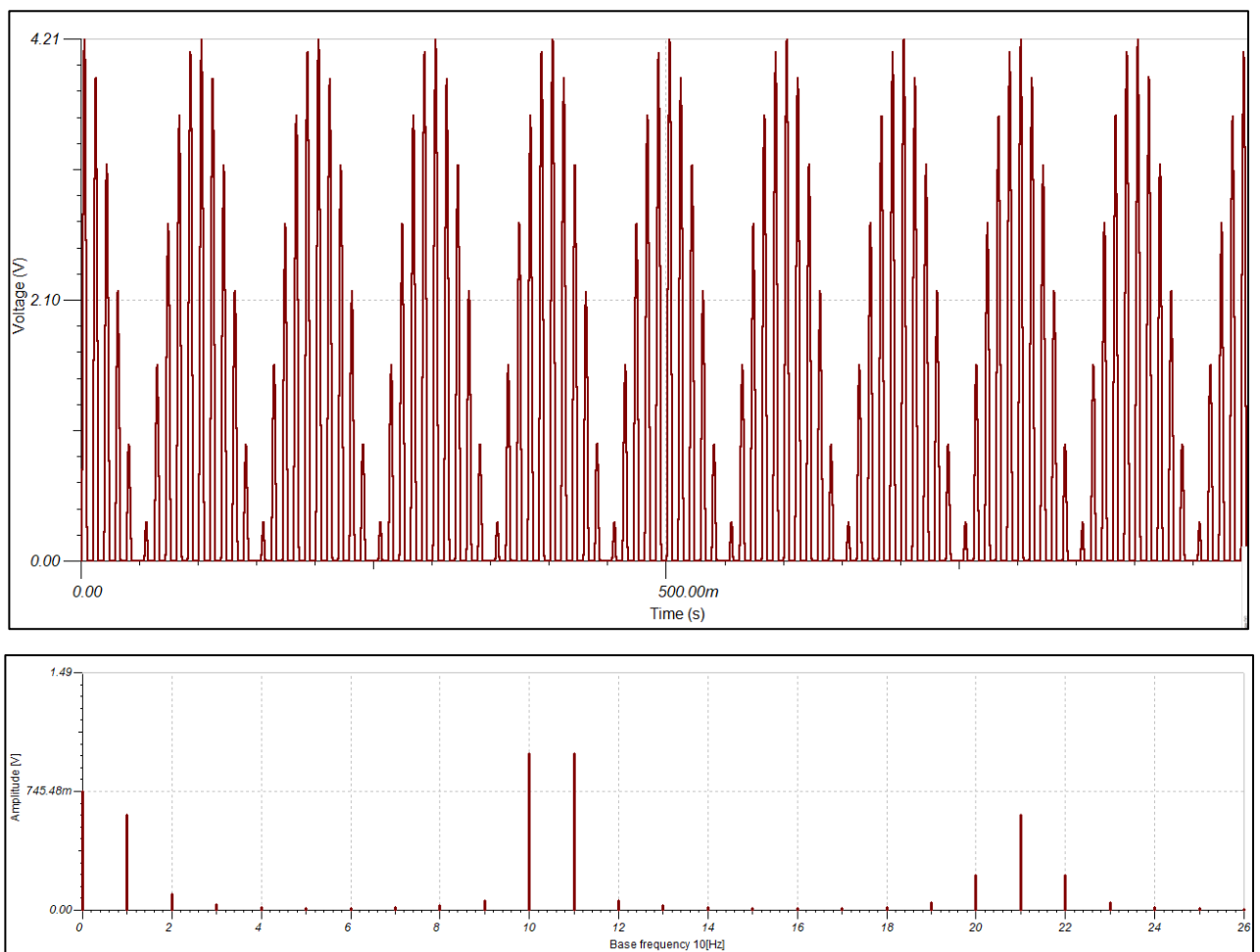


Рисунок 3.2 – Часова та спектральна діаграми небалансного мікшера

Окрім заданих частот 100 і 110 Гц, на графіку чітко простежується виникнення їхньої суми (210 Гц) та різниці (10 Гц). Небалансний мікшер є простим за реалізацією, але має обмежену селективність і значну кількість паразитних гармонік

3.2 Однобалансний діодний мікшер

Друга схема являє собою однобалансний діодний мікшер, у якому перетворення частоти відбувається завдяки симетричній побудові схеми та роботі діодів (рис. 3.3).

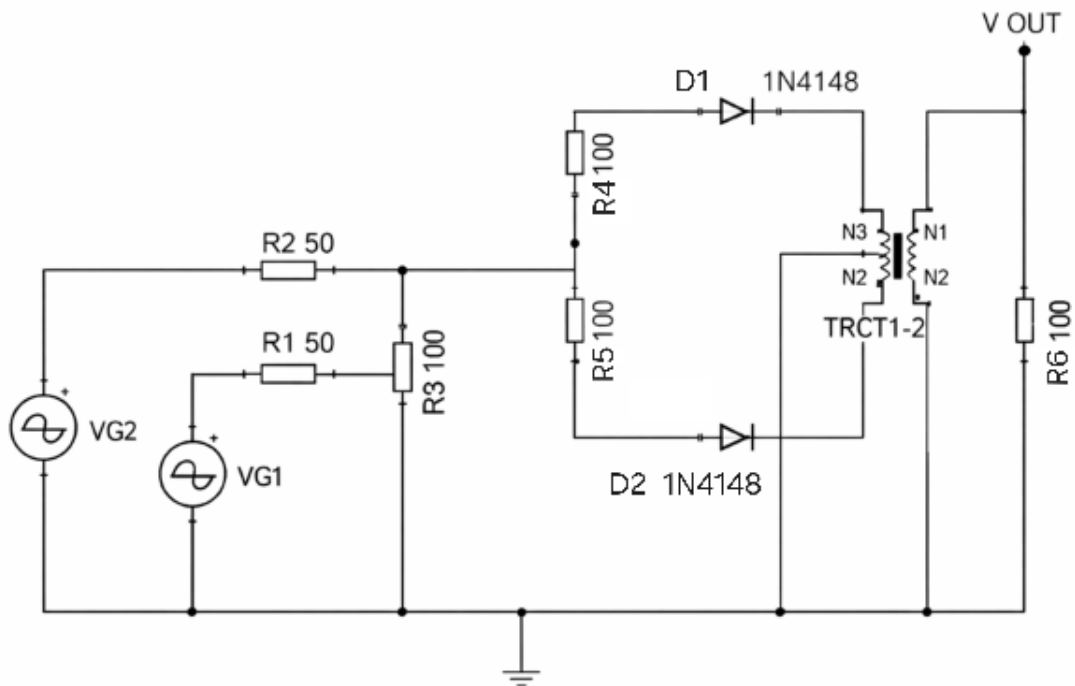


Рисунок 3.3 – Схема однобалансного мікшера

Генератори VG1 і VG2 формують два вхідні сигнали (наприклад, RF і LO). Резистори R1 та R2 номіналом 50 Ом виконують функцію узгодження із джерелами сигналу, що є важливим для високочастотних трактів. Резистор R3 створює опорний потенціал і допомагає стабілізувати робочий режим вузла. [8]

Сигнали подаються на симетричну пару діодів D1 і D2, які функціонують у протифазі. Резистори R4 і R5 встановлюють робочу точку діодів і забезпечують симетричність струмів у гілках. Під дією керуючого сигналу діоди по черзі переходять у відкритий стан, виконуючи швидке перемикання каналу проходження сигналу.

Трансформатор TRCT1–2 формує сигнали з протилежними фазами та забезпечує магнітну розв'язку між каскадами. Крім того, він сприяє пригніченню небажаних складових і передачі корисної різницевої частоти на вихід схеми.

Резистор R6 виконує роль вихідного навантаження.

У такій схемній реалізації діоди працюють як швидкі перемикачі, а сам процес перемикання еквівалентний множенню сигналів, у результаті чого на виході з'являються сумарна та різницева частоти (рис. 3.4).

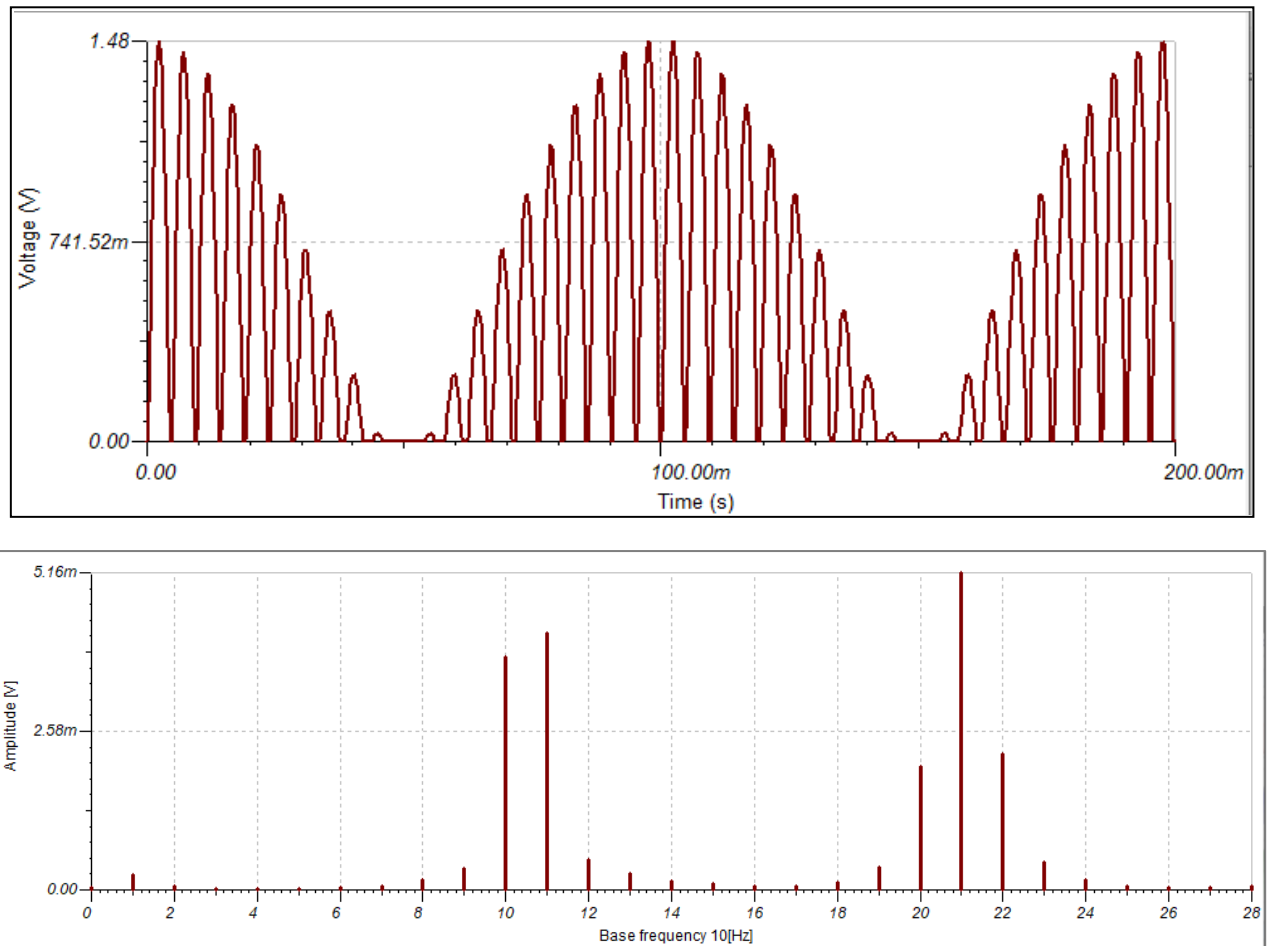


Рисунок 3.4 – Часова та спектральна діаграми однобалансного мікшера

На часовій діаграмі спостерігаються високочастотні коливання, амплітуда яких змінюється періодично в часі. Така поведінка сигналу зумовлена процесом перемикання діодів у схемі та вказує на наявність амплітудної модуляції, коли один сигнал модулює інший. При цьому огибаюча коливань повторюється з періодом, що визначається різницею частот взаємодіючих сигналів.

У спектральному представленні сигналу спостерігаються:

- складові, що відповідають частотам вхідних сигналів;
- чітко виражена різницева складова, яка виступає як проміжна частота;

- компоненти сумарних частот;
- знижений рівень побічних гармонік порівняно зі схемою небалансного типу.

Фазова характеристика демонструє симетричність форми сигналу та підтверджує роботу діодів у протилежних фазах.

Завдяки симетричній побудові схеми відбувається придушення постійної складової, а також частини сигналів, що безпосередньо надходять від джерел. У результаті на виході переважають корисні компоненти, які виникають у процесі змішування. Саме через це балансні змішувачі відзначаються більш чистим спектром, вищою ефективністю перетворення частоти та кращою розв'язкою між портами.

3.3 Двобалансний діодний мікшер

Дослідження ґрунтується на схемі двобалансного діодного мікшера, яка вважається одним із найефективніших рішень для перетворення частот у сучасних радіотехнічних системах, SDR-пристроях і вимірювальній апаратурі.

Основним елементом цієї схеми є діодне кільце (D1–D4), що виконує функцію комутаційного мосту (рис. 3.5). Симетричність роботи забезпечують два трансформатори: вхідний трансформатор (лівий) формує два сигнали з протилежними фазами для діодного кільця, тоді як вихідний (правий) подає другий сигнал керування та забезпечує виділення корисної напруги на виході.

Під час роботи діодні пари відкриваються по чергово залежно від фази керуючого сигналу, унаслідок чого схема функціонує як швидкодіючий реверсивний комутатор. Такий принцип роботи еквівалентний процесу перемноження сигналів, що призводить до появи комбінаційних складових – сумарної та різницевої частот.

Завдяки подвійній симетрії схеми досягається високий рівень ізоляції між портами: складові сигналів гетеродина (LO) і вхідного тракту (RF) взаємно компенсуються, тому їхній рівень на виході значно зменшується.

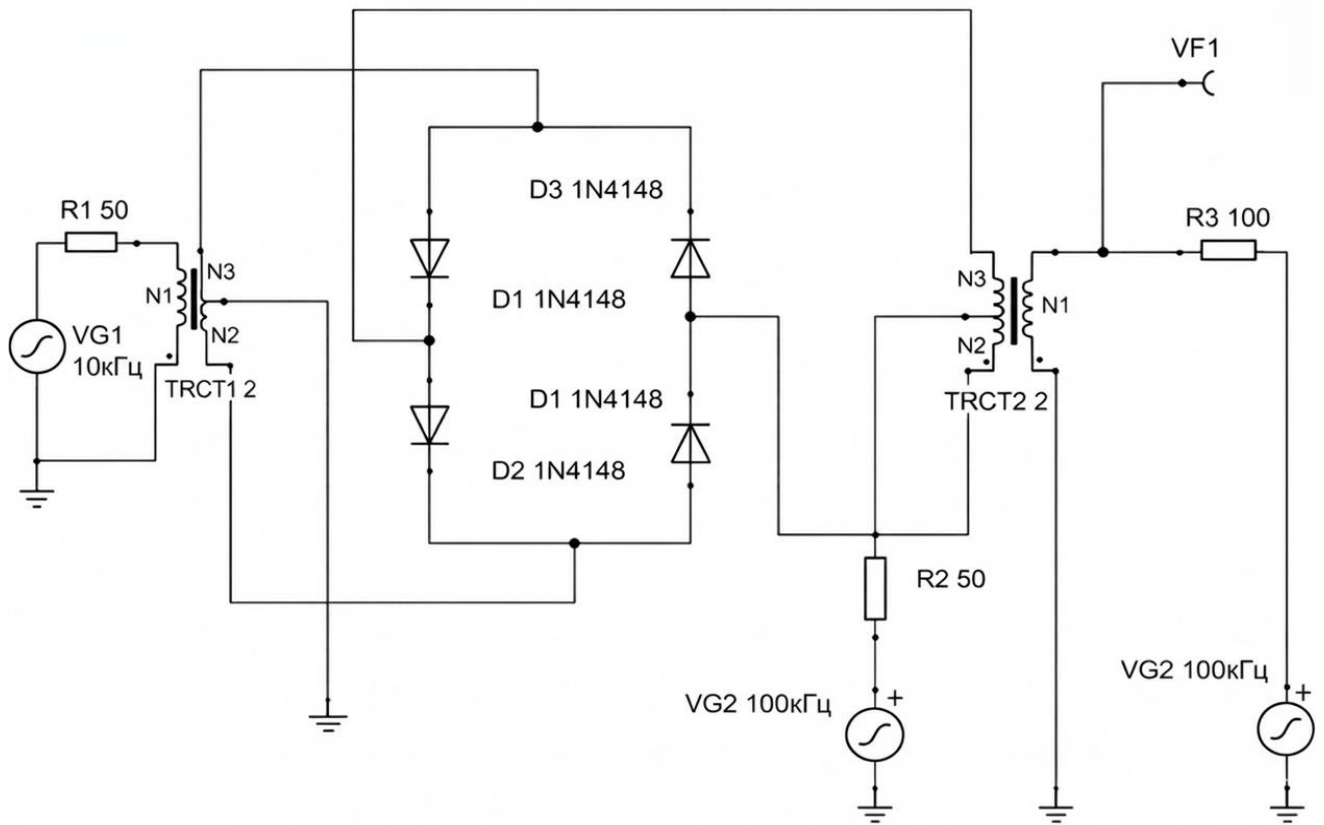


Рисунок 3.5 – Схема двобалансного мікшера

На наведеній на рисунку 3.6 осцилограмі відображено процес амплітудної модуляції, який проявляється у вигляді огинаючої, сформованої різницевою частотою сигналів.

Результати спектрального дослідження підтверджують чітке виділення комбінаційних складників (сумарної та різницевої частот) на фоні глибокого пригнічення сигналів гетеродина та входу.

У порівнянні з небалансними або простими балансними схемами, дана топологія забезпечує значне зниження рівня паразитних гармонік. Таким чином, двобалансний мікшер гарантує максимальну спектральну чистоту та високу розв'язку між портами, що робить його ключовим компонентом у сучасних високочастотних системах.

Результати порівняння спектрального складу вихідних сигналів трьох топологій дають можливість зробити наступні висновки.

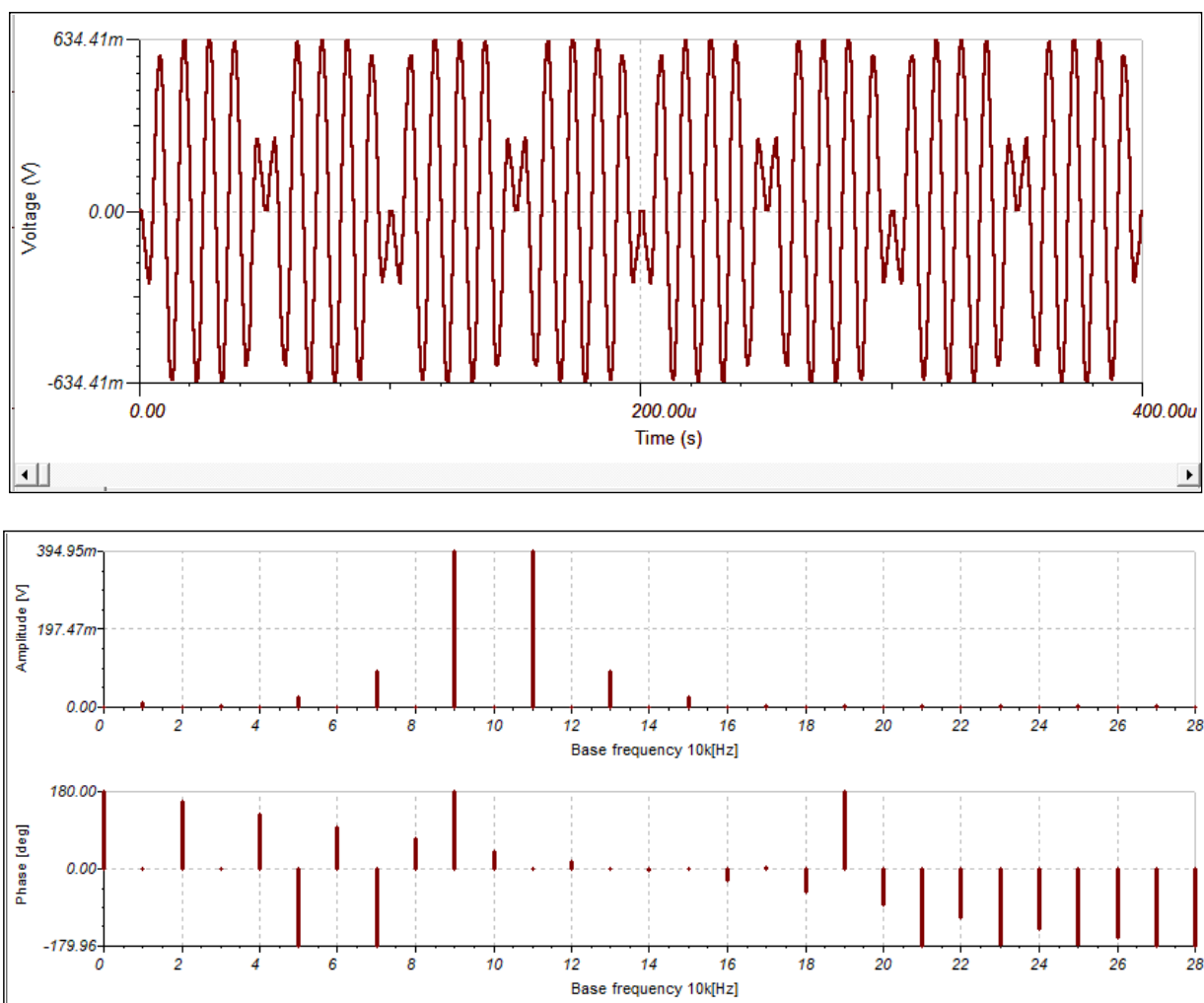


Рисунок 3.6 – Часова та спектральна діаграми двобалансного мікшера

Незбалансований мікшер характеризується найвищим рівнем паразитних складових. У спектрі чітко видно потужні піки вихідних сигналів, а також велику кількість паразитних гармонік.

Однобалансний мікшер, завдяки використанню одного симетруючого трансформатора та двох діодів, що працюють у протифазі, забезпечує пригнічення частини вихідних сигналів джерел. Спектр стає чистішим, рівень паразитних гармонік суттєво зменшується порівняно з небалансною схемою.

Двобалансний мікшер демонструє найвищу спектральну чистоту. Подвійна симетрія (діодне кільце та два трансформатори) забезпечує взаємну компенсацію складових початкових сигналів (RF та LO). На виході домінує корисна проміжна частота (сумарна та різницева складові), тоді як проникнення несучих та інших гармонік максимально пригнічене.

Ускладнення схемотехніки від однодіодної до двобалансної кільцевої структури є необхідним кроком для забезпечення високої ізоляції між портами та отримання чистого вихідного сигналу без складних додаткових фільтрів.

3.4 Оптимізації параметрів двобалансного мікшера

Симетрична архітектура двобалансного мікшера обумовлює теоретичну взаємність його основних портів: радіочастотного (RF), гетеродинного (LO) та проміжної частоти (IF). З математичної точки зору процес перетворення є взаємним, оскільки взаємодія будь-яких двох сигналів генерує їх комбінаційні складники на третьому порту. Це дозволяє формально припускати можливість функціональної перестановки портів LO та IF. Проте в реальних радіотехнічних системах порти мають чітко диференційовані ролі, що критично для забезпечення заданих експлуатаційних параметрів [6].

Порт LO виконує функцію керування комутаційним станом діодного моста. Для переведення діодів у режим насичення (відкриття) сигнал гетеродина повинен володіти достатнім рівнем потужності. Використання трансформаторного зв'язку забезпечує протифазне збудження та високий ступінь ізоляції від інших каналів.

Порт RF призначений для введення малопотужного корисного сигналу. Конфігурація порту оптимізується для мінімізації внесених втрат та підтримання високої лінійності перетворення.

Порт IF функціонує в області нижчих частот і зазвичай узгоджується з фільтрами нижніх частот або підсилювальними каскадами. Його імпедансні характеристики розраховуються для ефективного виділення різницевої частоти при одночасному пригніченні залишків сигналів RF та LO.

Функціональні показники двобалансного діодного мікшера безпосередньо корелюють із рівнем його структурної симетрії. Високий ступінь збалансованості схеми забезпечує ефективне нівелювання частот гетеродина (LO) та вхідного сигналу (RF) у вихідному спектрі, що дозволяє виділити корисну різницеву

компоненту з мінімальними завадами. Навпаки, будь-яка деструктивна розбіжність у параметрах компонентів або фазових характеристиках сигналів призводить до деградації ізоляції та виникнення небажаних паразитних гармонік.

Процес балансування мікшера спрямований на досягнення повної електричної та магнітної ідентичності плечей схеми [10]. Визначальним фактором тут є однорідність характеристик діодного кільця. Зокрема, відхилення значень прямої напруги, бар'єрної ємності або динамічного опору окремих діодів порушують симетрію провідності, що негативно впливає на коефіцієнт пригнічення несучих. Для розв'язання цієї проблеми в прецизійній апаратурі застосовують інтегральні діодні матриці або прецизійно підібрані напівпровідникові пари з ідентичними вольт-амперними характеристиками.

Критичне значення для функціонування змішувача має симетрія симетруючих трансформаторів, що формують диференціальні сигнали для керування діодним мостом. Ефективність балансування залежить від ідентичності індуктивностей обмоток та високого коефіцієнта магнітного зв'язку між ними. Будь-яка амплітудно-фазова асиметрія призводить до погіршення ізоляції, що проявляється у формі проникнення сигналів LO або RF у вихідний тракт. Процес верифікації передбачає контроль рівності амплітуд у плечах трансформатора та забезпечення фазового зсуву рівно 180° .

Оптимізація режиму роботи змішувача також потребує встановлення прецизійного рівня потужності гетеродина (LO) [2, 5, 10]. Сигнал LO має забезпечувати повний перехід діодів у режим насичення або відсічки. Дефіцит потужності гетеродина спричиняє зростання втрат перетворення через неповне відкриття діодів, тоді як надлишковий рівень ініціює додаткові нелінійні спотворення. Для пасивних кільцевих структур стандартний діапазон потужності LO становить $+7\dots+13$ dBm.

1. Перевірка симетрії компонентів. Початковий етап передбачає контроль гомогенності характеристик усіх елементів схеми:

– для напівпровідникових компонентів використання діодних пар або матриць з ідентичними вольт-амперними характеристиками (ВАХ);

- для магнітної компоненти – забезпечення рівності індуктивностей обмоток трансформаторів та високого коефіцієнта магнітного зв'язку;

- для пасивних елементів – використання прецизійних резисторів узгодження з мінімальним допуском відхилення номіналу;

- для топології монтажу – дотримання геометричної симетрії друкованих провідників, що є критичним для запобігання дисбалансам на високих частотах.

2. Оптимізація енергетичного режиму гетеродина (LO).

Для переведення діодного кільця в режим ефективної комутації необхідно встановити прецизійний рівень потужності LO. Для пасивних змішувачів стандартним є діапазон +7...+13 dBm. Критерієм коректно обраного режиму є різке зниження рівня сигналу гетеродина на виході проміжної частоти (IF), що свідчить про насичення діодів та їхню роботу в режимі ключа.

3. Балансування фазових характеристик трансформаторів.

На етапі моделювання або фізичного налаштування здійснюється контроль наступних параметрів на диференціальних виходах трансформаторів:

- дотримання фазової інверсії 180°;
- амплітудна рівновага між плечами схеми;
- мінімізація постійної складової напруги.

У разі виявлення дисбалансу проводиться корекція полярності обмоток або підлаштування коефіцієнта зв'язку для відновлення протифазності.

4. Пригнічення прямого проникнення LO в тракт IF.

Даний параметр є базовим індикатором якості балансування системи. Процедура мінімізації полягає в активації порту LO при нульовому сигналі на вході RF, вимірюванні залишкової напруги на виході IF.

За необхідності виконується компенсація розбалансу шляхом юстування потенціалу середньої точки (СТ) трансформатора або введення підлаштовувальних реактивних елементів (конденсаторів / резисторів).

5. Підвищення ізоляції між портами RF та LO.

Аналогічна процедура проводиться для мінімізації взаємного впливу радіочастотного входу та гетеродина. Шляхом подачі тестового сигналу на порт

RF та контролю його рівня на порту LO оптимізується загальна симетрія структури.

6. Частотна оптимізація виходу IF. Після завершення балансування здійснюється фінальне налаштування вихідного тракту:

- інтеграція та налаштування ФНЧ (фільтра нижніх частот) для виділення корисної різницевої частоти;

- контроль максимуму амплітуди сигналу IF при заданих рівнях пригнічення несучих.

7. Спектральний аналіз та критерії ефективності.

Оцінка якості функціонування змішувача проводиться за допомогою швидкодіючого перетворення Фур'є (FFT). Оптимально збалансований пристрій повинен відповідати наступним критеріям:

- глибоке пригнічення фундаментальної частоти LO на виході IF;

- максимальна амплітуда цільового продукту перетворення;

- відсутність постійної складової та сторонніх спектральних артефактів;

- висока лінійність та чистота вихідного спектра.

Дотримання наведеної методики забезпечує високу ефективність, мінімальні втрати та необхідну розв'язку між каналами.

3.5 Дослідження роботи двобалансного мікшера

Для проведення аналізу було використано два гармонічні сигнали з наступними характеристиками:

Генератор G1 (інформаційний сигнал RF):

- частота: $f_{RF} = 100$ кГц;

- амплітудне значення напруги: $U_{RF} = 800$ мВ.

Генератор G2 (сигнал гетеродина LO):

- частота: $f_{LO} = 110$ кГц;

- амплітудне значення напруги: $U_{LO} = 800$ мВ.

У даній конфігурації рівні сигналів обрані ідентичними для дослідження

режиму роботи змішувача при високих амплітудах вхідних впливів та оцінки його лінійності. Процес перетворення базується на нелінійній взаємодії сигналів у діодному кільці, що виконує функцію перемножувача. Основними цільовими компонентами на виході проміжної частоти (IF) є:

- різницева частота: $f_{IF1} = |f_{LO} - f_{RF}| = 10$ кГц;
- сумарна частота: $f_{IF2} = f_{LO} + f_{RF} = 210$ кГц.

У ході моделювання було отримано часові діаграми та спектральні характеристики вихідного сигналу (рис. 3.7).

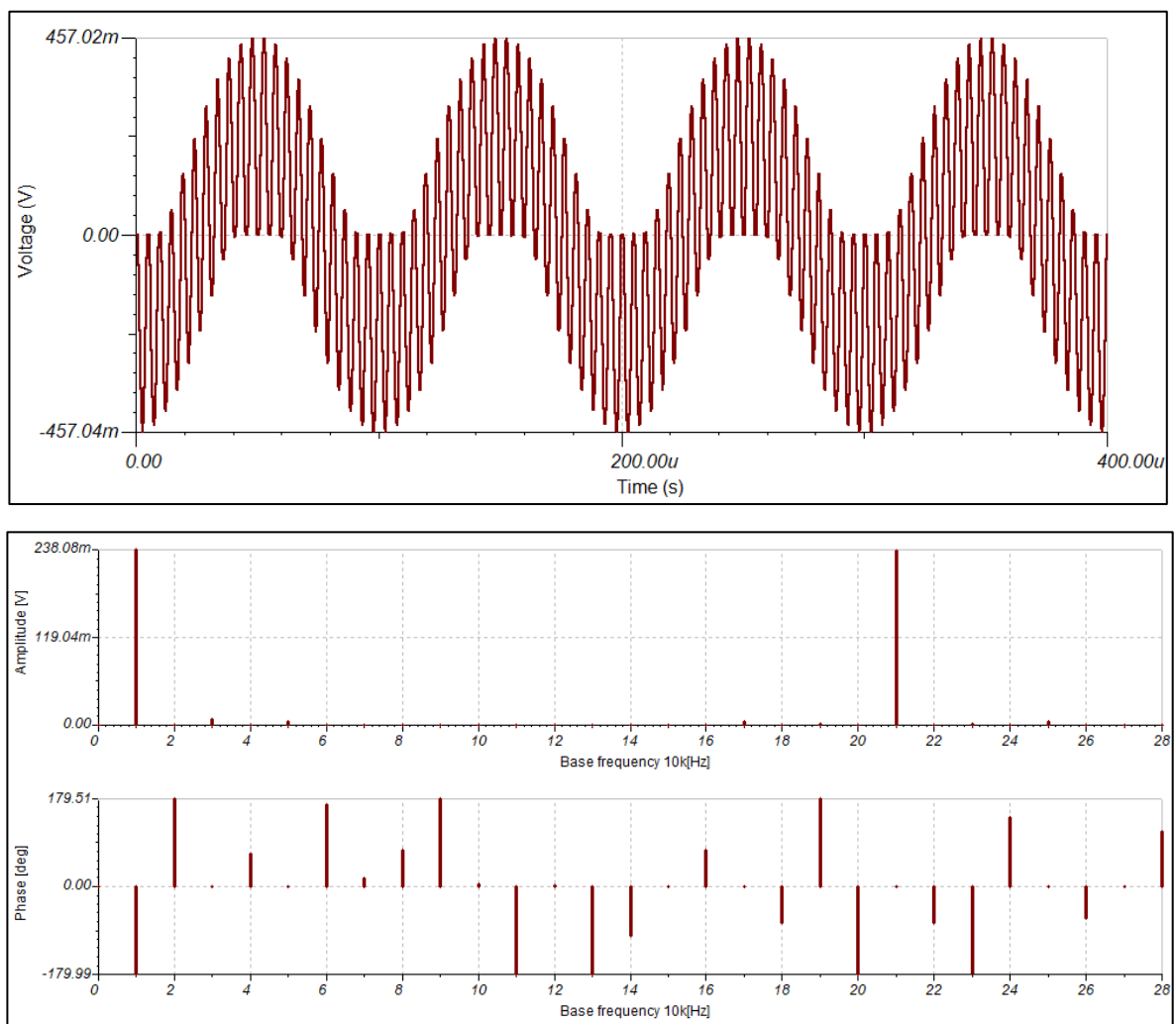


Рисунок 3.7 – Осцилограма і спектрограма вихідного сигналу

Часова область. На осцилограмі вихідної напруги чітко спостерігається огибающая з періодом, що відповідає різницевої частоті 10 кГц. Характерна форма сигналу свідчить про ефективну роботу комутаційного моста та періодичну

інверсію фази вхідного сигналу під дією гетеродина.

Частотна область. Спектрограма демонструє домінування амплітуди різницевої складової (10 кГц). Спостерігається високий рівень пригнічення фундаментальних частот 100 кГц та 110 кГц, що підтверджує належну збалансованість структури та ефективну розв'язку між портами RF, LO та IF.

Нелінійні спотворення. Рівень вищих гармонік та комбінаційних складників залишається в межах допустимих значень, що вказує на коректний вибір робочої точки діодів при заданих амплітудах генераторів.

Для побудови амплітудних характеристик основних гармонік та інтермодуляційних складових, а також для подальшого розрахунку точки перетину третього порядку (IP3), виконано серію вимірювань при різних рівнях пікової вхідної напруги V_{Ipeak} . Амплітуди обох вхідних сигналів (10 кГц та 12 кГц) встановлювалися ідентичними. Як опорну частоту обрано 2 кГц – найменше спільне кратне, що дозволяє представити всі інші спектральні компоненти як її гармоніки (рис. 3.8).

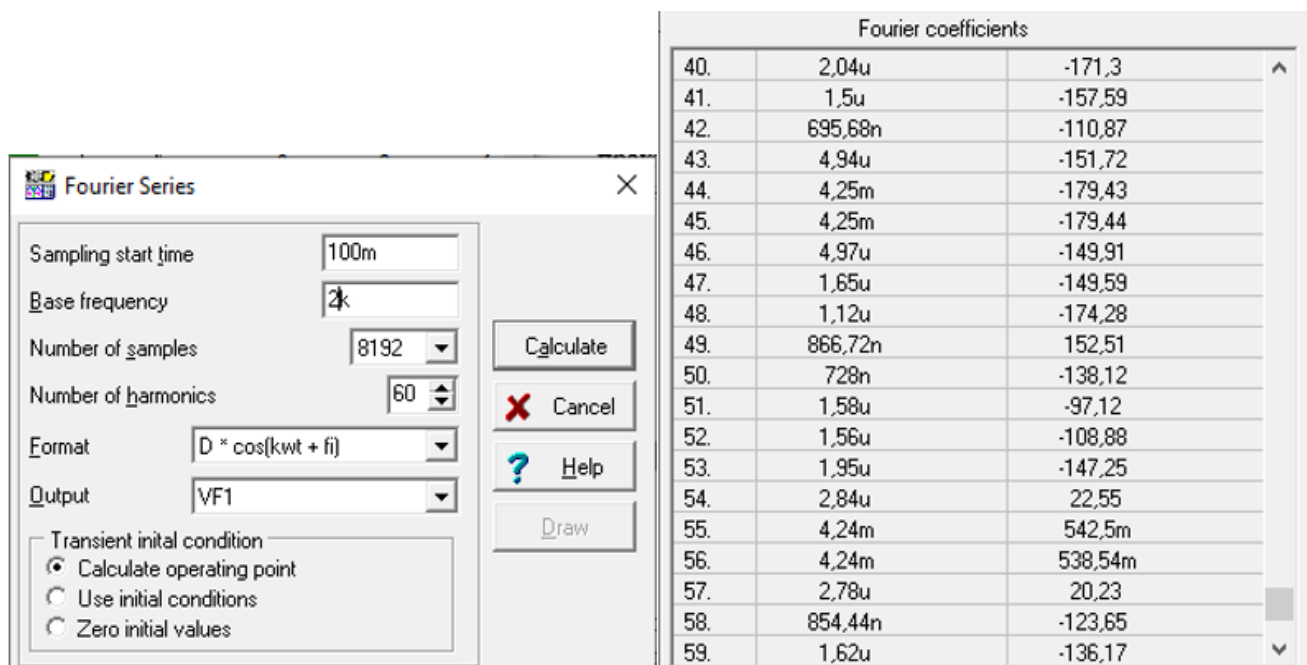


Рисунок 3.8 – Розрахунки коефіцієнтів Фур'є

Зважаючи на те, що потрібно бачити компоненти до приблизно 100 кГц (IF і IM3 біля 86...92 кГц), то число гармонік необхідно обрати $N > 50$. Тоді:

- основні частоти ІФ: 90 кГц і 88 кГц – це гармоніки 45 і 44;
- інтермодуляційні спотворення 3 порядку ІМЗ: 92 кГц і 86 кГц – це гармоніки 46 і 43, розміщені симетрично відносно основних.

Необхідно зробити фіксацію амплітудних рівнів вихідної напруги для основних гармонік (V_{fund1} , V_{fund2} відповідно для 88 кГц і 90 кГц і $V_{IM3,1}$, $V_{IM3,2}$ для 86 кГц і 92 кГц) Вимірювання проводяться для низки значень вхідної пікової напруги V_{Ipeak} із кроком 3 дБ. Для підвищення точності розрахунків використовуються усереднені значення амплітуд симетричних компонентів спектра. Отримані результати показано в Таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Амплітуда основних гармонік та інтермодуляційних спотворень

№	V_{Ipeak} , В	V_{Ipeak} , дБВ	86 кГц, $V_{IM3,1}$, В	88 кГц, V_{fund1} , В	90 кГц, V_{fund2} , В	92 кГц, $V_{IM3,2}$, В	P_{fund} , дБВ	P_{IM3} , дБВ
1	0.10	-20,0	4,94мк	4,25м	4,25м	4,97мк	-47.43	-106.10
2	0,141	-17,0	9,49мк	6,01м	6м	10,62мк	-44.44	-99.94
3	0.20	13,98	25,95мк	8,56м	8,56м	26,12мк	-41.35	-91.69
4	0.283	-10,96	56,47мк	12,19м	12,19м	59,81мк	-38.28	-84.71

Значне переважання амплітуд основних гармонік над рівнями ІМЗ підтверджує ефективність обраної схеми подвійного балансного мікшера. Результати експерименту демонструють високий ступінь пригнічення інтермодуляційних спотворень, що забезпечує чистоту вихідного спектра

Значення P_{fund} і P_{IM3} знаходяться як середнє для двох симетричних гармонік (щоб компенсувати можливий дисбаланс схеми) і переведені в дБВ:

$$V_{fund} = \frac{V_{fund1} + V_{fund2}}{2}, \quad (3.2)$$

$$V_{IM3} = \frac{V_{IM3,1} + V_{IM3,2}}{2}. \quad (3.3)$$

Отже:

$$P_{fund}(dBV) = 20 \log_{10}(V_{fund}),$$

$$P_{IM3}(dBV) = 20 \log_{10}(V_{IM3}).$$

1. Аналіз рівнів основних складових.

Рівні основних гармонік P_{fund} демонструють стабільний приріст, що майже ідентичний кроку зміни вхідної напруги ≈ 3 дБ на кожні $+3$ дБ V_{Ipeak} . Така лінійна залежність підтверджує, що в обраному діапазоні амплітуд основний канал перетворення змішувача працює у штатному режимі без ознак насичення (компресії).

2. Аналіз інтермодуляційних складових третього порядку.

Для компонентів ІМЗ спостерігається зростання амплітуди, проте воно дещо відхиляється від теоретичного нахилу 3:1 (де збільшення входу на $+3$ дБ має призводити до приросту ІМЗ на $+9$ дБ). Така нестабільність динаміки приросту є характерною для подвійних балансних змішувачів. Вона пояснюється присутністю на частотах $86/92$ кГц додаткових комбінаційних продуктів (спурів), які через векторне додавання або віднімання фаз викривляють «чисту» характеристику інтермодуляції третього порядку.

Шляхом графічної екстраполяції лінійних ділянок залежностей для основного сигналу та інтермодуляційних компонентів третього порядку було визначено точку їхнього перетину (ІРЗ), рисунок 3.9.

Отримані результати свідчать про те, що точка перетину відповідає таким значенням:

$$OIP3 \approx -4,4 \text{ дБВ}; \quad IP3 \approx 22,5 \text{ дБВ}.$$

Це означає, що при такому вхідному рівні (теоретично) рівні основного сигналу та ІМЗ стали б однаковими.

Для переходу від дБВ до дБм треба врахувати опір навантаження, через який ця напруга створює потужність:

$$P(\text{дБм}) = 10 \log_{10} \left(\frac{V_{rms}^2}{R \cdot 10^{-3} \text{W}} \right), \quad (3.4)$$

де V_{rms}^2 – середньоквадратичне (діюче) значення напруги.

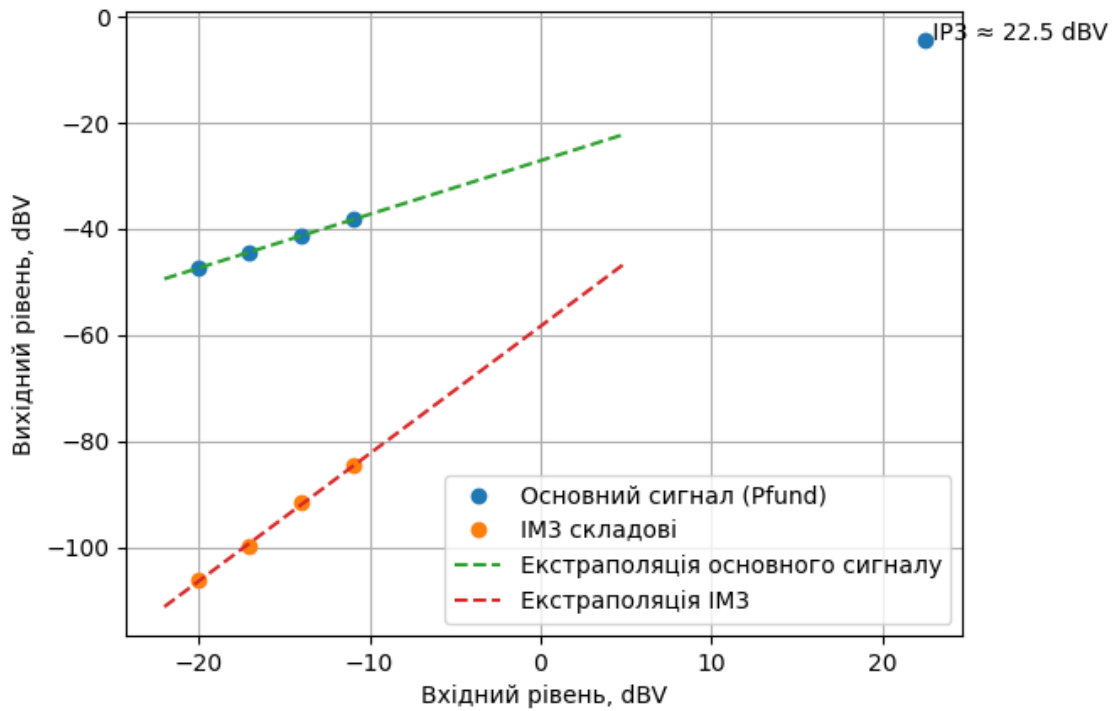


Рисунок 3.9 – Графічне визначення точки перетину третього порядку

Тоді:

$$P_{in} = \frac{V_{1rms}^2}{R_1}, V_{1rms} = \frac{V_{1peak}}{\sqrt{2}}, R_1 = 5, \quad (3.5)$$

$$P_{in}(\text{дБм}) = 20 \log_{10}(V_{1rms}) - 10 \log_{10}(R_1) + 30, \quad (3.6)$$

$$P_{out} = \frac{V_{2rms}^2}{R_2}, V_{2rms} = \frac{V_{fund}}{\sqrt{2}}, R_2 = 100, \quad (3.7)$$

$$P_{out}(\text{дБм}) = 20 \log_{10}(V_{2rms}) - 10 \log_{10}(R_2) + 30. \quad (3.8)$$

$$\text{OIP3} \approx -4.4 - 10 \log_{10}(100) + 30 = +5.6 \text{ дБм},$$

$$\text{IP3} \approx 22.5 - 10 \log_{10}(50) + 30 = +35.5 \text{ дБм}.$$

Отримане графічним методом значення точки перетину на виході OIP3 $\approx -4,4$ дБВ (що еквівалентно $+5 \dots +6$ дБм на навантаженні 100 Ом) відповідає типовим показникам пасивних діодних змішувачів навчально–лабораторного рівня. У професійній вимірювальній апаратурі значення OIP3 для подвійних балансних змішувачів зазвичай сягають від $+15$ до $+30$ дБм і вище. Такий розрив пояснюється оптимізацією рівня гетеродина (LO), якістю симетрувальних трансформаторів та ідентичністю характеристик діодної збірки.

Значення точки перетину по входу ПРЗ $\approx +35$ дБм (для 50 Ом) відповідає еквівалентній потужності близько 3 В. Це суттєво перевищує реальні робочі рівні вхідних сигналів, що підтверджує високу лінійність пристрою та великий запас по завадостійкості.

Деякі показники порівняно з промисловими зразками є очікуваними для спрощеної низькочастотної моделі. На підсумкове значення ПРЗ впливають параметри діодів, втрати в трансформаторах, точність узгодження імпедансів та наявність комутаційних завад (спурів). Проте результати моделювання повністю підтверджують адекватність роботи двобалансної структури: продукти інтермодуляції залишаються значно нижчими за рівень основного сигналу, демонструючи характерну для нелінійних систем динаміку зростання.

У лінійному режимі при малих рівнях сигналу вихідна потужність пристрою прямо пропорційна вхідній: приріст входу на 1 дБ викликає аналогічний приріст на виході. Однак із подальшим збільшенням амплітуди активні або пасивні елементи (діоди, транзистори, осердя трансформаторів) наближаються до режиму насичення, що призводить до зниження коефіцієнта передачі.

Точка компресії 1 дБ – це рівень сигналу, при якому реальна вихідна потужність відхиляється від ідеальної лінійної залежності на 1 дБ. Графічно ця точка визначається як момент, де реальна характеристика загинається вниз відносно екстрапольованої прямої.

Фізичні причини виникнення компресії:

- енергетичні обмеження. Вичерпання динамічного діапазону активних компонентів або наближення до напруги живлення;

- неідеальність перемикачів. У діодних змішувачах компресія виникає, коли амплітуда вхідного сигналу стає порівнянною з напругою гетеродина (LO), що порушує чіткий режим комутації діодів;

- насичення магнітних систем. Магнітні осердя трансформаторів при великих струмах втрачають лінійність своїх характеристик.

Для визначення точки компресії подамо на вхід однотоновий сигнал 10кГц.

Міняючи амплітуду вхідного сигналу V_{peak} визначимо величину вихідного сигналу для центральної частоти 90 Гц (45 гармоніка). Результати запишемо в таблицю. Для кожного значення амплітуди напруги рахуємо рівень потужності відносно 1 мВт, враховуючи опір навантаження, через який ця напруга створює потужність $R_1 = 50, R_2 = 100$. Результати розрахунків наведені в таблиці 3.2.

$$P_{in} = \frac{V_{rms}^2}{R_1}, V_{rms} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{2}}, P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_2}. \quad (3.9)$$

$$P_{in,dBm} = 20 \log_{10}(V_{rms}) - 10 \log_{10}(R_1) + 30, \quad (3.10)$$

$$P_{in,dBm} = 20 \log_{10}(V_{out}) - 10 \log_{10}(R_2) + 30. \quad (3.11)$$

Таблиця 3.2 – Результати розрахунків для визначення точки компресії

№	V_{peak} , В	$P_{in,}$ дБВ	$P_{in,}$ дБм, 50 Ом	V_{out} , В 90 кГц	$P_{out,}$ дБВ	P_{out} дБм, 100 Ом	Лінійно очікуваний P_{out} (дБВ)	Компресія C , (дБ)
1	0,100	-23,010	-10,000	0,03345	-32,522	-22,522	-32,531	-0,008
2	0,141	-20,026	-7,016	0,04730	-29,513	-19,513	-29,505	+0,008
3	0,200	-16,990	-3,979	0,06741	-26,436	-16,436	-26,427	+0,009
4	0,283	-13,975	-0,964	0,09603	-23,362	-13,362	-23,371	-0,008
5	0,400	-10,969	+2,041	0,13697	-20,278	-10,278	-20,324	-0,046
6	0,566	-7,964	+5,046	0,19554	-17,159	-7,159	-17,241	-0,082
7	0,800	-4,949	+8,061	0,27544	-14,207	-4,207	-14,218	-0,011
8	1,000	-3,010	+10,000	0,32670	-12,712	-2,712	-12,240	+0,472
9	1,200	-1,427	+11,583	0,35459	-12,012	-2,012	-10,646	+1,366
10	1,500	+0,511	+13,521	0,37583	-11,501	-1,501	-8,676	+2,825

Компресія визначається як:

$$C = P_{out.lin} - P_{out}. \quad (3.12)$$

Перші 4 точки лежать на прямій, підставивши координати 2 точок в лінійне рівняння, знаходимо коефіцієнти рівняння лінійної регресії $y = ax + b$, де $x = P_{in}$ (дБВ) $y = P_{out}$, (дБВ):

$$P_{\text{out}}(\text{дБВ}) = 1,022 \cdot P_{\text{in}}(\text{дБВ}) - 8,99. \quad (3.13)$$

Точка компресії визначається графічним методом: спочатку будується лінія ідеального підсилення (апроксимація малих рівнів), а потім – паралельна їй пряма, зміщена вниз на 1 дБ. Точка перетину цієї зміщеної прямої з реальною амплітудною характеристикою і є шуканою точкою компресії (рис. 3.10).

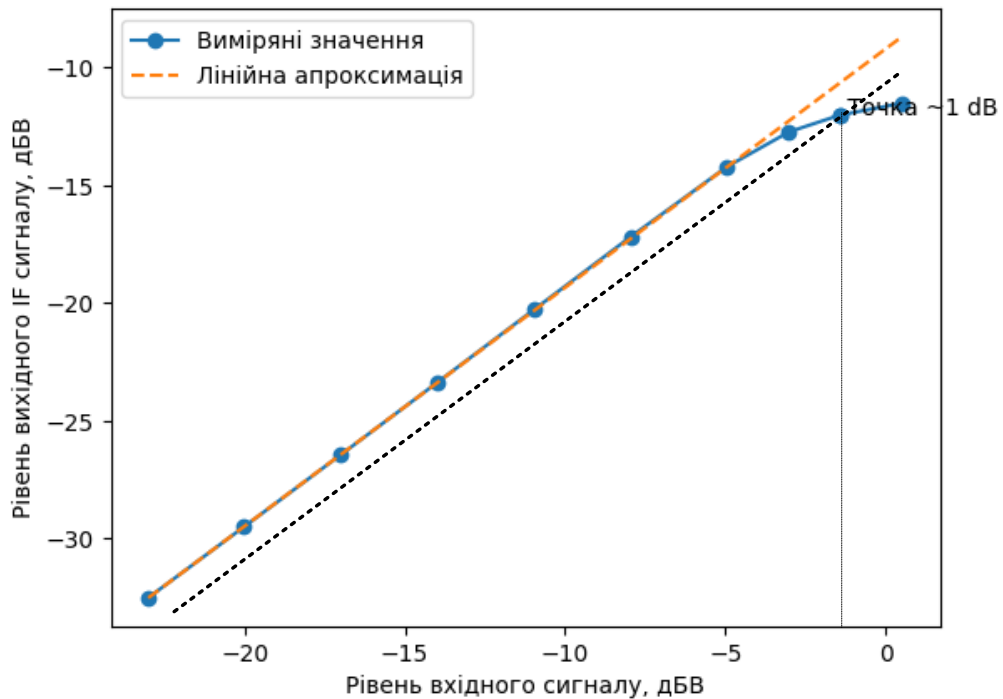


Рисунок 3.10 – Визначення точки компресії 1 дБ

Графік залежності рівня IF-сигналу від вхідної напруги (в дБВ) показує, що за малих амплітуд характеристика є майже лінійною: точки розташовані вздовж прямої з нахилом, близьким до 1 дБ/дБ. Це підтверджує пропорційність між входом і виходом та роботу мікшера в лінійному режимі.

Приблизно на рівні $-1,4$ дБВ (близько 1,2 В або 11,6 дБм) спостерігається відхилення від лінійної залежності більш ніж на 1 дБ, що відповідає досягненню точки компресії 1 дБ. Подальше зростання вхідного сигналу супроводжується уповільненням приросту вихідного через насичення та неповне перемикання діодів.

Отже, двобалансний діодний мікшер зберігає лінійність до приблизно 1 В,

а межа його лінійного динамічного діапазону визначається точкою 1 дБ – компресії поблизу 1,2 В. Співвідношення IP_{1dB} та IP_3 узгоджується з теорією комутаційних мікшерів і підтверджує, що за оптимального рівня LO діоди працюють у режимі ефективного перемикавання.

Недостатній LO погіршує лінійність і збільшує втрати перетворення, тоді як надмірний – підвищує енергоспоживання та може перевантажувати наступні каскади. Тому його вибирають як компроміс між мінімальними спотвореннями, високою лінійністю та енергоефективністю.

3.6 Порівняння результатів моделювання з реальним прототипом

Після моделювання, результати було зіставлено з показниками реального фізичного прототипу двобалансного змішувача. Прототип реалізовано на макетній платі з використанням чотирьох комутаційних діодів та двох симетруючих трансформаторів на тороїдальних феритових осердях (рис. 3.11).

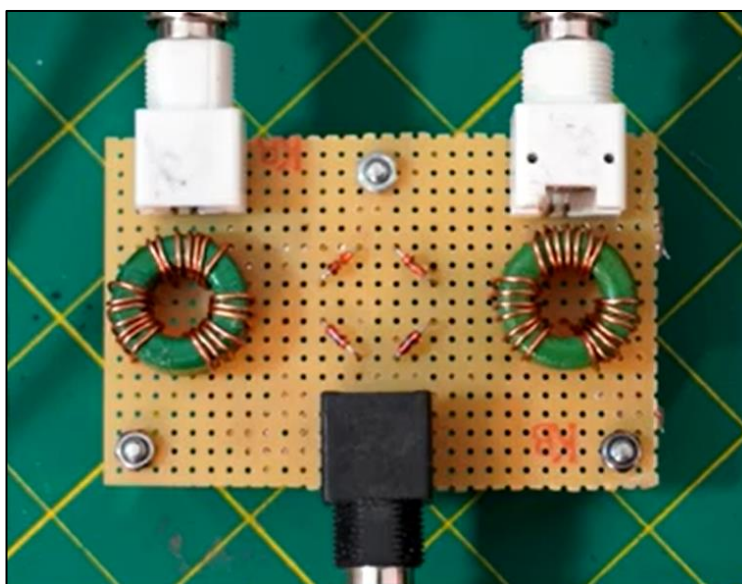


Рисунок 3.11 – Двобалансний мікшер

Вимірювання проводилися за допомогою цифрового осцилографа (Hantek DSO5072P). Аналіз часових діаграм реального пристрою підтверджує наявність характерної синусоїдальної огинаючої, яка повністю співпадає з формою

сигналу, отриманою під час моделювання (рис. 3.12). Це підтверджує коректність роботи комутаційного моста та процесу амплітудної модуляції.

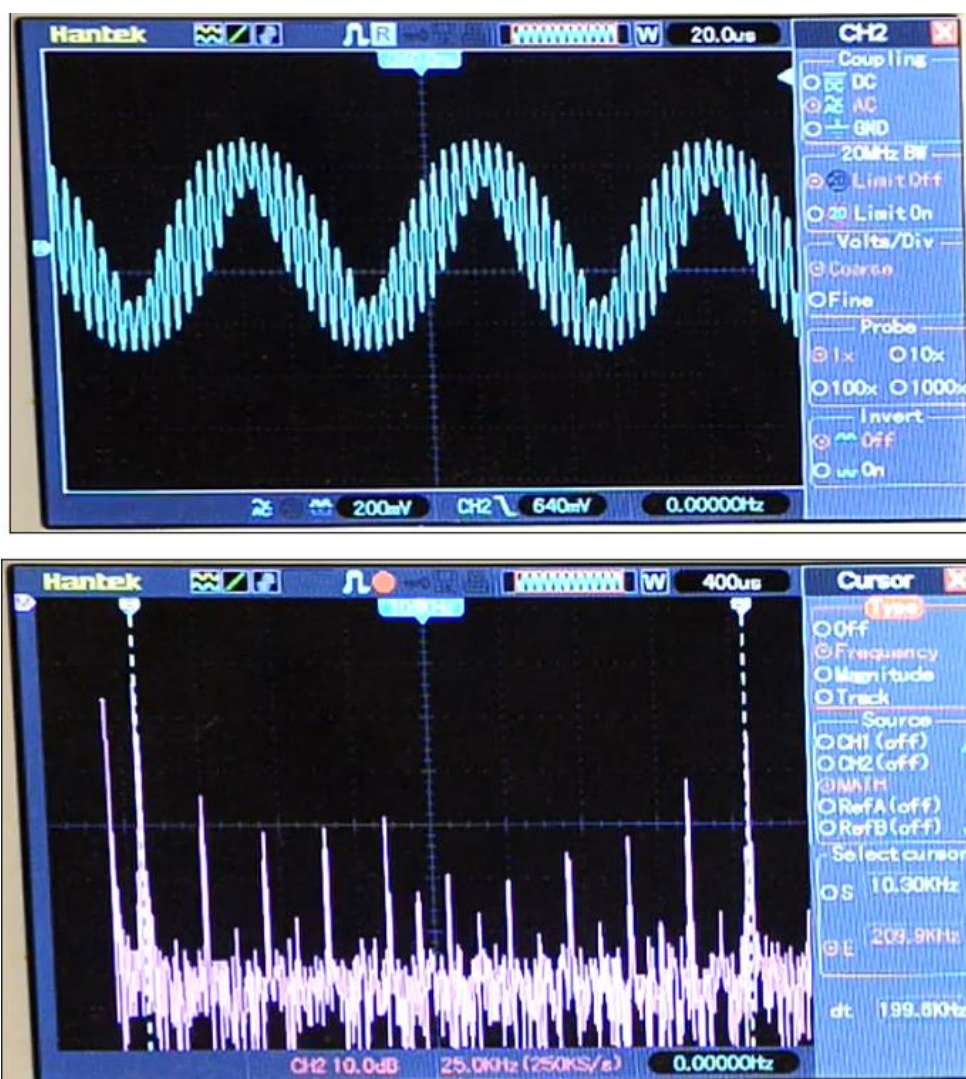


Рисунок 3.12 – Осцилограма та спектрограма реального прототипу двобалансного мікшера

На спектральній діаграмі реального прототипу, як і в моделі, чітко виражені піки на частотах 10 кГц (різницева компонента) та 210 кГц (сумарна компонента). Проте, на відміну від ідеалізованої комп'ютерної моделі, спектр реального пристрою містить помітно більшу кількість бічних паразитних гармонік. Їх поява зумовлена низкою фізичних факторів:

1. Неідеальність магнітних компонентів. Навіть при однаковій кількості витків, індуктивності реальних трансформаторів відрізняються через різну

довжину провідника, якість намотки та неідеальність магнітного осердя.

2. Асиметрія напівпровідників. Діоди навіть з однієї партії від одного виробника не є абсолютно ідентичними за своїми вольт–амперними характеристиками, що порушує ідеальну симетрію комутаційного кільця та знижує рівень пригнічення несучих.

Незважаючи на наявність цих додаткових гармонік, базовий фізичний принцип роботи та розподіл основних енергетичних складових спектра у реальному прототипі повністю підтверджують результати, отримані під час комп'ютерного моделювання.

РОЗДІЛ 4

ЗАСТОСУВАННЯ МІКШЕРІВ В ПЕРЕДАВАЛЬНО-ПРИЙМАЛЬНИХ ТРАКТАХ МЕРЕЖ ЗВ'ЯЗКУ

4.1 Особливості побудови приймально-передавальних вузлів

На відміну від попередніх стандартів (3G, 4G), мережі 5G спираються на три ключові технологічні інновації: освоєння нових частотних діапазонів (Sub-6 GHz та міліметрових хвиль mmWave), використання масивних багатоантенних систем (Massive MIMO) та застосування складних схем модуляції з ортогональним частотним мультиплексуванням (CP-OFDM). Ці фактори безпосередньо формують жорсткі вимоги до архітектури приймально-передавальних вузлів (трансиверів). [1, 3–8]

1. Архітектурні рішення та інтеграція (Massive MIMO).

Базові станції 5G використовують активні антенні решітки (AAS), які можуть містити 32, 64 або навіть 128 незалежних приймально-передавальних трактів (наприклад, конфігурація 64T64R). Це означає, що замість одного потужного радіоблока, як це було в класичному LTE, необхідно розмістити десятки мініатюрних трансиверів безпосередньо за антенними елементами (рис. 4.1).



Рисунок 4.1 – Технологія Massive MIMO 5G [1]

Така щільність компоновки унеможливило використання традиційної супергетеродинної архітектури з кількома каскадами проміжної частоти (IF) через її громіздкість. Натомість стандартом для 5G стала архітектура прямого перетворення (Zero-IF або Direct Conversion). У цій архітектурі радіочастотний сигнал (RF) змішується з сигналом локального генератора (LO) тієї ж частоти, одразу перетворюючись у базову смугу (Baseband) на нульовій частоті. Це різко знижує кількість необхідних фільтрів та дозволяє інтегрувати весь трансивер в одну мікросхему (SoC).

2. Робота зі складними цифровими сигналами.

Сигнали 5G, що використовують модуляцію високого порядку (наприклад, 256-QAM) та технологію OFDM, мають дуже високе відношення пікової потужності до середньої (PAPR – Peak to Average Power Ratio). Для обробки таких сигналів приймально-передавальний вузол (і мікшер як його центральний елемент) повинен мати:

- надвисоку лінійність, адже будь-яка нелінійність у тракці призводить до появи інтермодуляційних спотворень, які розширюють спектр сигналу (Spectral Regrowth) і створюють завади в сусідніх каналах (ACLR);

- низький рівень фазового шуму та EVM. Зсув фаз під час перетворення частоти безпосередньо впливає на показник модуляційної похибки (EVM – Error Vector Magnitude). Для 256-QAM системні вимоги до EVM зазвичай складають менше 3,5%.

3. Квадратурне перетворення (IQ-змішування).

В архітектурі прямого перетворення для збереження фазової та амплітудної інформації сигналу використовується метод квадратурного змішування. Для цього радіочастотний вузол повинен містити не один, а два паралельні мікшери: один для синфазної складової (I – In-phase), інший для квадратурної (Q – Quadrature). Сигнал гетеродина подається на них зі зсувом фаз рівно на 90° .

Таким чином, приймально-передавальний вузол сучасної базової станції 5G – це високоінтегрована система прямого перетворення. Головними викликами при її проектуванні є забезпечення надвисокої лінійності для обробки OFDM-

сигналів, мінімізація масогабаритних показників для реалізації Massive MIMO та забезпечення ідеального фазового балансу в IQ-трактах [4–6]. Виконання цих умов напряму залежить від правильного вибору топології частотних мікшерів.

4.2 Вибір та обґрунтування топології частотного мікшера для БС

Як було встановлено у попередньому підрозділі, архітектура сучасних базових станцій 5G (зокрема систем Massive MIMO) вимагає використання приймально-передавальних трактів прямого перетворення (Zero-IF). З огляду на необхідність розміщення десятків таких трактів безпосередньо в антенному модулі, головними критеріями вибору топології мікшера стають: можливість інтеграції на єдиному напівпровідниковому кристалі (SoC), мінімізація енергоспоживання (зокрема потужності гетеродина), забезпечення високої ізоляції портів та підтримка квадратурного (IQ) змішування.

Виходячи з проведеного порівняльного аналізу, розглянемо двох головних кандидатів для виконання цієї ролі: пасивний кільцевий діодний мікшер та активний транзисторний мікшер на базі осередку Гілберта (обидва належать до подвійно-збалансованої топології мікшерів).

1. Аналіз пасивної топології (Diode Ring Mixer) для 5G [5, 8].

Пасивні мікшери забезпечують найвищий рівень лінійності (високий ПРЗ) та генерують мінімальний тепловий шум, оскільки не потребують живлення постійним струмом. Однак для їх реалізації необхідні широкосмугові трансформатори (балуни). У діапазоні частот 5G (наприклад, 3,5 ГГц або 28 ГГц) якісні балуни займають значну площу, що робить інтеграцію таких мікшерів у компактні багатоканальні мікросхеми вкрай складною та економічно не вигідною. Крім того, пасивні мікшери мають втрати перетворення (Conversion Loss), що вимагає використання додаткових каскадів підсилення, а також потребують високої потужності від локального генератора (LO Drive), що збільшує загальне енергоспоживання масиву антен.

2. Аналіз активної топології (Gilbert Cell) для 5G [3, 6].

Активний подвійно-збалансований мікшер позбавлений вищезгаданих недоліків. Завдяки реалізації на базі технологій CMOS або SiGe BiCMOS, комірок Гілберта ідеально підходить для повної інтеграції на одному кристалі разом з малошумними підсилювачами (LNA), фільтрами та аналого-цифровими перетворювачами (ADC).

Головними перевагами, які визначають вибір цієї топології для 5G, є:

- наявність підсилення перетворення (Conversion Gain), на відміну від пасивних схем, активний мікшер підсилює сигнал під час перетворення, що покращує загальний коефіцієнт шуму каскадів, розташованих після мікшера;

- низькі вимоги до потужності гетеродина, транзистори комутаційного каскаду потребують значно меншої потужності LO для перемикання, що суттєво спрощує проектування синтезаторів частот та знижує нагрівання мікросхеми;

- відмінна ізоляція, диференціальна структура забезпечує високий ступінь пригнічення синфазних завад (CMRR) та чудову ізоляцію між портами LO та RF/IF без використання громіздких трансформаторів.

Для реалізації архітектури прямого перетворення обрана активна топологія повинна бути реалізована у вигляді квадратурного (IQ) демодулятора / модулятора.

У цій конфігурації вхідний радіочастотний сигнал розгалужується на два ідентичні подвійно-збалансовані мікшери (на базі комірок Гілберта). На порт LO першого мікшера подається опорний сигнал у фазі 0° формуючи синфазну складову. На порт LO другого мікшера сигнал гетеродина подається із фазовим зсувом 90° , формуючи квадратурну складову (рис. 4.2). Така структура дозволяє безпосередньо виділяти інформацію про амплітуду та фазу складних QAM / OFDM сигналів.

Враховуючи жорсткі обмеження щодо розмірів, енергоспоживання та необхідності обробки широкосмугових цифрових сигналів, для проектування приймально-передавального вузла базової станції 5G обрано топологію активного подвійно-збалансованого мікшера (комірки Гілберта) у IQ конфігурації. Вона забезпечує оптимальний компроміс між лінійністю,

коефіцієнтом підсилення та можливістю високощільної інтеграції.

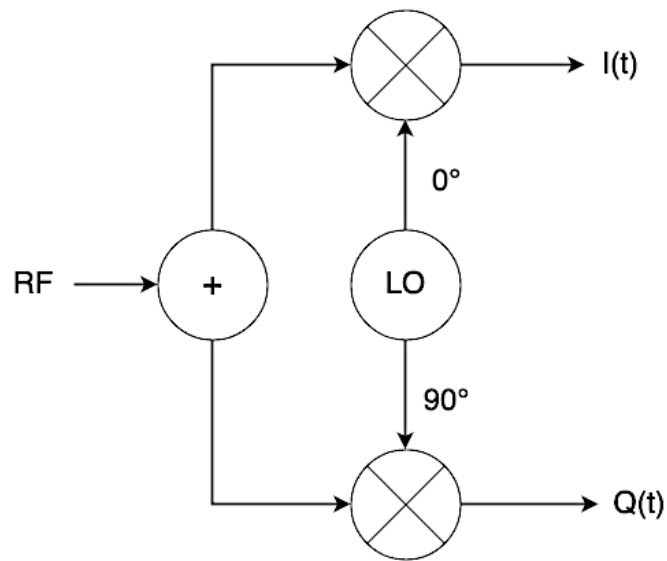


Рисунок 4.2 – Структура IQ-демодулятора

4.3 Вплив мікшера на пропускну здатність мережі доступу 5G

Характеристики радіочастотного тракту, і зокрема частотного мікшера, є фундаментальним обмеженням для максимально досяжної пропускну здатності телекомунікаційної мережі. У цьому підрозділі проаналізовано математичний зв'язок між ключовими апаратними параметрами обраного квадратурного мікшера та інформаційною ємністю каналу зв'язку [10].

1. Вплив фазового шуму та нелінійності на похибку модуляції (EVM).

Сучасні мережі 5G досягають високих швидкостей передачі даних завдяки використанню щільних схем квадратурної амплітудної модуляції (наприклад, 256-QAM або 1024-QAM). У таких схемах символи розташовані дуже близько один до одного на сигнальному сузір'ї (рис. 4.3).

На такій діаграмі фазовий шум зазвичай виглядає як «закручування» або тангенціальне розмиття точок сузір'я вздовж дуги навколо центру координат. Для 256-QAM вимоги до EVM є надзвичайно суворими, оскільки точки розташовані дуже щільно одна до одної, і навіть незначний шум може призвести до помилок декодування (BER).

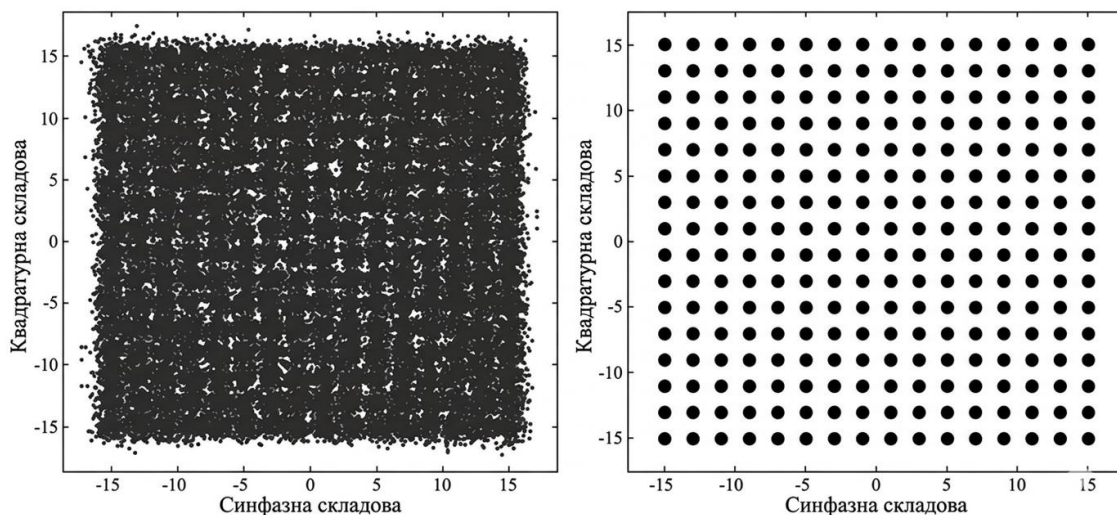


Рисунок 4.3 – Діаграма сузір'я 256-QAM

Якість демодуляції таких сигналів оцінюється параметром EVM (Error Vector Magnitude – амплітуда вектора помилки). Мікшер робить вагомий внесок у загальний EVM системи через два фактори:

- фазовий шум, що виникає внаслідок неідеальності перенесення частоти від гетеродина (LO) і призводить до випадкового обертання фази вихідного сигналу, що спотворює точки на сигнальному сузір'ї;

- амплітудні спотворення. Наближення роботи мікшера до точки компресії ($P_{1дБ}$) викликає стиснення крайніх точок сузір'я 256-QAM. Для успішної демодуляції сигналу 256-QAM стандарт 3GPP вимагає, щоб загальний EVM тракту не перевищував 3.5%. Якщо мікшер має недостатню лінійність, система автоматично перейде на нижчий індекс модуляції (наприклад, 64-QAM або 16-QAM), що миттєво зменшить швидкість передачі даних для абонента у кілька разів [6, 10].

2. Лінійність (ІПЗ) та відношення сигнал/інтерференція + шум (SNR).

Як було визначено раніше, параметр ІПЗ характеризує рівень інтермодуляційних спотворень третього порядку. В умовах 5G, де використовуються широкосмугові сигнали з багатьма піднесучими (OFDM), нелінійність мікшера генерує інтермодуляційні продукти P_{IMD} , які потрапляють у смугу власного корисного сигналу, діючи як додатковий шум.

Відношення сигнал/інтерференція+шум розраховується як:

$$SNR = \frac{P_{\text{сиг}}}{P_{\text{шум}} + P_{IMD} + P_{\text{інт}}}, \quad (4.1)$$

де $P_{\text{сиг}}$ – потужність вхідного сигналу;

$P_{\text{шум}}$ – потужність шуму;

P_{IMD} – потужність продуктів інтермодуляції;

$P_{\text{інт}}$ – потужність зовнішньої інтерференції.

Чим вище значення ПРЗ мікшера, тим меншим є значення P_{IMD} , і тим вищим стає загальний SNR системи при заданій потужності вхідного сигналу.

3. Зв'язок апаратних параметрів із пропускнуою здатністю (Теорема Шеннона-Гартлі).

Остаточний вплив параметрів мікшера на мережу доступу описується теоремою Шеннона-Гартлі, яка визначає максимальну теоретичну пропускну здатність каналу (C , біт/с):

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR), \quad (4.2)$$

де B – смуга пропускання каналу (в Гц).

З цієї формули чітко видно ланцюг залежностей:

1. Застосування комірки Гілберта з високим ПРЗ мінімізує внутрішні інтермодуляційні шуми ($P_{IMD} \rightarrow \min$).

2. Низький рівень втрат перетворення (або наявність підсилення Conversion Gain) та низький фазовий шум максимізують в чисельнику показнику SINR.

3. Логарифмічне зростання SINR дозволяє базовій станції застосовувати схему модуляції 256-QAM замість 64-QAM, що в результаті збільшує спектральну ефективність та максимальну пропускну здатність сектора мережі доступу 5G.

Розрахунки демонструють, що радіочастотні характеристики мікшера не є виключно апаратними показниками, а прямо детермінують інформаційну ємність мережі. Оптимізація топології мікшера для досягнення високої лінійності є критично важливою умовою для реалізації заявлених швидкостей у мережах 5G.

4.4 Структура мережі доступу з використанням IQ-мікшерів

Сучасні мережі доступу 5G (NG-RAN) будуються за принципом дезагрегації радіомережі, де базова станція логічно і фізично розділена на централізований пристрій (CU), розподілений пристрій (DU) та радіопристрій (RU – Radio Unit) або активну антенну систему (AAU – Active Antenna Unit) (рис. 4.4) [1, 8].

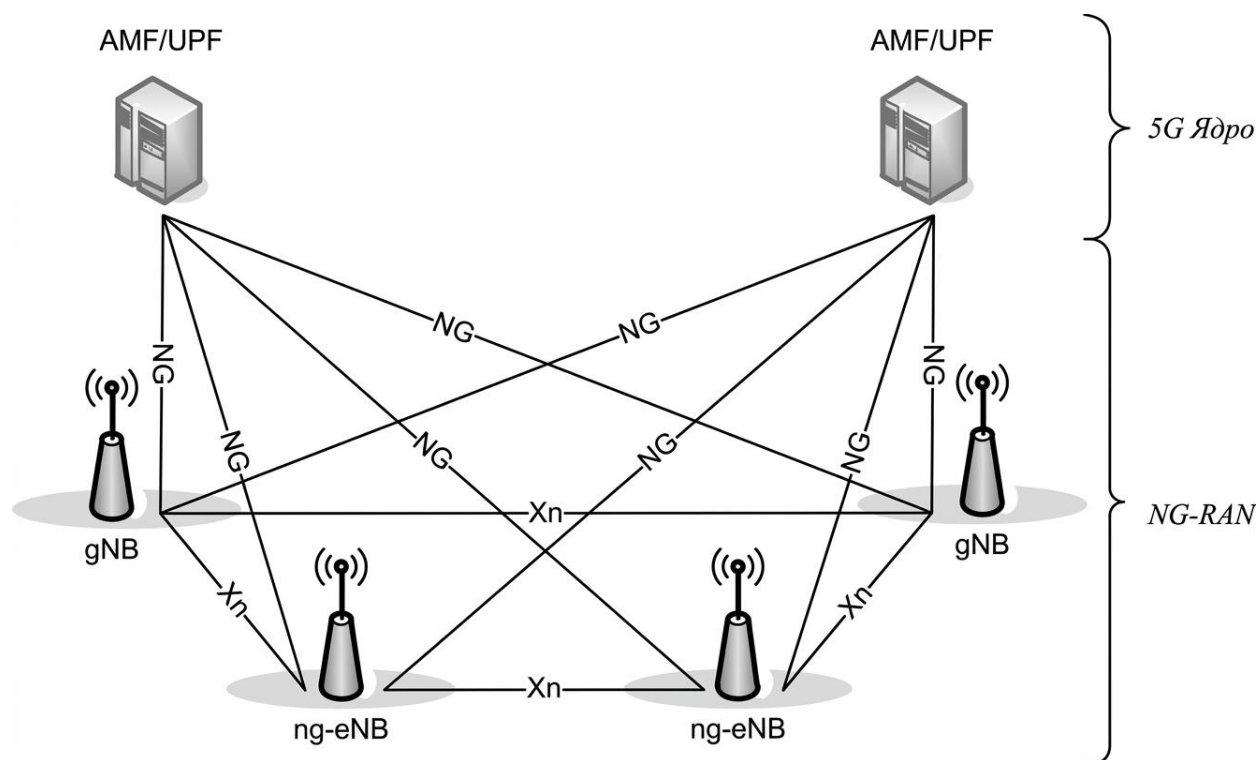


Рисунок 4.4 – Архітектура мережі 5G NG-RAN

Обрана та обґрунтована у попередніх підрозділах топологія активного подвійно-збалансованого мікшера (квадратурна комірка Гілберта) фізично реалізується саме у складі блоку RU/AAU, який встановлюється безпосередньо

на антенній щоглі.

Розглянемо структуру типового приймально-передавального тракту (наприклад, для архітектури 64T64R) на основі інтегральної мікросхеми трансивера прямого перетворення (RFIC) (рис. 4.5):

1. Тракт передачі (Downlink). Цифрові I та Q дані (Baseband) від блоку DU надходять до RU через оптичний інтерфейс (наприклад, eCPRI). Після цифро-аналогового перетворення (DAC) низькочастотні аналогові сигнали I та Q подаються на входи передавального IQ-мікшера (Up-converter). Оскільки мікшер побудований на базі активного осередку Гілберта, він забезпечує необхідне підсилення перетворення при змішуванні з сигналом гетеродина (LO). Отриманий на виході RF-сигнал міліметрового або Sub-6 GHz діапазону подається на попередній підсилювач, а потім – на підсилювач потужності, після чого випромінюється відповідним елементом масивної антени.

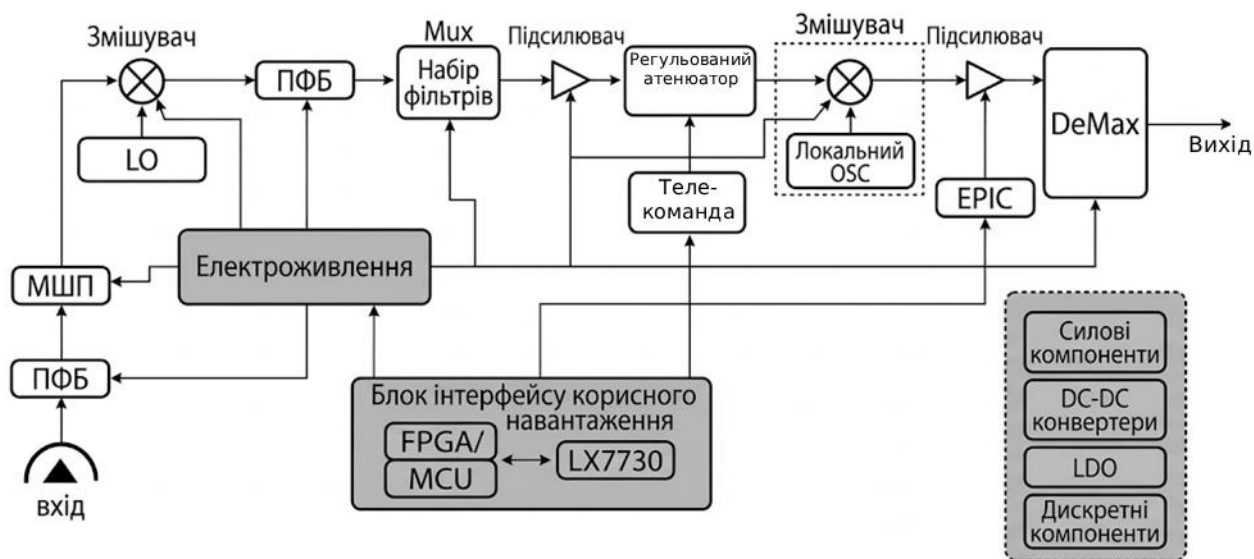


Рисунок 4.5 – Структурна схема радіочастотного тракту телекомунікаційної системи з каскадами частотного перетворення

2. Тракт прийому (Uplink) [8]. Слабкий радіосигнал від абонентського пристрою (UE) приймається антеною, проходить через дуплексний фільтр та посилюється малошумним підсилювачем (LNA). Далі сигнал надходить на радіочастотний вхід приймального IQ-мікшера (Down-converter). Завдяки

високому показнику ПРЗ обраної топології мікшера, тракт здатний без спотворень обробляти потужні завади від сусідніх каналів. Мікшер безпосередньо переносить спектр сигналу на нульову частоту, розкладаючи його на аналогові складові I та Q. Після фільтрації нижніх частот (LPF) ці сигнали оцифровуються (ADC) і відправляються до DU для подальшої обробки.

Окрему роль у схемі відіграє блок інтерфейсу корисного навантаження на основі FPGA/MCU, який забезпечує керування режимами роботи тракту, зокрема телекомандами, регульованим атенюатором, фільтрами та іншими функціональними вузлами. Блок електроживлення формує необхідні напруги для аналогових і цифрових компонентів, а силові компоненти, DC-DC конвертери, LDO та дискретні елементи забезпечують стабільну роботу всієї системи.

Таким чином, використання мікросхем з інтегрованими активними мікшерами дозволяє реалізувати щільну матрицю трансиверів у межах одного компактного корпусу AAU, що є базовою умовою для розгортання мереж 5G Massive MIMO.

Аналіз особливостей інтеграції радіочастотних мікшерів в структурі сучасної телекомунікаційної мережі показав, що:

1. Специфіка мереж 5G (зокрема використання широкосмугових сигналів OFDM та модуляції вищих порядків, таких як 256-QAM) висуває критичні вимоги до лінійності та фазової стабільності приймально-передавальних трактів.

2. Топологія активного подвійно-збалансованого мікшера (комірка Гілберта) у квадратурній конфігурації визнана оптимальним рішенням для трансиверів прямого перетворення (Zero-IF). Вона забезпечує необхідне підсилення, високу ізоляцію портів, малу споживану потужність гетеродина та високий рівень інтеграції на кристалі (SoC), що неможливо реалізувати за допомогою класичних пасивних діодних мікшерів у багатоканальних масивах Massive MIMO.

3. Розрахунки підтверджують прямий математичний зв'язок між апаратними параметрами мікшера (зокрема точкою перетину третього порядку ПРЗ та фазовим шумом) і пропускною здатністю мережі. Максимізація лінійності

мікшера дозволяє системі підтримувати високий рівень SINR, що, згідно з теоремою Шеннона-Гартлі, є запорукою досягнення максимальних швидкостей передачі даних у стільнику.

4. Розроблена структурна схема вузла мережі доступу (AAU) на базі обраної технології повністю відповідає сучасним стандартам 3GPP для побудови інфраструктури 5G.

ВИСНОВКИ

1. Встановлено, що частотний мікшер є одним із ключових елементів сучасних радіочастотних трактів, а ефективність його роботи визначається схемотехнічною реалізацією та рівнем узгодження з малошумними підсилювачами, локальними генераторами і фільтрами проміжної частоти.

2. Проведений порівняльний аналіз незбалансованих, одинарно-, подвійно- та потрійно-збалансованих топологій показав, що зі зростанням складності структури суттєво покращуються ізоляція між портами, пригнічення паразитних спектральних складових та лінійність перетворення. Визначено, що найбільш ефективною для сучасних телекомунікаційних систем є подвійно-збалансована топологія.

3. У результаті моделювання подвійно-збалансованого мікшера підтверджено ефективне пригнічення парних гармонік та високий рівень спектральної чистоти вихідного сигналу. Отримані параметри лінійності, зокрема точка компресії 1 дБ близько 11 дБм та значення ПРЗ понад +35 дБм, свідчать про високий запас завадостійкості.

4. Обґрунтовано доцільність використання активної топології на базі осередку Гілберта у квадратурній IQ-конфігурації для систем Massive MIMO та архітектур прямого перетворення у мережах 5G. Встановлено, що така структура забезпечує високий ступінь інтеграції, необхідний рівень підсилення перетворення та підтримку квадратурної обробки сигналів.

5. Досліджено вплив параметрів мікшера на характеристики телекомунікаційної мережі та встановлено, що зниження рівня інтермодуляційних спотворень і фазового шуму є необхідною умовою для підтримки високошвидкісних видів модуляції, зокрема 256-QAM, у сучасних системах зв'язку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. 5G; NR; Base Station (BS) Radio Transmission and Reception. Technical specification. (3GPP TS 38.104. Release 18). 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 2025. 419 p.
2. Hao X., Wang X., Li Y. Design and Optimization of an RF Mixer for Electromagnetic Sensor Backend. *ENG Transactions*. Vol. 6, No. 11, Article 286, 2025.
3. Jokiniemi K., Kivekäs O., Rahkonen T. 55–100-GHz Enhanced Gilbert Cell Mixer Design in 22-nm CMOS. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. Vol. 32, No. 12, 2024. P. 2186-2197.
4. Kumar A. Receiver Architectures for 5G: Current Status and Future Prospects. *Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2021. 10 p.
5. Loyez C., Rolland N., Lasri T. MMIC Vector Topology Enabling Multi RF Functionalities for 5G and Beyond. *IEEE Access*. Vol. 9, 2021. P. 119180-119191.
6. Mehta S., Li X. J., Donelli M. Recent Advancement in the Design of Mixers for Software-Defined Radios. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. Vol. 32, Issue 2, Article e22963, 2022.
7. Mohammadi M. Design of a Mixer for 5G Applications. *Proceedings of the 20th National Student Conference*. Kermanshah, Iran, 2021. 8 p.
8. Prasad K., Syed A. RF-Microwave Double-Balanced Diode Mixers as Up-Converters for 5G RF Front-End Applications. *International Journal of Electronics and Communication Engineering (IJECE)*. Vol. 8, Issue 7, 2021. P. 1-10.
9. Understanding RF Mixers: A Resource of White Papers and Articles: eBook. Farran, CML Micro, 2025. 54 p.
10. Системи мобільного зв'язку. Застосування засобів мобільного зв'язку : навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою «Спеціальні системи електронних комунікацій» спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» / Ю. О. Головін, Б. А. Ніколаєнко, В. В. Бойко, Р. Ю. Сбоев. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 187 с.