

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет Інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до бакалаврської дипломної роботи на тему:

«ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ Х-ДІАПАЗОНУ»

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-206
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Сарнецький В.О.
(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц каф. ІРТС

Воловик А.Ю.
(прізвище та ініціали)

« 11 » 06 2024 р.

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

Михалевський Д.В.
(прізвище та ініціали)

« 11 » 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

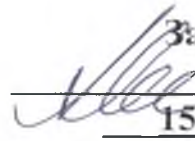
д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 06 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність – 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

 Завідувач кафедри ІРТС
Олександр ОСАДЧУК
15 березня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Сарнецькому Вадиму Олеговичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Перетворювач частоти Х-діапазону
керівник роботи Воловик Андрій Юрійович, канд. техн. наук, доцент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом ВНТУ від "11" березня 2024 року № 80

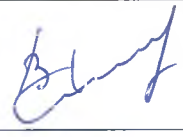
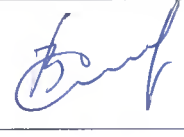
2. Строк подання студентом роботи: 10. 06. 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: тип вхідних сигналів - цифрові високочастотні, частотний діапазон на виході - 7-12 ГГц, тип перетворювача – балансний, посилення - не менше 30 дБ, коефіцієнт стабільності (K): > 1.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): Вступ. Аналіз роботи перетворювачів частоти у Х-діапазоні частот. Дослідження існуючих реалізацій перетворювачів частоти Х-діапазону. Розробка та моделювання оптимальної схеми перетворювача частоти у Х-діапазоні, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): схема балансного змішувача на транзисторах, схема подвійного балансного змішувача на транзисторах, частотні характеристики залежності S11 та S21, модель балансного змішувача прохідного типу, рівень ослаблення вхідного НВЧ сигналу на виході та ПЧ на НВЧ вході

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна Частина	Доцент кафедри ІРТС Воловик А.Ю.,		
Охорона праці	Професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В		

7. Дата видачі завдання «12» 03 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	При-мітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР.	14.02.2024-28.02.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2024-10.03.2024	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання БДР	11.03.2024-31.03.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка та технічних рішень.	01.04.2024-06.05.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	07.05.2024-18.05.2024	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2024-22.05.2024	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2024-28.05.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2024-05.06.2024	
9.	Нормоконтроль	06.06.2024-07.06.2024	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	08.06.2024-10.06.2024	
11.	Захист БДР ЕК	11.06.2024-13.06.2024	

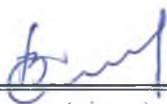
Студент



(підпис)

Сарнецький В.О.

Керівник роботи



(підпис)

Воловик А.Ю.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Сарнецький В.О. Перетворювач частоти Х-діапазону. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ 2024. 83 с., Українською мовою. Бібліогр.: 31 . назв; Рис.: 35.

У даній БДР виконується дослідження роботи перетворювачів частоти, що працюють у Х-діапазоні. Розглядаються основні принципи проектування перетворювачів частоти, включаючи вибір компонентів, розробку схемо-технічних рішень та оптимізацію параметрів. Проведено теоретичний аналіз характеристик перетворювачів частоти, таких як коефіцієнт перетворення, смуга пропускання, шумові характеристики та лінійність. Експериментальні дослідження здійснено з використанням сучасних методів моделювання та вимірювального обладнання, що дозволило отримати точні дані про роботу перетворювача в різних умовах.

Основні результати дослідження включають досягнення високого коефіцієнта перетворення та широкої смуги пропускання при збереженні низьких рівнів шуму та високої лінійності. Отримані результати можуть бути використані для розробки сучасних систем радіозв'язку та радіолокації, забезпечуючи покращення їх продуктивності та надійності.

Ключові слова: перетворювач частоти, Х-діапазон, коефіцієнт перетворення, смуга пропускання, шумові характеристики, лінійність.

ANNOTATION

Sarnetskiy V.O. X-band frequency converter. Bachelor thesis. – Vinnytsia: VNTU 2024. 83 p., in Ukrainian language Bibliography: 31. names; Fig.: 35.

In this BDR, a study of the operation of frequency converters operating in the X-band is carried out. The main principles of designing frequency converters are considered, including the selection of components, the development of circuit solutions, and the optimization of parameters. A theoretical analysis of the characteristics of frequency converters, such as the conversion factor, bandwidth, noise characteristics, and linearity, was carried out. Experimental studies were carried out using modern modeling methods and measuring equipment, which made it possible to obtain accurate data on the operation of the converter in various conditions.

The main results of the study include the achievement of high conversion ratio and wide bandwidth while maintaining low noise levels and high linearity. The obtained results can be used for the development of modern radio communication and radar systems, ensuring the improvement of their performance and reliability.

Keywords: frequency converter, X-band, conversion gain, bandwidth, noise characteristics, linearity.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП.....	7
1 АНАЛІЗ РОБОТИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ У Х-ДІАПАЗОНІ ЧАСТОТ	9
1.1 Особливості роботи обладнання у Х-діапазоні.....	9
1.2 Функціональні особливості та параметри перетворювачів частоти.....	12
1.2.1 Загальна характеристика процесу перетворення частоти.....	12
1.2.2 Функціональна схема перетворювача частоти.....	16
1.2.3 Подвійне перетворення частоти сигналу.....	18
1.2.4 Вплив шумів на перетворювачі частоти в Х-діапазоні	21
1.3 Висновки до розділу	22
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ІСНУЮЧИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ Х-ДІАПАЗОНУ	23
2.1 Дослідження перетворювача частоти на основі однополусного діодного змішувача	23
2.2 Дослідження транзисторних перетворювачів частоти.....	28
2.3 Дослідження балансних схем перетворювачів частоти у Х-діапазоні	32
2.4 Висновки до розділу	37
3 РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ У Х-ДІАПАЗОНІ	38
3.1 Розробка загальної структури перетворювача частоти.....	38
3.2 Розрахунок смугового СПФ та ФНЧ у схемі перетворювача частоти	40
3.3 Розробка конструктивних рішень побудови змішувача для перетворювача частоти.....	48
3.4 Висновки до розділу	57
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	58
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	58
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	62
4.2.1 Мікроклімат	62
4.2.2 Склад повітря робочої зони.....	62
4.2.3 Виробниче освітлення	63
4.2.4 Виробничий шум.....	65
4.2.5 Виробничі випромінювання.....	66
4.3 Пожежна безпека.....	67
4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі	67
4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	68
4.4 Висновки до розділу	69
ВИСНОВКИ	70
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	77
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративний матеріал	76
Додаток Б (обов'язковий). Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи	82

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;
БЗ – балансний змішувач;
ВАХ – вольт-амперна характеристика;
ДБШ – діод с бар'єром Шоттки;
ДК – дзеркальний канал;
ДЧ – дзеркальна частота;
ДМ – діодний міст;
ДНЗ – діод з накопиченням заряду;
ККД – та коефіцієнта корисної дії;
КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі;
ЛПД – лавинно-пролітний діод;
НБЗ – небалансні змішувачі;
НВЧ – надвисокі частоти;
НП – напівпровідниковий пристрій;
ОЗ – однотактний змішувач;
ОТД – обернений тунельний діод;
ПБЗ – подвійний балансний змішувач;
ПЕ – перетворюючий елемент;
ПКБЗ – подвійний кільцевий балансний змішувач;
ППЧ – підсилювач проміжної частоти;
ПЧ – проміжна частота;
СПФ – смуговий пропускаючий фільтр;
ТДЛ – трансформатор довгої лінії;
ФНЧ – фільтр нижніх частот;

ВСТУП

Актуальність теми. З розвитком сучасних технологій зв'язку та електроніки, використання усіх доступних діапазонів радіочастотного спектру стає все більш важливим та складним завданням. Однією з ключових областей в цьому контексті є дослідження перетворювачів частоти, що дозволяють здійснювати перенесення частот з однієї смуги спектру у іншу [1].

Поняття X-діапазону, зазвичай визначається як радіочастотний діапазон від 8 до 12 ГГц, що є об'єктом інтенсивних досліджень через його потенціал у різних сферах, від бездротового зв'язку та радіолокації до медичних діагностичних систем та військових застосувань [1].

Дослідження перетворювачів частоти X-діапазону може сприяти розробці більш ефективних методів модуляції та демодуляції сигналів, які застосовуються в радіоелектронних системах. Це включає можливість створення нових алгоритмів частотної модуляції та демодуляції з метою забезпечення швидкого обміну даними та надійності комунікацій [2].

Крім цього, дослідження в цій області може привести до розвитку технологій адаптивного спектрального управління, які дозволять системам автоматично перемикатися між доступними радіочастотними каналами та оптимізувати використання спектру в реальному часі. Це стає особливо актуальним в контексті зростаючої кількості бездротових пристроїв та збільшення конкуренції за доступ до радіочастотного спектру [3].

Такі дослідження можуть мати значний вплив на різноманітні сфери, включаючи бездротовий зв'язок, Інтернет речей (IoT), автономні системи, медичні пристрої та інші галузі. Розвиток нових методів спектрального управління може сприяти підвищенню продуктивності та надійності бездротових систем у цих галузях, що має велике значення для подальшого технологічного прогресу суспільства.

Метою роботи є дослідження роботи перетворювачів частоти, що працюють у частотному X-діапазоні.

Об'єктом дослідження є реалізації перетворювача частоти, що працює у Х-діапазоні.

Предметом дослідження є функціональні та технічні характеристики, а також можливості використання перетворювачів частоти Х-діапазону.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати *такі задачі*:

- виконати аналіз особливостей роботи нвч обладнання у Х-діапазоні;
- дослідити функціональні особливості перетворювачів частоти;
- провести дослідження схеми транзисторного перетворювача частоти;
- провести дослідження схеми діодного перетворювача частоти;
- розробити структуру оптимального змішувача для роботи в перетворювачі частоти х-діапазону;
- розробити структурну схему перетворювача частоти х-діапазону;
- виконати комп'ютерне моделювання запропонованої реалізації перетворювача.

Методи досліджень ґрунтуються на різноманітних теоретичних засадах, які охоплюють електроніку та радіотехніку. Вони включають теорію електромагнітних полів, теорію сигналів, теорію передачі інформації, теорію електричних кіл, тощо.

Наукова новизна одержаних результатів

Було запропоновано використання перетворювача з широкою смугою пропускання та низьким рівнем шуму, що дозволить покращити характеристики радіотехнічних пристроїв, що його використовуватимуть.

Практичне значення одержаних результатів

Розробка оптимальної схеми перетворювача частоти у Х-діапазоні дозволить покращити радіотехнічні характеристики пристроїв, що їх використовують. Це призведе до покращення якості обробки інформації, що є позитивним фактором з точки зору розвитку радіотехнічного обладнання.

Структура і обсяг роботи. Бакалаврська дипломна робота складається зі вступу, 4 розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 АНАЛІЗ РОБОТИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ У X-ДІАПАЗОНІ ЧАСТОТ

1.1 Особливості роботи обладнання у X-діапазоні

X-діапазон, також відомий як діапазон X-band, охоплює частоти сантиметрових довжин хвиль і використовується в радіолокації, наземному та супутниковому радіозв'язку. За стандартом IEEE, цей діапазон розташовується між 8 і 12 ГГц електромагнітного спектра, що відповідає довжинам хвиль від 3,75 до 2,5 см, також даний діапазон називають надвисокими частотами (НВЧ).

У супутниковому зв'язку діапазон X «зміщується» в напрямку C-діапазону і зазвичай знаходиться приблизно між 7 та 10,7 ГГц [1].

У діапазоні 8 і 12 ГГц існує можливість створення вузьконаправленого випромінювання за порівняно невеликих геометричних розмірів антен. Це дозволяє здійснювати направлену передачу сигналів перевагами якої є зниження взаємних перешкод, збільшення дальності дії радіосистем, секретність передачі, висока точність радіолокаційного визначення координат об'єктів та інше.

Доволі велика ширина X-діапазону дозволяє розмістити в ньому велику кількість каналів зв'язку, використовувати широкосмугові стійкі до перешкод види модуляції. Це надає можливість здійснювати високоякісну передачу радіолокаційних та супутникових телевізійних сигналів, а також передавати з великою швидкістю цифрову інформацію комп'ютерних мереж через супутникові системи зв'язку [2].

Також, у даному діапазоні спостерігається низький рівень промислових та атмосферних перешкод. Умови поширення радіохвиль у діапазоні НВЧ не залежать від зміни часу доби або сезону року. У зв'язку з цим мінімальний рівень отриманих сигналів майже повністю визначається власними шумами приймальних пристроїв.

Електромагнітні коливання Х-діапазону проходять з малим загасанням через атмосферу Землі. Це дозволяє використовувати діапазон СВЧ для зв'язку з космічними об'єктами, передачі інформації через комунікаційні супутники, у радіоастрономії [3].

На рис. 1.1 представлено розподіл спектрів частот та відповідних їм довжин хвиль з прив'язкою до буквених назв діапазонів визначених IEEE.

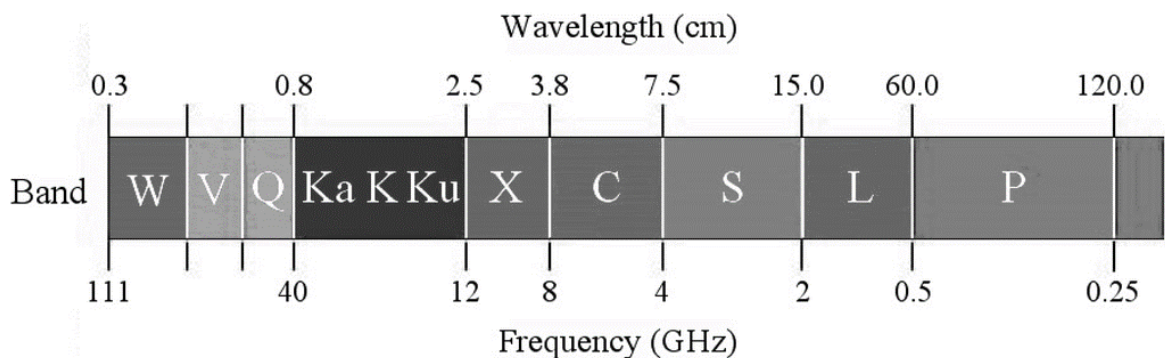


Рисунок 1.1 – розподіл спектрів частот та відповідних їм довжин хвиль

Функціонування радіообладнання у Х-діапазоні базується на використанні перетворювачів частоти (в англomовній літературі RF Frequency Converter, FC) є невеликими пристроями, що перетворюють радіочастотні сигнали з однієї частоти на іншу або з одного діапазону частот в інший.

Згідно з ДСТУ 3254-95 (Радіозв'язок. Терміни та визначення), перетворювач частоти – це електрична схема, що здійснює перетворення частоти складається з гетеродина, змішувача та смугового фільтра. В примітці до документу зазначено, що у окремих випадках смуговий фільтр може бути відсутній [4].

Перетворювачі частоти використовуються у входних колах прийому для перенесення спектру НВЧ-сигналів у порівняно низькочастотний діапазон проміжних частот, де вже проводиться якісна необхідна обробка сигналів. У

вихідних колах дані пристрої перетворюють сформовані інформаційні сигнали з низькочастотної області базової смуги або інтермодуляційних частот у

НВЧ-діапазон для подальшої передачі через радіоканали.

Перетворювачі частот широко використовуються у ланцюгах синтезу частот радіообладнання різного призначення. Для перетворення частот НВЧ-сигналів використовуються РЧ-вузли різного призначення і принципу дії, на основі яких розробляється широка номенклатура перетворювачів: детектори, змішувачі, стробоскопічні перетворювачі, генератори гармонік, модулятори. тощо.

Використання техніки у Х-діапазоні має свої переваги та недоліки, які потрібно враховувати.

Переваги:

1. Висока роздільна здатність. Цей діапазон забезпечує високу роздільну здатність, що дозволяє отримувати детальніші зображення та інформацію з великих відстаней.

2. Невелика вразливість до атмосферних умов. Сигнали в Х-діапазоні менше піддаються втратам та спотворенням у атмосферних умовах, що важливо для стабільної роботи.

3. Широкосмуговий зв'язок. Висока пропускна здатність діапазону дозволяє передавати великі обсяги даних за короткий час, що корисно для швидкої та потужної комунікації.

4. Висока точність локації. Радіолокаційні системи в Х-діапазоні забезпечують точне визначення координат об'єктів, що важливо для навігації та слідкування.

Недоліки:

1. Висока напрямленість сигналів. Сигнали в Х-діапазоні мають високу напрямленість, що може призводити до обмежень у покритті території та потребує точної настройки антен.

2. Взаємодія з атмосферою та перешкодами. Деякі сигнали в Х-діапазоні можуть поглинатися атмосферою або взаємодіяти з іншими об'єктами, що може призводити до втрат та спотворень сигналу.

3. Обмежена проникність через перешкоди. Сигнали в Х-діапазоні можуть мати обмежену проникність через перешкоди, що може ускладнювати комунікацію в приміщеннях або місцях з великою густотою перешкод.

Отже, забезпечення якісного прийому та передачі сигналів у Х-діапазоні вимагає дотримання декількох важливих умов. Важливо мати високоякісні антени та антенні системи, які ефективно приймають та передають сигнали у цьому діапазоні. Також потрібно мінімізувати втрати сигналу та уникати перешкод та інтерференції, що можуть вплинути на якість зв'язку. Налаштування обладнання та його калібрування також має велике значення для оптимального функціонування. Забезпечення стабільного зв'язку та врахування всіх цих факторів сприяє успішному використанню обладнання у Х-діапазоні.

1.2 Функціональні особливості та параметри перетворювачів частоти

1.2.1 Загальна характеристика процесу перетворення частоти

Перетворювачі частоти, або ПЧ, призначені для переміщення спектру сигналу з одного діапазону радіочастот до іншого. Перенесення спектру вважається лінійним, якщо форма спектру не змінюється і параметри модуляції сигналу не спотворюються.

У супергетеродинних приймачах спектр переноситься на проміжну частоту. Частотне перетворення сигналу досягається шляхом подачі прийнятого сигналу на активний елемент радіоелектронного пристрою (такий як транзистор, діод, мікросхема, варикап), параметри якого періодично змінюються з частотою, відмінною від частоти прийнятого

сигналу. Ці зміни параметрів виконуються за допомогою спеціального генератора, який називається гетеродином [4].

На рис. 1.2 представлено принцип перетворення частоти.

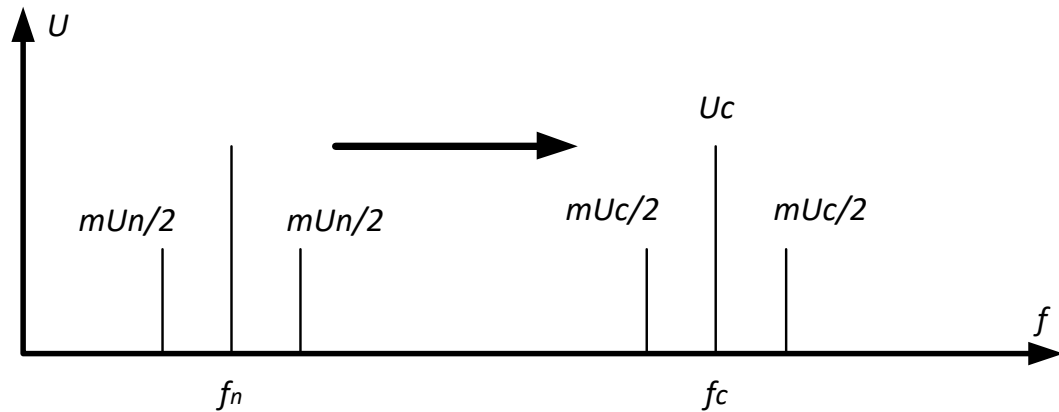


Рисунок 1.2 – Принцип перетворення частоти

Давайте розглянемо транзисторний перетворювач частоти. Зміна колекторного струму транзистора може бути описана за допомогою виразу [5]:

$$\Delta I = Y_{21} \Delta U, \quad (1.1)$$

де ΔU - зміна напруги між базою та емітером транзистора;

Y_{21} - крутизна перехідної характеристики транзистора:

$$Y_{21}(t) = \sum^N (Y_{21})_n \cos n\omega_r t. \quad (1.2)$$

де $(Y_{21})_n$ – амплітуда n -ї гармоніки зміни крутизни перехідної характеристики активного елемента.

Нехай вхідний сигнал:

$$\Delta U = U_c \cos(\omega_c t). \quad (1.3)$$

Якщо періодично змінювати в часі крутизну характеристики транзистора з частотою ω_r $Y_{21} = A \cos(\omega_r t)$, то внаслідок множення даних двох гармонічних коливань, струм колектора міститиме складові з різницевою та сумарною частотою гетеродина та вхідного сигналу [4]:

$$(\omega_c \pm \omega_r). \quad (1.4)$$

Під'єднавши до колектора селективний фільтр, налаштований на одну з цих частот, отримаємо на ньому напругу сигналу з новою частотою, яку в супергетеродинному приймачі називають проміжною.

Втрати перетворення (або коефіцієнт перетворення) – це міра зміни потужності при виконанні змішувачем перетворення, яка визначається як відношення рівнів $P_{вих}$ та $P_{вх}$ і виражається в дБ [5]:

$$P_{втрат} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{вих}}{P_{вх}} \right) \quad (1.5)$$

Можна розглядати фазовий шум як випадкові відхилення фази навколо «ідеального» носійного сигналу. Використання різного роду модуляцій та вплив зовнішніх факторів може причинити фазові шуми у сигналі.

Для характеристики фазового шуму зазвичай використовують два наступних параметри:

Щільність потужності шумів:

$$S_{\Delta\varphi}(f) = \frac{\Delta\varphi_{rms}^2}{1} \left[\frac{rad^2}{Hz} \right] \quad (1.6)$$

На практиці односмуговий (SSB) фазовий шум L зазвичай використовується для опису характеристик фазового шуму генератора. Він визначається як відношення потужності шуму в одній бічній смузі (виміряної в смузі 1 Гц) P_{SSB} до потужності сигналу $P_{ПЧ}$ на частоті відстроювання, зсунутій на f_m відносно носійної частоти [6]:

$$L(f_m) = \frac{P_{SSB}[1\text{Hz}]}{P_{ПЧ}}. \quad (1.7)$$

Якщо вплив шуму призводить, що бічні смуги модуляції стають дуже малими, і відхилення фази значно менше 1 радіана, тоді вираз для односмугового фазового шуму може бути виведений з щільності потужності шуму [6]:

$$L(f_m) = \frac{1}{2} S_{\Delta\varphi}(f_m). \quad (1.8)$$

Односмуговий фазовий шум зазвичай виражають у логарифмічному масштабі, виміряному в децибелах на герц [дБн/Гц]:

$$L_c(f_m) = 10 \log(L(f_m)). \quad (1.9)$$

Ідеальний перетворювач випромінює сигнал лише на робочій частоті і ніде більше. Однак, на практиці всі передавачі випромінюють перешкоди, відомі як «небажане випромінювання», які присутні у вихідному спектрі.

В контексті цих вказівок щодо застосування можна стверджувати, що небажане випромінювання зазвичай вимірюється на вихідному порті. «Побічне випромінювання» може вважатися будь-яким сигналом, що генерується обладнанням і виходить за межі робочого (допустимого) діапазону цього обладнання.

Поява побічного випромінювання спричинена небажаними побічними ефектами, такими як емісія гармонічних складових, паразитне випромінювання, а також наявність інтермодуляційних складових і складових перетворення частоти, за винятком так званого позасмугового випромінювання.

«Позасмугове випромінювання» описує випромінювання сигналів у області, що безпосередньо прилягає до потрібного каналу, але без перекриття області, яка виділена під побічне випромінювання. Поява побічного випромінювання спричинена впливом процесу модуляції та нелінійністю компонентів системи [7].

1.2.2 Функціональна схема перетворювача частоти

Зміну крутизни характеристики активного елемента можна здійснити, якщо на нього подати напругу від автономного генератора розміром десяти долі – одиниці вольт. У загальному випадку функціональна схема перетворювача складається з трьох пристроїв: змішувача (СМ), гетеродина (Г) і смугового фільтра (ПФ).

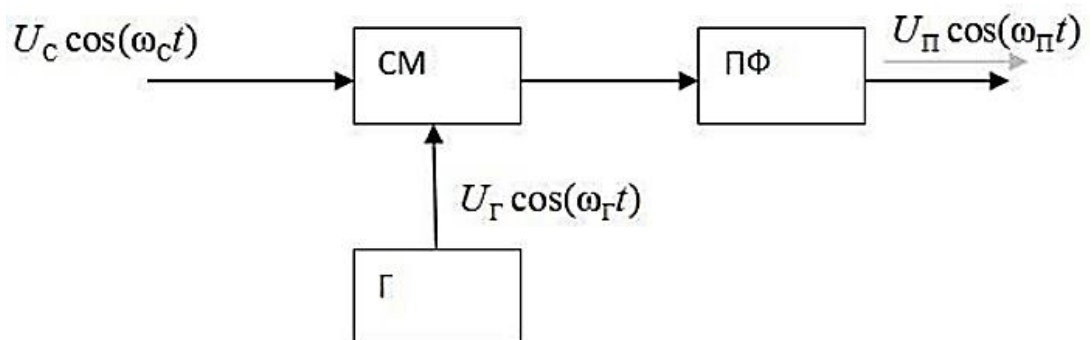


Рисунок 1.3 – Функціональна схема перетворювача

Гетеродин – це низькопотужний автономний генератор, що генерує гармонічну напругу з частотою ω_G . Під впливом цієї напруги здійснюється

зміна параметрів перетворюючого елемента. Напруга проміжної частоти виділяється смуговим фільтром [5].

Перетворювачі, у яких змінюється крутизна характеристики активного елемента, називаються режимними. Перетворювачі можуть мати як перетворюючий елемент і реактивний опір (ємність або індуктивність), що змінюється в часі. Такі перетворювачі відносяться до класу параметричних.

На рис. 1.4 представлено типовий РЧ-змішувач сигналів та зміну спектру сигналу на його виході.

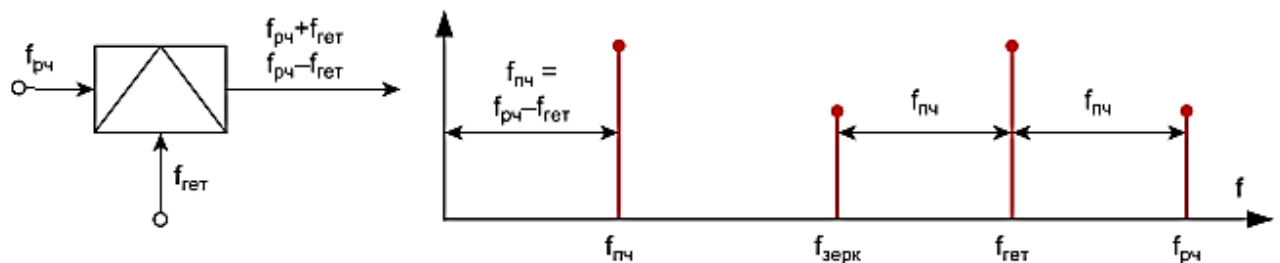


Рисунок 1.4 – Структура типового РЧ-змішувача сигналів

Ядром, яке найчастіше використовується у перетворювачах частоти, є змішувач сигналів. Змішувач сигналів (Mixer) – це функціональний вузол, призначений для об'єднання двох або більше РЧ-сигналів та формування вихідного сигналу, який зазвичай є сумою або різницею вхідних сигналів.

Змішувач сигналів визначається як електричне коло, яке створює спектр комбінаційних частот при подачі на нього двох або більше сигналів різної частоти. У більшості випадків змішувач має два входи і один вихід.

Один із сигналів, що вводяться в змішувач, має вхідну частоту $f_{рч}$ (вхідний сигнал), а інший – частоту генератора $f_{ген}$. Отриманий в результаті їх взаємодії вихідний сигнал змішувача є певною комбінацією $f_{рч}$ та $f_{ген}$. Сигнал на виході змішувача зі зниженням частоти зазвичай називається сигналом проміжної частоти $f_{пч}$ [6].

У змішувачі на рис. 1.4 частота гетеродина є меншою за вхідну частоту, що означає, що у вольт-амперній характеристиці (ВАХ), описуючій їхню нелінійність, присутня значна компонента другого порядку. Це дозволяє отримувати продукт змішування з великим рівнем. Однак у вихідному сигналі змішувача з'являються побічні складові, які погіршують ефективність перетворення.

Під час вибору значень проміжної частоти (ПЧ) важливо враховувати їх появу в смузі сигналу ПЧ та існування дзеркального каналу. Як показано на

рис. 1.4, дзеркальна частота відстає на величину $2f_{пч}$ від РЧ-сигналу, і сигнали з частотами $f_{зерк}$ прямують безпосередньо на величину $2f_{пч}$ разом із корисним вхідним сигналом [6].

Небажані шуми та сигнали, які присутні на вході змішувача на цій дзеркальній частоті, можуть погіршувати характеристики системи. Частково цю проблему можна вирішити за допомогою застосування описаних нижче фільтрів або змішувачів з пригніченням дзеркального каналу.

У змішувачах з підвищенням частоти, наприклад, у трактах передачі, вхідним сигналом змішувача є сигнал проміжної частоти (ПЧ). Вихідний сигнал представляє собою суму або різницю частот генератора та ПЧ, залежно від налаштування генератора вниз або вгору.

1.2.3 Подвійне перетворення частоти сигналу

У сучасних приймачах для підвищення ефективності приглушення небажаних каналів використовується подвійне перетворення частоти (рис. 3.4). Перша проміжна частота встановлюється на достатньо високому рівні, що дозволяє ефективно приглушити дзеркальний канал прийому за допомогою фільтра $\Phi 1$. Друга проміжна частота обирається досить низькою,

що сприяє отриманню високого рівня селективності відносно сусіднього каналу прийому.

На рис 1.5 представлено структурну схему подвійного перетворення частоти сигналу.

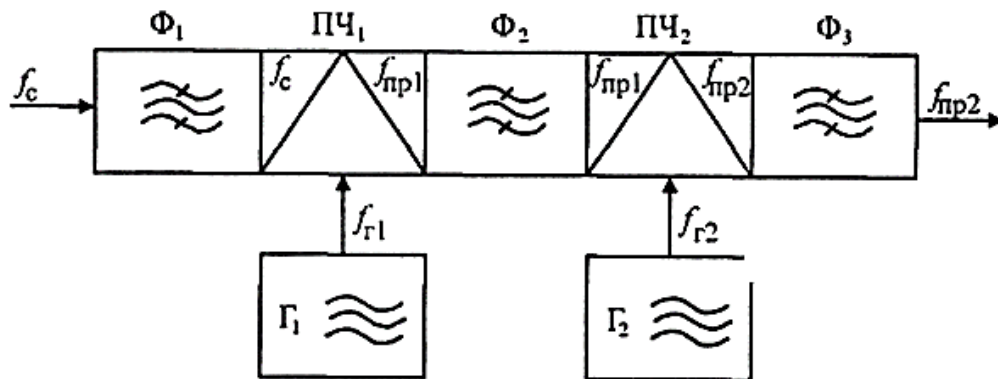


Рисунок 1.5 – Структурна схема подвійного перетворення частоти

Особливістю подвійного перетворення є поява другого дзеркального каналу, розташованого на відстані $2f_{пр2}$ від першої проміжної частоти $f_{пр1}$ і симетрично відносно частоти другого локального генератора $f_{Г2}$ (рис. 3.6).

У преселекторі другий дзеркальний канал не піддається значному ослабленню, оскільки друга проміжна частота $f_{пр2}$ є відносно низькою і розташована достатньо близько до частоти отриманого сигналу [5].

На виході першого перетворювача частоти, частота другого дзеркального каналу, $f_{дз2}$, змінюється на частоту $f_{Г1} - f_{дз2} = f_{дз пр}$, яку необхідно прибрати з тракту першої проміжної частоти за допомогою фільтра Φ_2 , що в основному призначений для цього.

Фільтр Φ_3 використовується для пригнічення перешкод у сусідньому каналі прийому. В професійних короткохвильових прийमाх широко застосовується метод інфрадинного прийому. У такому приймачі перша проміжна частота обирається вище найвищої частоти діапазону прийнятих сигналів.

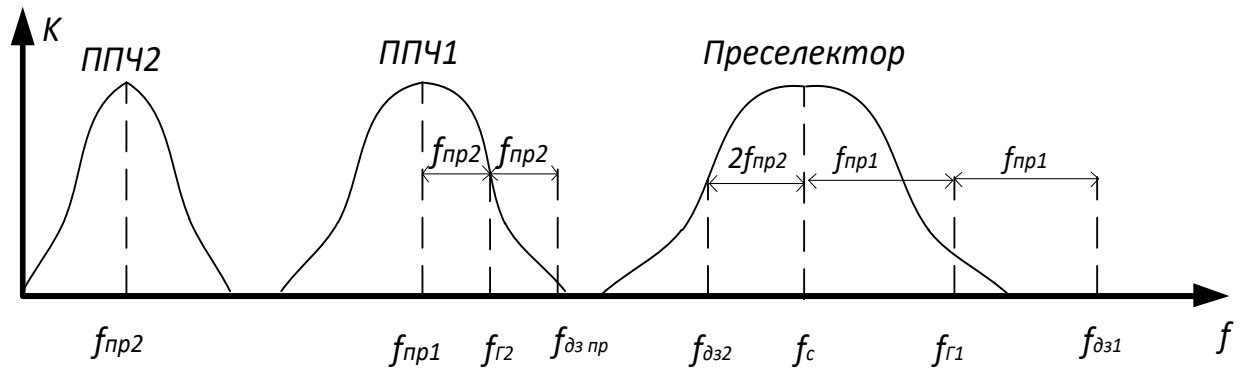


Рисунок 1.6 – Перший та другий дзеркальний канали прийому

Дзеркальний канал віддаляється настільки далеко від основного, що може бути ефективно пригнічений за допомогою простих фільтрів. У деяких інфрадинних приймачах може знадобитися третій перетворювач частоти, не показаний на рис. 1.5. З цієї причини введений третій дзеркальний канал, який також потребує очищення фільтром Ф3 [7].

Перевагою інфрадину є значне спрощення преселектора (фільтра Ф1). У приймачах з широким діапазоном настройки цей фільтр є небажаним, оскільки потребує плавної настройки в піддіапазоні та перемикання котушок для зміни піддіапазонів.

У інфрадинних приймачах канали прямого проходження та дзеркального прийому розташовані вище верхньої частоти прийнятого сигналу, що дозволяє використовувати неперестроюваний ФНЧ як фільтр Ф1. Цей фільтр пропускає на вхід ПЧ1 спектр частот нижче верхньої частоти діапазону сигналу.

Ще однією важливою перевагою інфрадину є значне зменшення коефіцієнта перекриття по частоті першого гетеродина. Це дозволяє уникнути перемикання піддіапазонів першого гетеродина та спростити його конструкцію.

Відсутність перемикачів піддіапазонів значно зменшує час налаштування приймача на прийману частоту, що є важливим у

автоматизованих та адаптивних системах зв'язку. Однак при використанні широкосмугових преселекторів гостро зростають вимоги до лінійності підсилювального ланцюга, що є необхідною для зменшення нелінійної взаємодії сигналу з перешкодами.

1.2.4 Вплив шумів на перетворювачі частоти в X-діапазоні

Причини шумів у перетворювачі такі самі, як і в інших ланках. Для оцінки шумового коефіцієнта перетворювача частоти можна використовувати аналогічну шумову модель, схожу на шумову схему селективного підсилювача, та відповідні співвідношення, що ґрунтуються на цій моделі. При цьому параметри змішувальних етапів повинні відповідати режиму роботи. Також варто враховувати вплив побічних каналів на рівень шуму [7].

Якщо селективність преселектора на частотах побічних каналів не досягає достатнього рівня, то частини спектра, що збігаються з побічними каналами, після перетворення потраплять у смугу пропускання тракту проміжної частоти, і загальний рівень шуму на виході збільшиться. Це збільшення рівня шуму можна оцінити шляхом еквівалентного збільшення ефективної шумової смуги приймача.

Головним фактором, який спричиняє збільшення шуму, є дзеркальний канал, але якщо селективність за дзеркальним каналом не менша за 10 дБ, то його вплив можна ігнорувати.

У X-діапазоні часто використовуються діодні змішувачі. У діодному перетворювачі частоти шумові процеси викликаються тими ж причинами, що і в транзисторному, але через взаємність перетворювального елемента вони набувають складнішого характеру. Шумовий струм діода містить невелику теплову складову, але головним чином визначається флуктуаціями носіїв через p - n -перехід. Цей струм створює напругу во вхідних та вихідних ланках p в [8].

Шум вхідної ланки внаслідок прямого перетворення створює напругу проміжної частоти на виході та додається до вихідних шумів контура та діода. Цей шум внаслідок зворотного перетворення переноситься в смугу частоти сигналу та створює відповідну напругу на вхідному контурі, яка потім внаслідок прямого перетворення переноситься назад в смугу пропускання пристрою перетворення частоти (ППЧ), що збільшує шуми діодного перетворювача. Крім описаних, у перетворювачах НВЧ існують шуми гетеродина, які мають широкий спектр. Ефективним способом для зменшення шумів гетеродина є застосування балансних перетворювачів частоти.

1.3 Висновки до розділу

Було визначено важливі аспекти та принципи роботи перетворювачів частоти в Х-діапазоні, з'ясовано, що подвійне перетворення частоти використовується для зміни частоти сигналу, враховуючи особливості Х-діапазону. Виявлено, що шуми можуть значно впливати на роботу перетворювачів частоти в цьому діапазоні, що потребує додаткової уваги при проектуванні та експлуатації обладнання.

Також було розглянуто функціональну схему перетворювача частоти, що дозволяє краще розуміти його принцип роботи та вплив на вихідний сигнал. Загальна характеристика процесу перетворення частоти надала уявлення про те, як працюють перетворювачі у Х-діапазоні та які фактори важливі для їхньої ефективної роботи. Особливості роботи обладнання у Х-діапазоні були розглянуті для того, щоб врахувати усі можливі впливи та визначити способи оптимізації та покращення роботи обладнання в цьому діапазоні частот.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ІСНУЮЧИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ Х-ДІАПАЗОНУ

2.1 Дослідження перетворювача частоти на основі однополіусного діодного змішувача

Однополіусні діодні змішувачі – це тип змішувачів частоти, які використовують один діод як ключ для перемішування вхідних сигналів. У таких змішувачах діод перемикає сигнали між двома вхідними портами та виходом. Коли діод насичується, він стає нелінійним, що спричиняє змішування вхідних сигналів, що в результаті призводить до появи нових сигналів на виході. Частоти даних сигналів є сумою або різницею частот вхідних сигналів [8].

На рис. 2.1 показано базову схему діодного змішувача. Цей тип змішувача відомий як однополіусний, оскільки він використовує лише один діодний елемент. Сигнали радіочастотного (РЧ) та гетеродинного (Г) входів об'єднуються в диплексорі, який накладає дві вхідні напруги для стимуляції діода.

Функцію диплексування можна реалізувати за допомогою прямого зв'язку або гібридного з'єднання, щоб об'єднати сигнали та забезпечити ізоляцію між двома входами.

Для збудження діода може використовуватися постійна напруга, яка повинна бути відокремлена від радіочастотних шляхів. Для цього застосовуються конденсатори постійного струму на обох сторонах діода та індуктивність між діодом і джерелом напруги. Змінний струм від діода потрапляє через низькочастотний фільтр для отримання необхідної вихідної напруги сигналу проміжної частоти. Цей опис стосується використання як перетворювача вниз, проте такий самий змішувач можна використовувати для перетворення вгору, оскільки кожен порт може використовуватися взаємозамінно як вхідний або вихідний порт.

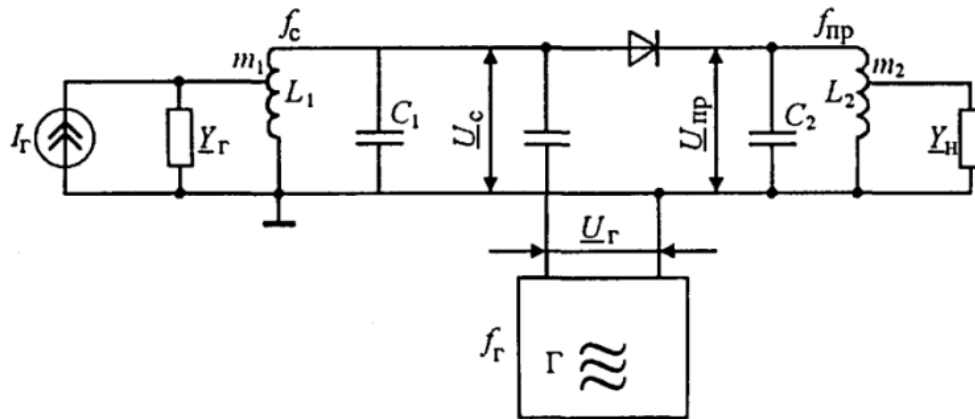


Рисунок 2.1 – Схема перетворювача частоти на однополісному діодному змішувачі

Еквівалентна схема представленого змішувача показана на рис. 2.2, де вхідні напруги $U_{\text{вх}}$ та $U_{\Gamma\text{ем}}$ представлені як два послідовно з'єднаних джерела напруги. Нехай вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ буде косинусоїдою з частотою $\omega_{U_{\text{вх}}}$ [9]

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{сигн}} \cos \omega_{U_{\text{вх}}} t, \quad (2.1)$$

також вхідна напруга з генератора є косинусоїдою з частотою $\omega_{U_{\Gamma}}$:

$$U_{\Gamma\text{ем}}(t) = U_{\text{ген}} \cos \omega_{\Gamma\text{ем}} t, \quad (2.2)$$

використовуючи апроксимацію малих сигналів, отримаємо загальний струм діода, що визначається як:

$$i(t) = I_0 + G_d [U_{\text{вх}}(t) + U_{\Gamma\text{ем}}(t)] + \frac{G'_d}{2} [U_{\text{вх}}(t) + U_{\Gamma\text{ем}}(t)]^2 + \dots \quad (2.3)$$

Перший коефіцієнт у (2.3) – це сталий струму зміщення, який буде заблокований від виходу за допомогою конденсаторів блокування постійного струму. Другий коефіцієнт – це повторення вхідних сигналів $U_{\text{вх}}$ та $U_{\Gamma\text{ем}}$, які будуть відфільтровані низькочастотним вихідним фільтром. Залишається

третій коефіцієнт, який може бути визначений за допомогою наступних тригонометричних тотожностей:

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \frac{G'_d}{2} \left(U_{\text{сигн}} \cos \omega_{\text{вх}} t + U_{\text{Ген}}(t) = U_{\text{ген}} \cos \omega_{\text{Ген}} t \right)^2 = \\
 &= \frac{G'_d}{2} \left(U_{\text{сигн}}^2 \cos^2 \omega_{\text{вх}} t + 2U_{\text{сигн}} U_{\text{Ген}} \cos^2 \omega_{\text{вх}} \cdot \cos \omega_{\text{Ген}} t + U_{\text{ген}}^2 \cos^2 \omega_{\text{Ген}} t \right) \quad (2.4) \\
 &= \frac{G'_d}{4} \left(U_{\text{сигн}}^2 (1 + \cos 2\omega_{\text{вх}} t) + U_{\text{ген}}^2 (1 + \cos^2 \omega_{\text{Ген}} t) + \right. \\
 &\quad \left. 2U_{\text{сигн}} U_{\text{Ген}} \cos(\omega_{\text{вх}} - \omega_{\text{Ген}})t + 2U_{\text{сигн}} U_{\text{ген}} \cos(\omega_{\text{вх}} + \omega_{\text{Ген}})t \right)
 \end{aligned}$$

Цей результат містить кілька нових складових сигналу, лише одна з яких утворює бажаний різницевий продукт на виході. Два коефіцієнти постійного струму знову будуть заблоковані блокуючими конденсаторами, а коефіцієнти з частотами $2\omega_{\text{вх}}$, $2\omega_{\text{Ген}}$ та $\omega_{\text{вх}} + \omega_{\text{Ген}}$ будуть заблоковані низькочастотним фільтром [9].

Це залишає струм виходу рівним:

$$i_{\text{вих}}(t) = \frac{G'_d}{2} U_{\text{ген}} U_{\text{вх}} \cos \omega_{\text{вих}} t, \quad (2.5)$$

де $\omega_{\text{вих}} = \omega_{\text{вх}} - \omega_{\text{Ген}}$ — це вихідна частота.

На рисунку 2.2 представлено спектр сигналу однополюсного діодного перетворювача з підвищенням (а) та пониженням (б) частоти. Бачимо, що це ідеалізований погляд на роботу змішувача, який насправді виробляє велику кількість гармонік та інших небажаних вхідних сигналів.

Схеми діодних перетворювачів частоти у Х-діапазоні слід розглядати як еквівалентні схеми, оскільки в реальних конструкціях НВЧ резонансні кола виконуються у вигляді електронних кіл з розподіленими параметрами (відрізків ліній або об'ємних резонаторів).

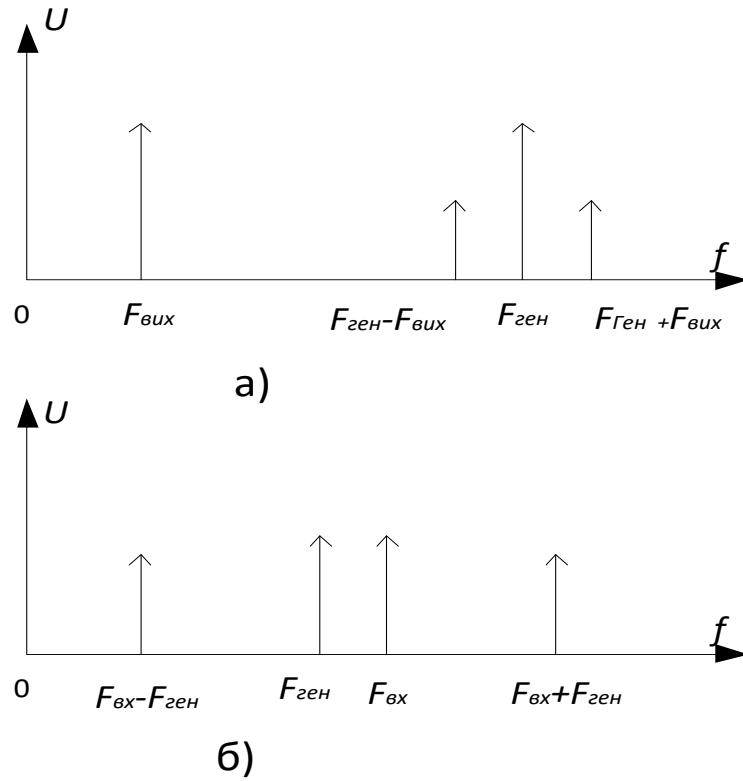


Рисунок 2.2 – Спектр сигналу однополюсного діодного перетворювача з підвищенням (а) та пониженням (б) частоти

На рис. 2.3 представлено еквівалентні схеми діодів, що використовуються для проектування перетворювачів частоти у Х-діапазоні та вище.

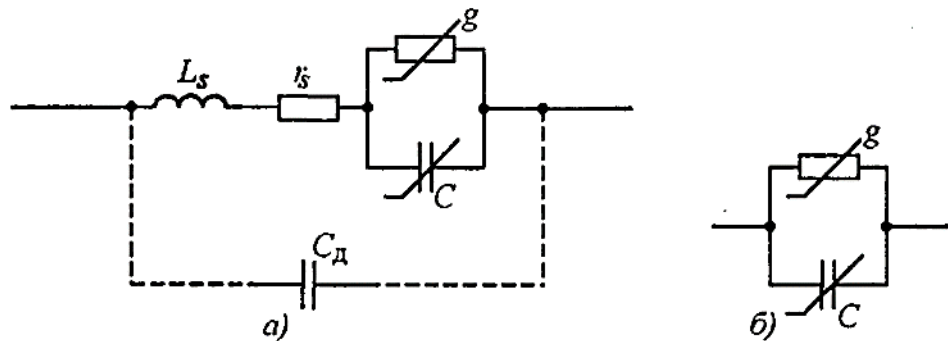


Рисунок 2.3 – Еквівалентні схеми діодів у перетворювачах частоти Х-діапазону

Повна еквівалентна схема діода (рис. 2.3, а) зазвичай містить активну провідність g та ємність p - n переходу C , індуктивність L_S та опір з'єднувальних провідників r_S , а також ємність тримача діода C_D . У діодах, які використовуються для перетворення частоти в діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль, значення L_S та r_S , дуже невеликі. Їх можна ігнорувати і використовувати простішу схему (рис. 2.3, б), де ємність діода припускається рівною сумі ємності C p - n переходу та C_D [7].

Діодні змішувачі, хоч і поступаються транзисторним за кількістю передачі, рівнем міжмодуляційних спотворень, динамічним діапазоном та шумовими характеристиками, все ж широко використовуються в мікрохвильовому діапазоні.

У пристроях для зміни частоти застосовуються різноманітні типи діодів:

- точкові діоди, створені за допомогою контакту метал-напівпровідник;
- діоди з бар'єром Шотткі, утворені нанесенням металу на напівпровідник;
- тунельні діоди;
- зворотні діоди.

Пристрій на тунельному діоді може мати коефіцієнт передачі більше одиниці через від'ємну провідність діода у зоні тунельного ефекту, проте йому властива мала стабільність параметрів перетворення та схильність до впливу ефекту самозбудження.

Крім того, дані діоди мають низьку енергетичну міцність і є технологічно складними для виготовлення.

Перетворювачі на діодах з ефектом Шотткі відрізняються високою надійністю роботи, низькою відносною шумовою температурою та хорошою повторюваністю параметрів у масовому виробництві. Це забезпечує їх широке застосування в сучасному радіоелектронному обладнанні.

2.2 Дослідження транзисторних перетворювачів частоти

Як вже згадувалося, для здійснення перетворення частоти використовуються як польові, так і біполярні транзистори. Процес перетворення частоти в змішувачах відбувається за рахунок періодичних змін крутизни характеристики прямого перетворення під впливом напруги гетеродина.

Існують різноманітні способи подачі вхідного сигналу та сигналу гетеродина на елементи змішувача. На рис.2.4 зображено схему перетворювача з окремим гетеродином на польовому транзисторі. Напряга сигналу подається в коло затвора, а напруга гетеродина – у коло стоку. Для сигналу використовується схема з загальним джерелом, а для гетеродина – схема з загальним затвором. Це забезпечує ефективне розділення між колами сигналу та гетеродина.

Роз'єднання сигналу та гетеродина необхідне з наступних причин:

- потрібно виключити взаємний вплив налаштувань сигнальних та гетеродинних контурів;
- потрібно виключити випромінювання напруги гетеродина антеною.

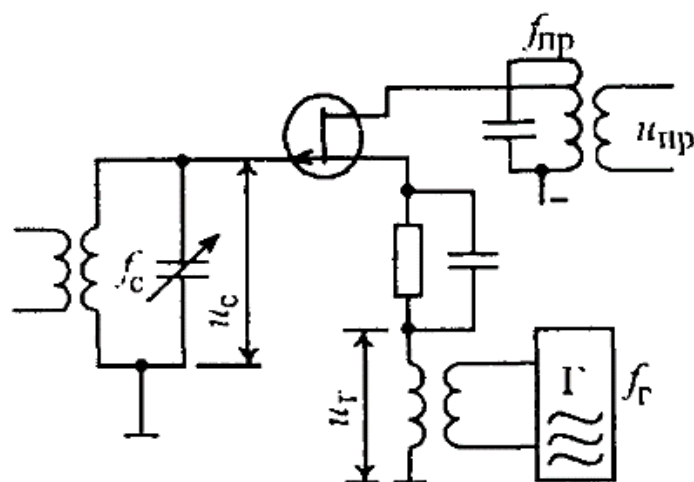


Рисунок 2.4 – Змішувач на польовому транзисторі з окремим гетеродином

У польовому транзисторі стік-затворна характеристика є квадратичною, тому залежність крутизни цієї характеристики (Y_{21}) яка є лінійною. Початкове зміщення на затворі U_{3B} вважається рівним половині напруги відсічки, а амплітуда напруги гетеродина U_{Γ} дорівнює U_{3B} , щоб повністю використовувати лінійний діапазон зміни крутизни і уникнути зони виникнення затворних струмів.

При цьому, амплітуда першої гармоніки крутизни $(Y_{21})_1 = 0,5Y_{21max}$. Крутизна перетворення $Y_{np21} = 0,5(Y_{21})_1 = 0,25 Y_{21max} = 0,5Y_{21}(U_{3B})$. Отже, крутизна перетворення вдвічі менша за крутизну в режимі підсилення при тій самій напрузі на затворі U_{3B} [10].

У розглянутому режимі без відсічки, завдяки лінійній залежності крутизни характеристики від напруги між затвором і стоком $Y_{21}(U_3)$, амплітуди вищих гармонік крутизни рівні нулю. Це означає, що будуть наявні лише два побічних канали прийому: дзеркальний і прямого проходження.

Оптимальне розмежування між сигнальними та гетеродинними ланцюгами досягається в схемі з двозатворним польовим транзистором (рис. 2.5).

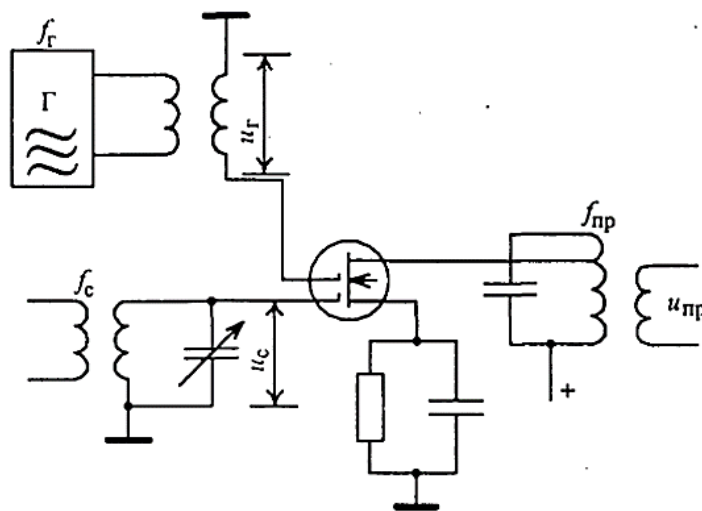


Рисунок 2.5 – Змішувач на двозатворному транзисторі

Напруги сигналу та гетеродина подаються на різні затвори. У такій схемі процес перетворення частоти стає можливим завдяки зміні напруги на гетеродинному затворі, що призводить до зміни крутизни стік-затворної характеристики по сигнальному затвору.

Вибір постійного зміщення на базі та амплітуди напруги гетеродина часто роблять таким чином, щоб забезпечити роботу транзистора без відсічки струму. Якщо робоча точка залишається в межах лінійної зміни крутизни перехідної характеристики транзистора (Y_{21}) в залежності від напруги на базі (U_{BE}), то залежність $Y_{21}(t)$ стає близькою до гармонічної, що призводить до зменшення кількості бічних каналів прийому. Амплітуда напруги гетеродина у цьому випадку становить близько 100 - 150 мВ [11].

Зі збільшенням напруги гетеродина починається робота з відсічкою струму, що дозволяє підвищити крутизну перетворення і, відповідно, коефіцієнт передачі змішувача. У такому режимі також зменшується вплив крутизни перетворення на амплітуду напруги гетеродина. Недоліком цього режиму є зростання кількості бічних каналів прийому через перетворення частоти сигналу через гармоніки частоти гетеродина.

На рис. 2.6 наведено схему перетворювача частоти на біполярному транзисторі.

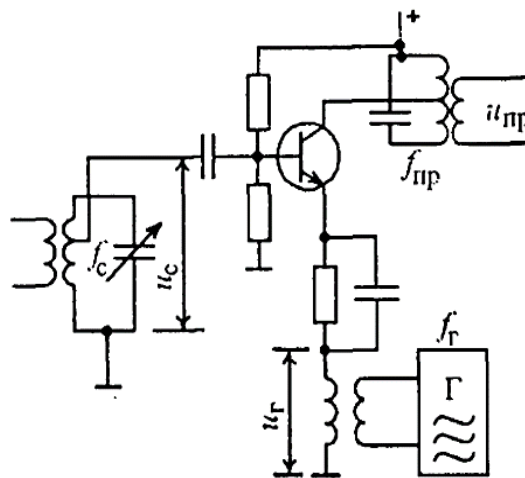


Рисунок 2.6 – Перетворювач частоти на біполярному транзисторі

Амплітуду напруги сигналу на вході змішувача обмежують не більше 5 мВ, щоб забезпечити його лінійність відносно вхідного сигналу, і при цьому виключають напівдзеркальні канали прийому.

Аналітичний розрахунок параметрів перетворювачів частоти на біполярних транзисторах можливий за допомогою експоненційної апроксимації характеристик. Крутизна перетворення транзисторів набагато менша (приблизно в 1,5 - 2 рази) в порівнянні з крутизною характеристики у режимі підсилення. Вхідні та вихідні опори транзисторів у режимі перетворення набагато більше (приблизно в 1,5 - 2 рази) в порівнянні з режимом підсилення, а вхідні та вихідні ємності в обох режимах фактично однакові.

В каскадних змішувачах досягається хороша відокремленість сигнальних та гетеродинних кіл, а також висока стійкість до можливого самозбудження на широкому спектрі частот [12]. На рис. 2.7 представлено один із варіантів схеми, в якій напруги сигналу та гетеродина надходять на бази різних транзисторів. Сигнальний каскад *ОЕ-ОБ* виконується відповідно до цього, забезпечуючи максимальну стійкість і працездатність.

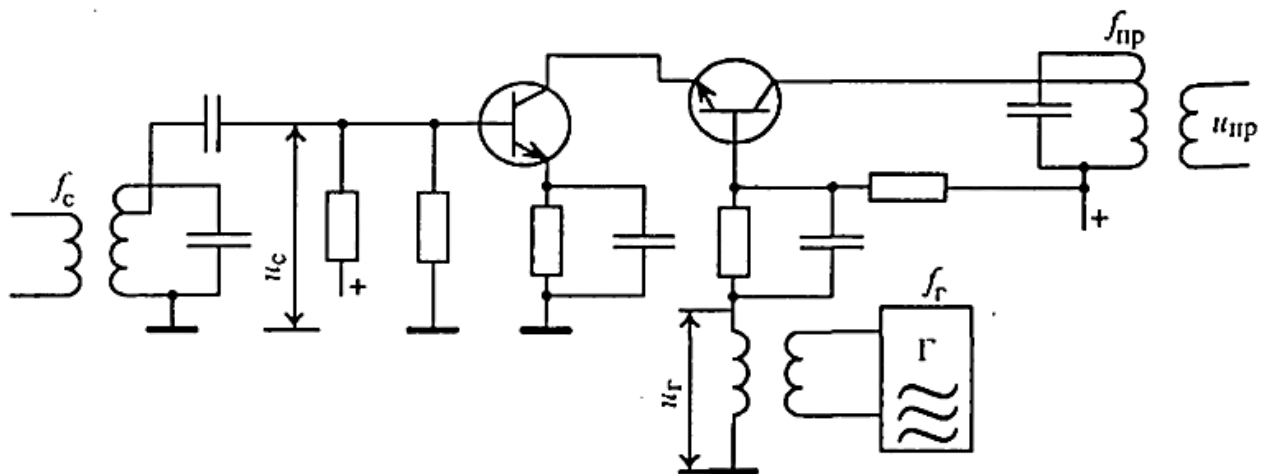


Рисунок 2.7 – Перетворювач частоти на каскадному з'єднанні транзисторів

У діапазоні Х найефективнішими можуть бути пристрої перетворення частоти з властивостями, такими як висока лінійність, широкий діапазон робочих частот і здатність працювати на високих частотах. Ці вимоги можуть бути оптимально дотримані за допомогою перетворювачів на основі польових транзисторів або інших високочастотних елементів. Транзисторні пристрої перетворення володіють кращою характеристикою шуму та меншими втратами сигналу, порівняно з діодними варіантами. Крім того, вони можуть забезпечити більшу стабільність та точність вимірювань на високих частотах, що є критичним у діапазоні Х.

2.3 Дослідження балансних схем перетворювачів частоти у Х-діапазоні

Балансні схеми переважно використовуються в інтегральних пристроях для конвертування частоти та в діапазоні НВЧ(до якого входить Х-діапазон частот). Вони мають більш складну конструкцію порівняно з небалансовими змішувачами, проте вони мають ряд переваг. Типова схема балансового діодного змішувача показана на рис. 2.8.

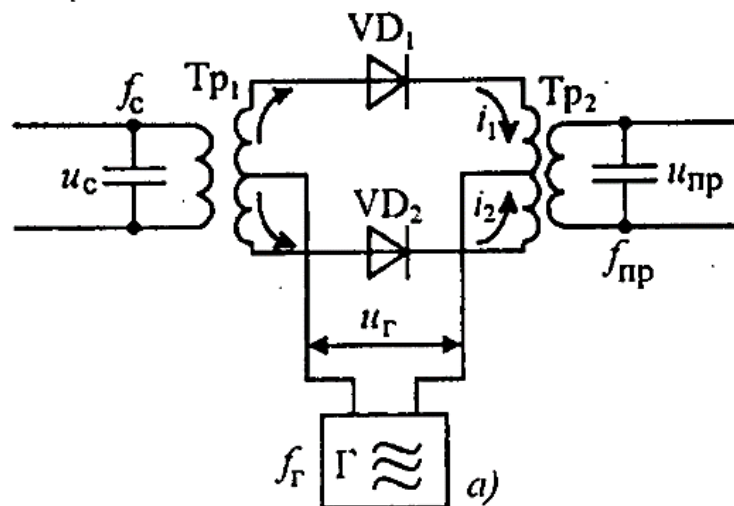


Рисунок 2.8 – Схема балансного змішувача з двотактним колом проміжної частоти

Такі схеми часто застосовуються в сантиметровому та міліметровому діапазонах хвиль, особливо через їхню здатність зменшувати шуми гетеродина. Балансовий конвертер частоти представляє собою поєднання двох небалансованих схем. На рис. 2.8 показано варіант схеми балансового конвертера частоти з двобічним включенням фільтра проміжної частоти.

Напруга гетеродина та компоненти напруги сигналу впливають на діоди VD1 та VD2 з різними фазами. Це призводить до того, що струми проміжної частоти в ланцюгах діодів є протилежними. У первинній обмотці трансформатора Tr2 ці струми течуть у протилежних напрямках, проте через їх протилежність магнітні поля сумуються, і вихідна напруга визначається цією загальною дією. Таким чином, коли сигнал подається на діоди в фазі, а напруги гетеродина – у протифазі, відбувається конвертування частоти в схемі [13].

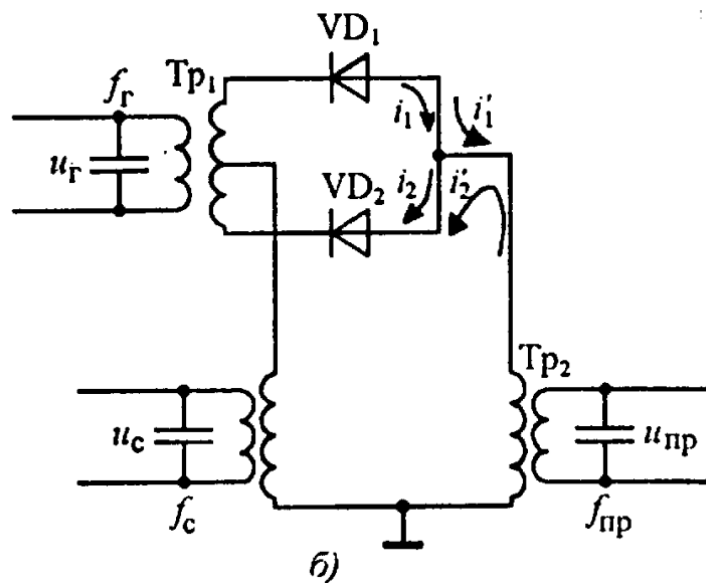


Рисунок 2.9 – Схема балансного перетворювача частоти з однотактним колом проміжної частоти

Важливо зауважити, що при подачі сигналів у синфазі на діоди, компоненти струмів проміжної частоти, що виникають від взаємодії сигналу та напруги гетеродина, також будуть синфазними. Отже, коли вони

протікають у первинній обмотці трансформатора Tr_2 в протилежних напрямках, їх магнітні поля компенсують одне одного, і на виході балансового перетворювача не виникає напруги проміжної частоти. Усі парні гармоніки частоти сигналу, на відміну від першої гармоніки, надходять на діоди синфазно і не перетворюються у проміжну частоту. Це призводить до зменшення кількості побічних каналів прийому, зокрема, відсутні напівдзеркальні канали, що утворюються другими гармоніками сигналу та напруги гетеродина.

Складові струми, які мають частоту гетеродина, в половиних витків вхідного та вихідного трансформаторів, протікають у протилежному напрямку та у фазі, що призводить до їх взаємної компенсації. Це перешкоджає проникненню напруги гетеродина в вхідні та вихідні ланцюги балансованого перетворювача, уникаючи випромінювання антени та потрапляння на вхід підсилювача проміжної частоти. Шум гетеродина, разом з його напругою, також подається на діоди у фазі, що не перетворюється на проміжну частоту. Зменшення шумів у перетворювачі частоти особливо важливе, коли змішувач є першим каскадом приймача, оскільки він визначає коефіцієнт шуму та реальну чутливість системи.

Напруга вхідного сигналу подається на діоди VD_1 та VD_2 у тій самій фазі, у той час як напруга гетеродина має протилежну фазу. Протилежні складові струмів i_1 та i_2 проміжної частоти, зумовлені впливом сигналу та гетеродина, з'єднуються через первинну обмотку трансформатора Tr_2 , що протікають у протилежних напрямках, і утворюють на виході напругу проміжної частоти, яка пропорційна їхній сумі [14].

Шуми гетеродина та його напруга подаються на діоди з протилежною фазою у порівнянні з корисним сигналом. Після перетворення шумів смесителем на проміжну частоту вони стають синфазними. Завдяки зустрічному протіканню в первинній обмотці трансформатора Tr_2 вони взаємно компенсуються.

Підбиваючи підсумок переваг балансних змішувачів, можемо виділити:

- компенсуються шуми гетеродина, що знижує коефіцієнт шуму приймача та збільшує його реальну чутливість;
- зменшується кількість бокових каналів прийому, оскільки не відбувається конвертація парних гармонік сигналу;
- напруга гетеродина не потрапляє в вхідні кола та навантаження.

Балансні змішувачі можуть бути виконані не лише на діодах, а й на транзисторах (рис. 2.10).

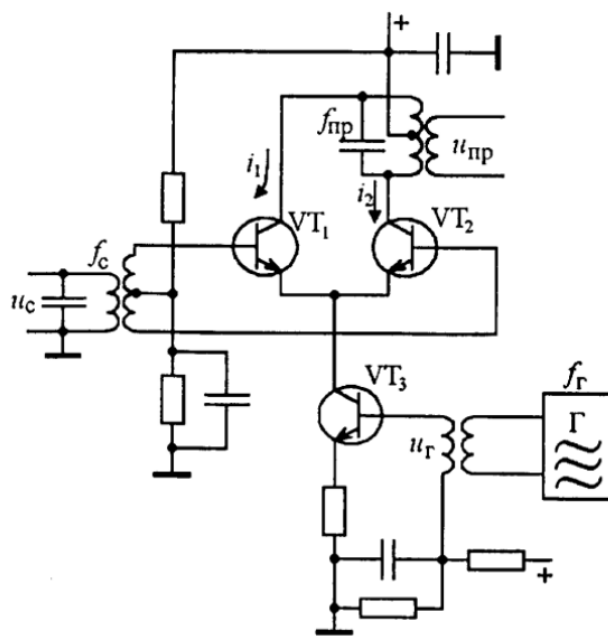


Рисунок 2.10 – Схема балансного змішувача на транзисторах

Колекторна напруга, яка подається на транзистори змішувача VT1 та VT2, проходить через серединну точку котушки індуктивності вихідного резонансного контуру, настроєного на проміжну частоту. Струми i_1 та i_2 транзисторів VT1 та VT2, які протікають через вихідний контур, рухаються у протилежних напрямках, і вихідна напруга залежить від їхньої різниці. Напруга гетеродина, що подається на транзистори змішувача через транзистор VT3, має ту ж фазу, що й напруга змішувальних транзисторів. Таким чином, компоненти струмів i_1 та i_2 з частотою гетеродина, його

гармонік і шумів, які мають однакову фазу в обох транзисторах, збалансовано компенсуються, не створюючи напруги в вихідних ланцюгах [13].

Під впливом напруги гетеродина змінюється крутизна характеристики кожного з транзисторів VT1 та VT2. Напруга сигналу, яка діє на транзистори змішувача, має протилежну фазу, тому компоненти струмів проміжної частоти також протилежні. Ці струми в вихідному контурі рухаються у протилежних напрямках, що призводить до утворення складових проміжної частоти.

Схема двотактного балансового змішувача на транзисторах наведена на рис. 2.11.

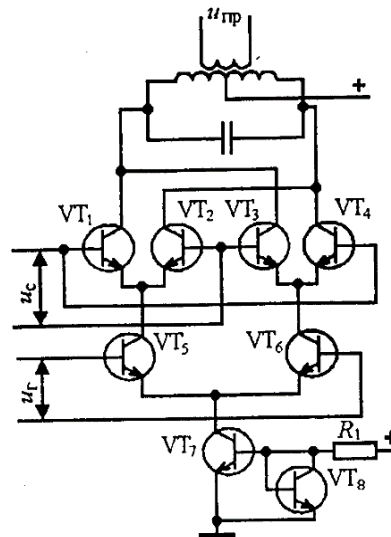


Рисунок 2.11 – Схема подвійного балансного змішувача на транзисторах

Змішувач складається з трьох диференційних транзисторних пар. Напруга сигналу подається на пари транзисторів VT1 VT2 та VT3, VT4, чия крутизна характеристики змінюються за допомогою напруги гетеродина через транзистори VT5 та VT6. На транзистори кожної пари подається напруга сигналу у протилежних фазах, тоді як напруга гетеродина діє у фазі на обидва транзистори однієї пари, але у протилежних фазах для різних пар.

Струми всіх транзисторів визначаються генератором стабільного струму на транзисторі VT7, напруга на базі якого стабілізується за допомогою ланцюга з резистора R1 та транзистора VT8 у діодному включенні [13].

2.4 Висновки до розділу

Було досліджено діодні перетворювачі частоти та встановлено їх важливу роль у радіотехнічних системах. Діодні перетворювачі відрізняються простотою конструкції та ефективністю роботи. Вони є надійними та економічними з точки зору виробництва. Їхня основна перевага полягає у високій швидкості реакції та мінімальних втратах сигналу під час конвертації частоти.

Транзисторні перетворювачі відрізняються відмінною надійністю та широким спектром можливостей налаштування. Вони дозволяють ефективно керувати характеристиками перетворення сигналу та гнучко адаптуватися до різноманітних умов роботи. Високий рівень точності та стабільності роботи роблять транзисторні перетворювачі частоти незамінними у сучасних радіотехнічних системах для забезпечення високоякісного прийому та передачі сигналів.

Також, було розглянуто переваги використання балансних схем перетворювачів частоти у Х-діапазоні. Балансні схеми, завдяки своїм особливостям, дозволяють ефективно працювати в умовах високих частот, забезпечуючи зменшення шумів та побічних каналів прийому. Основними перевагами таких схем є компенсація шумів гетеродина, зменшення кількості побічних каналів та відсутність втрат внаслідок проникнення напруги гетеродина в вхідні та вихідні цепі. Результати дослідження свідчать про перспективність використання балансних схем у високочастотних перетворювачах для Х-діапазону, що робить їх важливим елементом у сучасних радіотехнічних системах.

3 РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ У Х-ДІАПАЗОНІ

3.1 Розробка загальної структури перетворювача частоти

Як було описано раніше, перетворювачі частоти на діодних змішувачах відзначаються важливою перевагою перед схемами на польових і біполярних транзисторах. Основна перевага полягає у тому, що діод з бар'єром Шоттки фактично є пристроєм з чисто активним опором, що дозволяє йому мати дуже широку робочу смугу. У порівнянні, польові транзистори мають високодобротний вхідний опір зі сторони затвора, що ускладнює отримання широкої робочої смуги. Зазвичай, пасивні діодні змішувачі мають втрати перетворення приблизно від 6 до 10 дБ, у той час як втрати в активних змішувачах на транзисторах не перевищують кількох дБ. Це є одним із недоліків діодних перетворювачів. Однак у активних змішувачах для вихідної проміжної частоти необхідні трансформатори та додаткові фільтруючі та вирівнюючі схеми [15].

Діодні перетворювачі, як правило, не потребують таких додаткових схем. З метою зменшення втрат перетворення у змішувачах, зниження потрібного рівня потужності гетеродину та мінімізації нерівномірності АЧХ, пропонується проектувати балансні змішувачі на безкорпусних діодах з бар'єром Шоттки (ДБШ), як один НВЧ вузол разом з вхідними та вихідними фільтрами [16].

Далі планується виконати наступні кроки:

1. Визначення загальної структури змішувача частоти.
2. Вибір структури та розрахунок конструктивних параметрів фільтрів з урахуванням необхідних характеристик змішувача.
3. Оптимізація конструкційних елементів змішувача для досягнення визначених параметрів.

Пропонується для використання у Х-діапазоні частот (8-12 ГГц)

розробити балансний понижуючий змішувач прохідного типу з формуванням протифазного сигналу гетеродина щілинним резонатором [16].

Конструкція цього балансного змішувача показана на рис. 3.1.

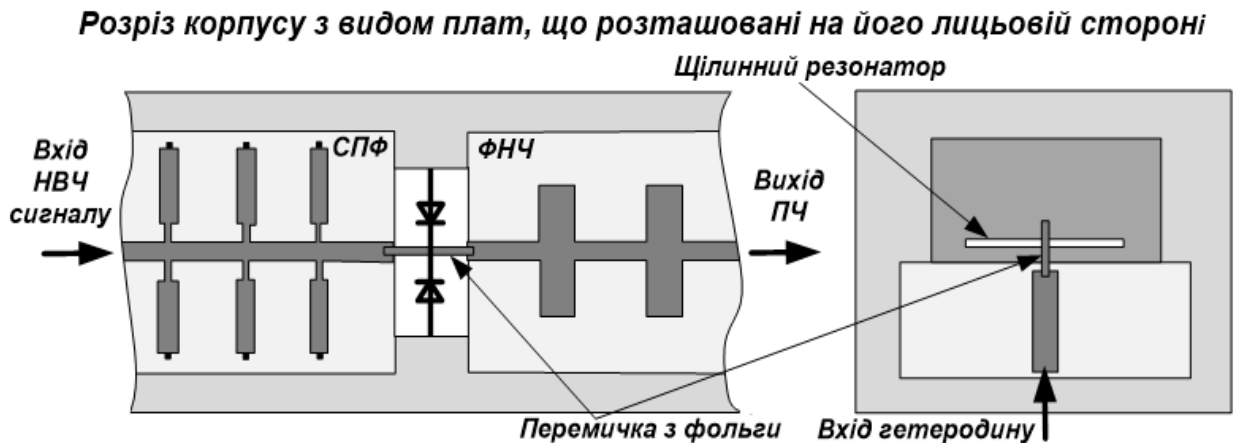


Рисунок 3.1 – Розріз корпусу запропонованого балансного понижуючого змішувача частоти прохідного типу

Основа конструкції – послідовне з'єднання двох мікросмужкових фільтрів: вхідного смугового фільтру та вихідного фільтру нижніх частот (ФНЧ), який починається (з боку діодів) індуктивною секцією. Вхідний фільтр, в залежності від діапазону частот, може бути реалізований на зв'язаних напівхвильових резонаторах або шлейфах.

Два змішувальних діода підключені таким чином, що їхні аноди і катоди приєднані до точки з'єднання фільтрів, тоді як інші виводи діодів з'єднані з заземленням. Для стимулювання змішувальних діодів сигналом гетеродину використовується щілинний резонатор з певною електричною довжиною, який вбудований у екран плати фільтрів. Резонатор розташований так, що точки заземлення виводів діодів знаходяться на різних сторонах резонатора – на його краях і в середині. Сигнал гетеродину передається через мікросмужкову лінію (МСЛ) та активує резонатор за допомогою короткозамкненої металевої перемички або розімкнутого шлейфу (антени). Такий дизайн змішувача частоти розрахований на забезпечення ефективного

переходу від каналу гетеродину до входу НВЧ сигналу (або виходу ПЧ) за рахунок симетрії та ортогональності електромагнітних полів в лініях. Крім того, ця конструкція легко налаштовується у робочому режимі [16].

3.2 Розрахунок смугового СПФ та ФНЧ у схемі перетворювача частоти

Вибір структури вхідного мікросмужкового фільтру, типу і товщини підкладки, визначається можливістю його практичної реалізації з втратами в смузі пропускання менше 1 дБ і рівнем ослаблення в необхідній смузі замикання не менше 45 дБ. У таблиці 3.1 наведені вимоги до характеристик вхідного смугового фільтру змішувача, які базуються на характеристиках змішувача реального перетворювача.

Таблиця 3.1 – Вимоги до параметрів вхідних СПФ перетворювача частоти

$f_c, ГГц$	$f_2, ГГц$	$f_{nc}, ГГц$	Діапазон частот з ослабленням 45 дБ, ГГц	
			Дзеркальний канал	$2f_1 - f_{пар}$
18 – 26	32	7 – 14	32 – 46	50 – 64

Варто відзначити, що нижній діапазон частот проміжної частоти не має обмежень, оскільки в якості вихідних фільтрів передбачається використання ФНЧ. Також важливо зазначити, що будь-яка структура мікросмужкового фільтру має паразитні смуги пропускання у діапазоні частот вище робочої смуги. Однак, в даному випадку ми не плануємо розширювати смугу загородження за рахунок включення додаткових ФНЧ. Припустимо, що на вході змішувача передбачено використання підсилювача з малим коефіцієнтом шуму, який внесе помітне ослаблення сигналів (наприклад, не менше 20 дБ) на частотах вище його робочого діапазону. Це дозволить знизити вимоги до внесеного послаблення в смугах прийому по дзеркальному каналу і вище в середньому до 25 дБ, що значно спростить процес розрахунку і практичної реалізації фільтру в перетворювачах.

Зазвичай, вимоги до ФНЧ включають в себе досягнення мінімальних втрат у діапазоні частот вихідних сигналів, а також максимальне ослаблення в смузі вхідних сигналів і на частотах гетеродину, яке перевищує 50 дБ [16].

Починаючи з першого етапу, коли обираємо прототип ФНЧ з необхідною кількістю реактивних елементів n , ми користуємося відомим частотним перетворенням:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\cos \frac{\pi \omega}{2\omega_0} \sqrt{\sin \frac{\pi \omega_0}{2\omega_0}}}{\cos \frac{\pi \omega_0}{2\omega_0} \sqrt{\sin \frac{\pi \omega}{2\omega_0}}}, \quad (3.1)$$

де $\frac{\omega}{\omega_0} = 1 - \frac{\omega}{2}$, а n – число реактивних елементів в ФНЧ.

Кількість паралельних шлейфів для фільтра у даному випадку також дорівнюватиме n . Знаючи параметри ФНЧ $\omega_0, \omega_{\text{гет}}, \omega_{\text{вх}}$ та задавши відносну ширину смуги ω і провідності навантажень $Y_A = Y_B$ можна розрахувати хвильові провідності шлейфів і ліній з'єднання безпосередньо за наступними виразами:

$$C_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Y_A}{Y_B}} \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega_{\text{гет}}}}, \quad (3.2)$$

$$C_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Y_A}{Y_B}} \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вх}}}}, \quad (3.3)$$

$$C_3 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Y_A}{Y_B}} \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вх}}}}, \quad (3.4)$$

де $C_a = 2d$, d – безрозмірна стала величина (зазвичай є рівною одиниці).

$$C_4 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Y_A}{Y_B}} \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вх}}}}, \quad (3.5)$$

Тепер можемо розрахувати хвильові провідності паралельних шлейфів за наступними виразами [15]

$$g_4=1,6167; g_5=2,205; g_6=1,6167; g_7=2,134; \\ g_8=1,442; g_9=1,193; g_{10}=1,000.$$

За цими параметрами нормованих елементів розраховані провідності та хвильові опори елементів фільтра, які наведені в таблиці 3.2.

обчислюються навантажені провідності резонаторів. Розрахунок фільтра було виконано для $n=11$, $L_A=0,1$ дБ, $f_0=12,25$, $f_2/f_1=1,6$, $Y_A=Y_B=0,02$ мо, $Z_J=52$ Ом. В результаті розрахунку отримані елементи фільтра-прототипу [18]:

$$g_0=1,000; g_1=1,193; g_2=1,442; g_3=2,134; g_4=1,6167; \\ g_5=2,205; g_6=1,6167; g_7=2,134; g_8=1,442; g_9=1,193; \\ g_{10}=1,000.$$

Проведено розрахунок провідності та хвильових опор нормованих елементів фільтра за даними параметрами, які представлені у таблиці 3.2.

Було описано смуговий фільтр з втратами менше 1 дБ у пропускній смузі та необхідним ослабленням поза робочою смугою. Він реалізований на кварцовій підкладці товщиною 0,3 мм та використовує чвертьхвильові закорочені шлейфи.

Вибір структури вхідного мікросмужкового фільтра, типу та товщини підкладки визначається можливістю практичної реалізації з мінімальними втратами у пропускній смузі та забезпеченням рівня ослаблення поза робочою смугою на рівні не менше 45 дБ.

Таблиця 3.2 – Результати розрахунку фільтра

j	$G_{j, \text{мо}}$	$Z_{j,j+1, \text{Ом}}$	j	$G_{j, \text{мо}}$	$Z_{j,j+1, \text{Ом}}$
1	2,354	42,48	6	2,554	39,15
2	2,632	37,99	7	2,442	40,95
3	2,456	40,71	8	2,604	38,40
4	2,512	39,80	9	2,434	41,08
5	2,424	41,25	10	3,154	31,70

На рис. 3.2 представлені розраховані характеристики фільтра та його топологічна схема, що демонструють можливість їх практичного втілення. Розрахунки та структура були отримані за допомогою програмної реалізації Ansoft Designer. Вибір цієї програми обумовлений розширеним спектром інструментів для синтезу кіл, фільтрів та узгоджувальних схем, що дозволяє автоматизувати проектування фізичної топології схеми.

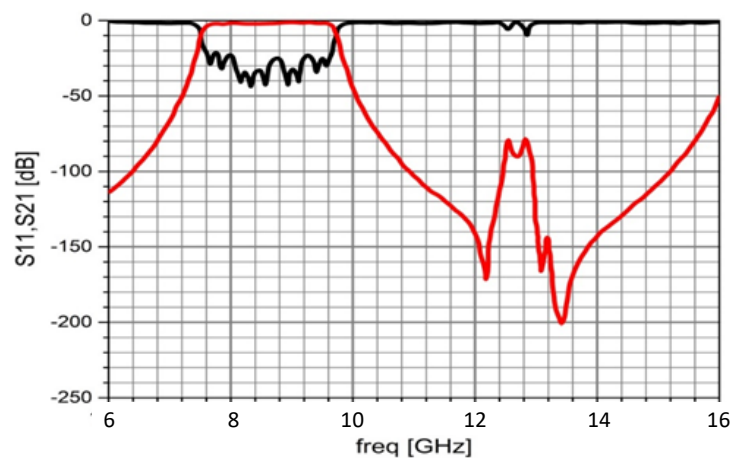


Рисунок 3.2 – Частотні характеристики залежності S11 та S21

Тут встановлені досить жорсткі вимоги до смуги загородження СПФ, але технічно вони можливі до втілення. Обмеження щодо верхньої частоти смуги загородження СПФ становить приблизно 40 ГГц, оскільки додаткове ослаблення може вплинути на вихідний ФНЧ в загальному каналі (див. рис. 3.1). Вимоги до параметрів СПФ, щодо ширини смуги пропускання та крутизни, не настільки ж суворі (порівняно з рис. 3.2) і можуть бути

реалізовані за допомогою одного багатоеlementного мікросмужкового фільтра на напівхвильових резонаторах

Для налаштування ФНЧ використовувався стандартний оптимізатор у програмі AWRDE (Microwave Office). Це дозволило встановити параметри, які ми хотіли отримати в нашому пристрої. Значення ідеальних елементів були використані як вихідні дані для оптимізації на рівні глобальних параметрів за допомогою вікна Global Equation [19].

AWRDE забезпечує ефективне налаштування параметрів схеми та можливість побудови топології за допомогою стандартних функцій програми.

Під час використання методики оптимізації слід дотримуватися наступних кроків: значення всіх ідеальних елементів додаються як глобальні змінні у розділ Global Equations, і їх використовують для розрахунку геометричних параметрів елементів схеми.

Кожен пасивний елемент у схемі представлений у вигляді підсхеми, де визначені вирази для обчислення геометричних параметрів. Це можуть бути прямі формули, що пов'язують геометричні параметри та електричні характеристики, або поліноми, які були отримані зазначеним вище алгоритмом.

Всі елементи схеми з'єднуються за допомогою мікросмужкових ліній, трійників тощо. Тут також використовуються моделі наскрізних заземлювальних отворів та моделі активних елементів, які зазвичай визначаються у вигляді S-параметрів [18].

На основі вище сказаного виконано розрахунок фільтра нижніх частот, який стоїть на виході змішувача у перетворювачі частоти X-діапазону. Розроблений фільтр також повинен був відповідати таким вимогам: опір генератора та навантаження – 50 Ом; частота зрізу 6,4 ГГц; максимальна величина нерівномірності коефіцієнта передачі в смузі пропускання не перевищує 0,5 дБ; загасання на частоті вище 7 ГГц має складати не менше ніж 20 дБ; коефіцієнт передачі – максимально адекватний при заданих

умовах.

На першому етапі згідно з вимогами до фільтру обирається вихідна схема-прототип на ідеальних пасивних елементах, що означає визначення її структури та початкових значень елементів.

Приклад такої схеми показаний на рис. 3.3

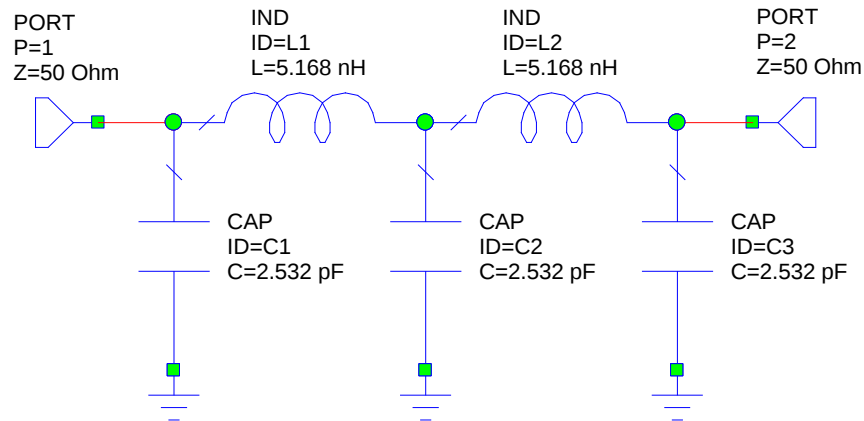


Рисунок 3.3 – Схема-прототип ФНЧ на ідеальних елементах

Для досягнення потрібного загасання на частоті 8 ГГц з нерівномірністю коефіцієнта передачі в межах 0,3 дБ вистачає трьох реактивних елементів у фільтрі. Однак, враховуючи те, що монолітні реактивні елементи (індуктивності та конденсатори) мають низьку добротність, що може призвести до зниження вибіркової фільтру, ми обираємо схему з п'ятьма елементами на випадок необхідного запасу. Елементи для реалізації фільтру з нерівномірністю 0,3 дБ були вибрані з використанням відповідних таблиць [20].

Під час моделювання схеми фільтру в програмі AWRDE можна використовувати вбудовані моделі з'єднувальних елементів, таких як відрізки мікросмужкових ліній, трійники та заземлюючі отвори. Спочатку, використовуючи відомі електричні параметри ідеальних елементів (індуктивностей та ємностей), автоматично розраховуються геометричні розміри елементів за допомогою відповідної процедури, зазначеної в [20]. Таким чином, змінюючи елементи ідеальної схеми за допомогою "тюнера" в

пакеті AWRDE, можна в реальному часі спостерігати зміни характеристик схеми та налаштовувати її відразу. Також можлива автоматична оптимізація схеми.

В обох випадках можливо спостерігати топологію майбутнього пристрою в реальному часі, оскільки кожному елементу відповідає геометрична комірка Layout Cell, розміри якої автоматично змінюються відповідно до зміни геометричних параметрів елемента.

Із застосуванням запропонованої методики була оптимізована структура НВЧ фільтра на зосереджених елементах.

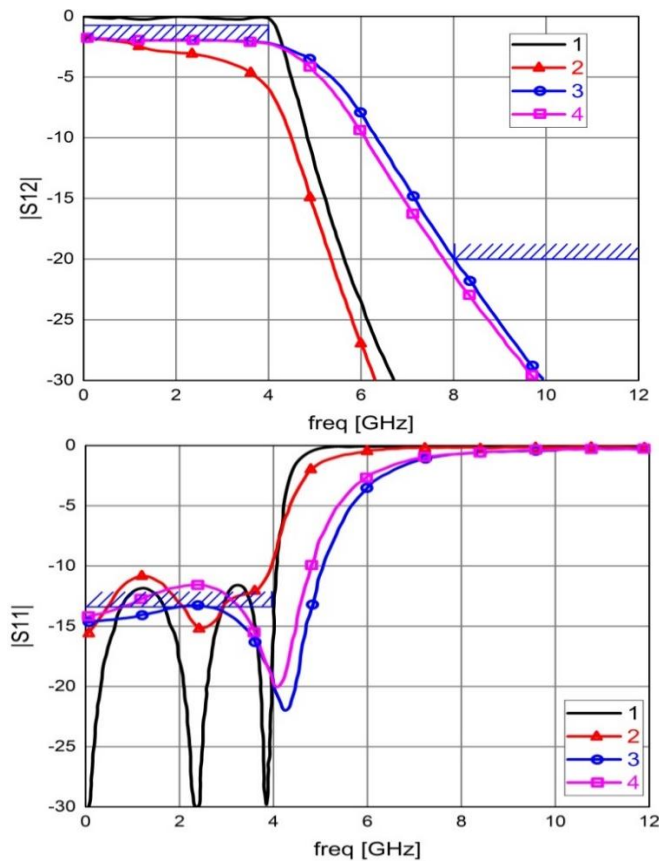


Рисунок 3.4 – Частотні характеристики коефіцієнтів передачі та відбиття фільтра: 1 – ідеальний фільтр; 2 – фільтр до оптимізації; 3 – фільтр після оптимізації; 4 – фільтр на моделях MWO

Отже, параметри фільтра-прототипу, що розробляється, представлені на

рис. 3.4 (крива 1). На частоті 8 ГГц фільтр забезпечує загасання на рівні 40 дБ. Як можна побачити з графіків, через втрати та паразитні параметри елементів характеристики ФНЧ відрізняються від ідеальних. Загасання в смузі пропускання змінюється від -2 дБ на нульовій частоті до -6,5 дБ на частоті зрізу. При оптимізації значення коефіцієнта передачі фільтра в смузі пропускання було вибрано рівним значенню S_{21} неоптимізованого фільтра на нульовій частоті [19].

Отже, задавалися обмеження на коефіцієнт передачі ~~$20 \leq S_{21} \leq 18$~~ в діапазоні частот 0 - 6,4 ГГц та ~~$S_{22} \leq 20$~~ на частотах понад 8 ГГц. Криві 3 на рис. 3.4 відповідають коефіцієнтам передачі та відбиття фільтра після оптимізації. Підсумкові характеристики отриманого фільтра:

- коефіцієнт передачі в смузі пропускання $-1,8 \pm 0,25$ дБ;
- послаблення за смугою пропускання 20 дБ на частоті 7 ГГц;
- параметр відбиття у смузі пропускання -13 дБ.

У порівнянні з попереднім фільтром, нерівномірність у смузі пропускання зменшилася, але це призвело до значного погіршення вибірковості фільтра вздовж полоси пропускання.

3.3 Розробка конструктивних рішень побудови змішувача для перетворювача частоти

Наступним кроком у нашому автоматизованому процесі розрахунку та проектування є оптимізація конструктивних та топологічних елементів змішувача. Для досягнення цієї мети ми використовуємо програмний комплекс Ansoft Designer, обладнаний ефективними та точними методами моделювання та потужними алгоритмами.

Схему досліджуваного змішувача перетворювача частоти представлено на рис. 3.5. За отриманими результатами розрахунків параметри конструкції та топології вхідного фільтра з чвертьхвильовими закороченими шлейфами

та вихідного фільтра нижніх частот на індуктивно-ємнісних відрізках мікросмушкової лінії встановлюються. Між точкою підключення діодів та вихідним фільтром нижніх частот вводиться відрізок мікросмушкової лінії для створення пучності напруги на середній робочій частоті в точці підключення діодів при відбитті від фільтра нижніх частот.

Також між входним фільтром і точкою підключення діодів встановлюється відрізок мікросмушкової лінії для уникнення шунтування напруги низьких частот входним фільтром. Для збудження діодів змішувача застосовується підключення джерела гетеродина через високодобротні смугові фільтри, що дозволяють безперешкодно пропускати сигнал гетеродина та коротко замикати вхід для входних і вихідних сигналів низьких та високих частот відповідно [20].

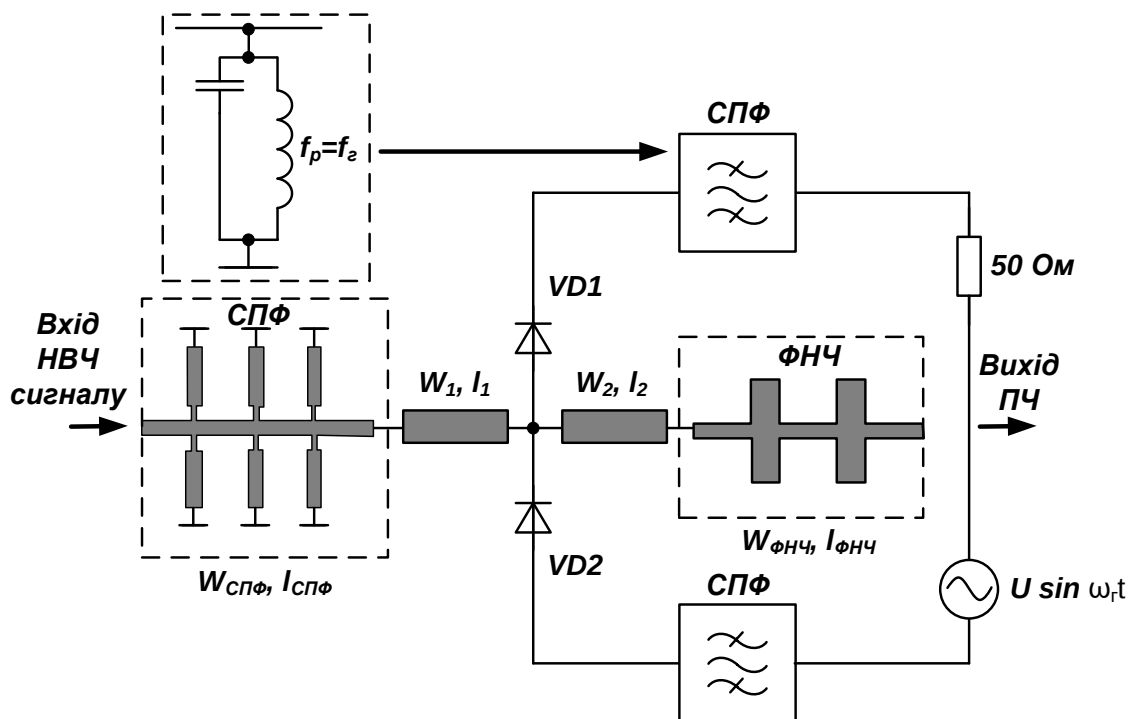


Рисунок 3.5 – Модель балансного змішувача прохідного типу

Оптимізація змішувача є процесом варіації топологічних характеристик в заданих межах – довжини та ширини відрізків МСЛ W_1 , l_1 , W_2 , l_2 та найближчих до точки включення діодів фільтрів $W_{спф}$, $l_{спф}$, $W_{фнч}$, $l_{фнч}$ з

метою досягнення якомога менших втрат перетворення у діапазоні робочої частоти. Даний підхід до розрахунку параметрів та конструкторських рішень змішувача дозволяє отримати невеликі втрати перетворення на $f_{m1}=f_c-f_c$ за рахунок виключення або мінімізації втрат на відповідних частотах $f_{m2}=f_c+f_c$. Оскільки під час оптимізації існують оптимальні фазові співвідношення рефлектуючих імпедансів з боку фільтрів, то це сприяє вторинному перетворенню у сигналів сигналів f'_{nc} в корисний продукт з частотою f_{nc} та підвищує рівень сигналу на виході [21].

Під час обчислення змішувачів враховувалися такі параметри арсенід-галієвих діодів: $C_0=0,03$ пФ, $R_s=5,5$ Ом, $I_{пнк}=30$ мА, $I_s=10^{-13}$ А, та відповідають параметрам реального діода АА147Б. Результати розрахунку і оптимізації змішувача прохідного типу наведені нижче [20].

На рис. 3.6 представлено результати розрахунку втрат перетворення при різних потужностях гетеродина ($P_c=0$ дБм, 5 дБм, 10 дБм, 15 дБм). Як видно, втрати перетворення складають:

$$\begin{aligned} \text{при } P_c=0 \text{ дБм: } & 5,4 - 8 \text{ дБ;} \\ \text{при } P_c=5 \text{ дБм: } & 5,5 - 7 \text{ дБ;} \\ \text{при } P_c=10 \text{ дБм: } & 5 - 8,5 \text{ дБ;} \\ \text{при } P_c=15 \text{ дБм: } & 4,4 - 9,2 \text{ дБ.} \end{aligned}$$

Отже, мінімальні та однакові втрати підсилення були досягнуті при потужності $P_c=5$ дБм, і не перевищують 7 дБ. Нерівномірність втрат підсилення при $P_c=5$ дБм не перевищує 3 дБ у всьому робочому діапазоні частот.

Покращення узгодження з вхідними НВЧ сигналами призвело до зменшення нерівномірності втрат у діапазонах НВЧ та ПЧ сигналів. Отримані значення втрат підсилення свідчать про те, що розроблений

пристрій не поступається кращим зарубіжним зразкам.

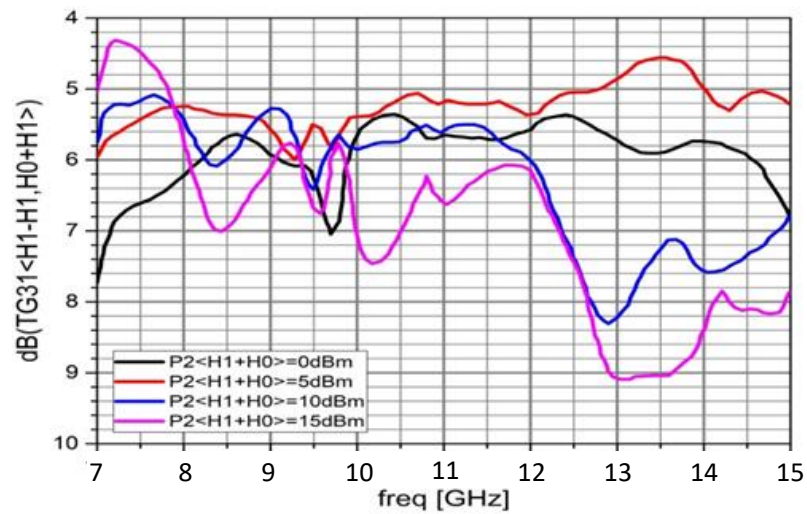


Рисунок 3.6 – Частота залежність втрат перетворення при різних P_2

На графіках 3.7 та 3.8 показані результати обчислень, які вказують на ступінь приглушення непотрібного проникнення вхідного сигналу НВЧ на виході ПЧ та сигналу ПЧ на вході НВЧ. Потужність гетеродина у даному випадку дорівнює 5 дБм.

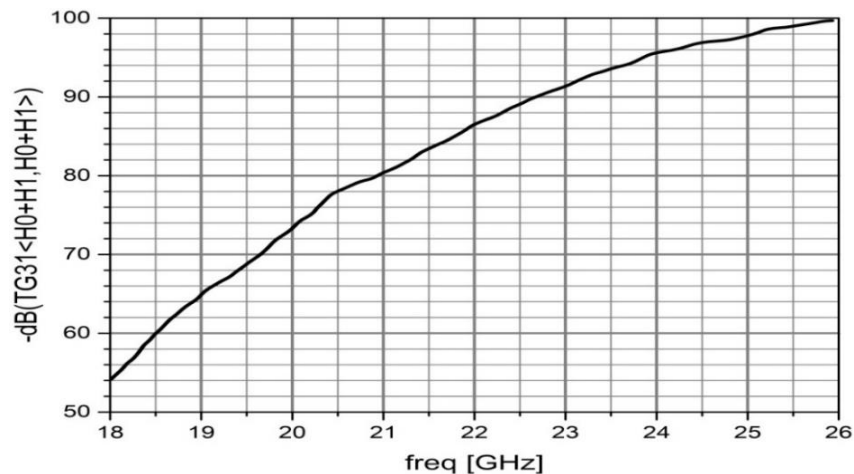


Рисунок 3.7 – Рівень ослаблення вхідного НВЧ сигналу на
вих. ПЧ ($P_2 = 5$ дБм)

Усередині робочого діапазону частот змішувача, який варіюється від

18 до 26 ГГц, вхідний сигнал НВЧ затухає від 55 до 100 дБ. Щодо сигналу ПЧ на вході НВЧ, в діапазоні частот від 6 до 14 ГГц, затухання становить від -45 до -90 дБ. Ці значення затухання сигналу на будь-якому вході або виході виникають через діоди, які перешкоджають проходженню НВЧ сигналу з одного працюючого каналу в інший через свій потенційний бар'єр. Діоди, що активуються при нульовому зміщенні в працюючих каналах, тимчасово відкриваються від формованого імпульсу, проте через слабку амплітуду НВЧ сигналу, діоди не можуть відкритися відсутністю такого імпульсу. Із цих значень затухання можна зробити висновок, що змішувач є балансованим.

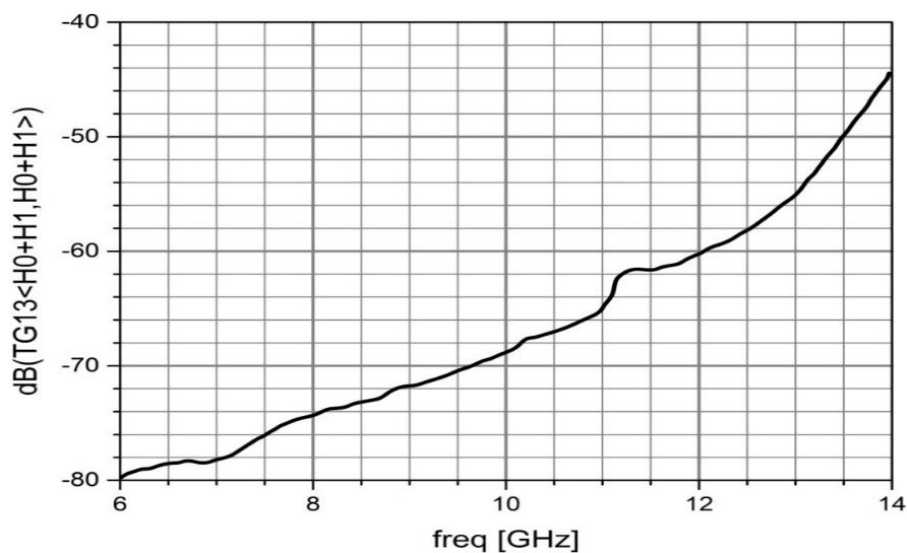


Рисунок 3.8 – Рівень ослаблення сигналу ПЧ на НВЧ вході ($P_z = 5$ дБм)

На рис. 3.9, 3.10 наведено результати розрахунку пригнічення інтермодуляційних складових 3-го порядку та відповідна частотна залежність інтермодуляційних спотворень сигналу $IP3$ (при моделюванні бралось $P_z = 5$ дБм, $P_{a2} = -1$ дБм, отже потужність двох однотонних сигналів була майже ідентичною). Рівень придушення завад $IP3$ становить 33 – 45 дБ, при цьому потужність інтермодуляційних складових $IP3$ варіюється в межах 5,5 – 12,5 дБм.

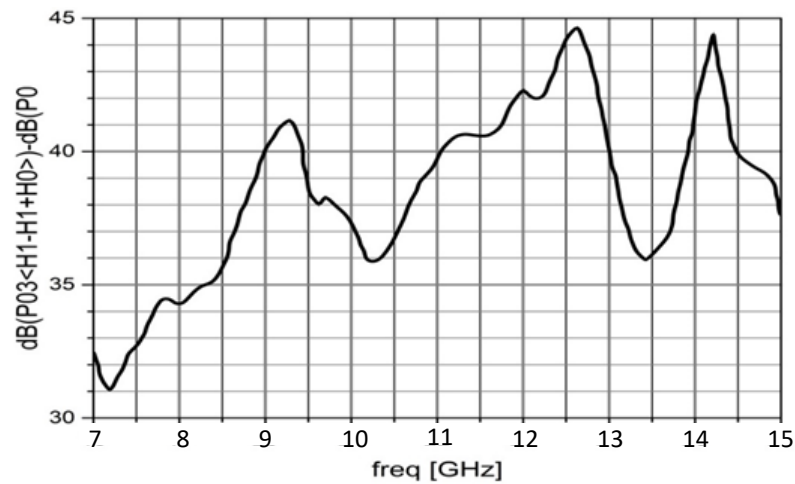


Рисунок 3.9 – Рівень придушення інтермодуляційних складових 3-го порядку

$$(P_z = 5 \text{ дБм}, P_{ac2} = -15 \text{ дБм})$$

Складові третього порядку мають такий же рівень потужності, як і основний вихідний сигнал прямого перетворення. Верхня межа динамічного діапазону змішувача визначається рівнем інтермодуляційних складових. Характеристики свідчать, що максимальна потужність на вході змішувача не повинна перевищувати -15...-20 дБм, щоб забезпечити ослаблення інтермодуляційних спотворень третього порядку не менше ніж на 50 дБс.

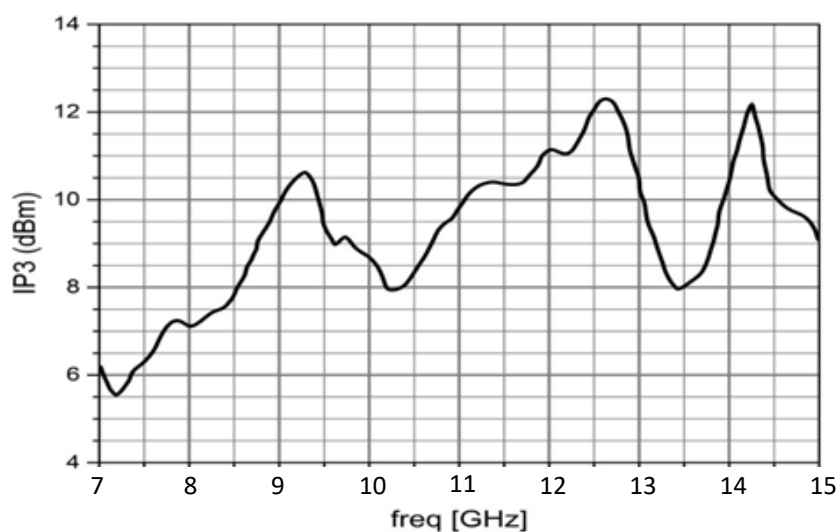


Рисунок 3.10 – Частотна залежність $IP3$

На рис. 3.11, 3.12 представлено результати розрахунку рівня ослаблення дзеркального та сумарного каналів. Можна помітити, що рівень послаблення дзеркального каналу $f_{\alpha}=2f_e-f_c$, де $f_m=f_{\alpha}-f_e$ становить від 75 до 100 дБ в діапазоні 38–41 ГГц, 30–40 дБ в діапазоні 42–43 ГГц і 70–180 дБ в діапазоні 44–46 ГГц.

Рівень ослаблення сумарного каналу $f_{\Sigma}=f_e+f_c$, де $f_m=2f_e-f_{\Sigma}$ становить 65–95 дБ. Недостатнє ослаблення дзеркального каналу 30–40 дБ спостерігається на тих ділянках діапазону частот, де вхідні підсилювачі сигналу вносять додаткові втрати не менше 30 дБ [20].

На рис. 3.11 представлено результати розрахунку коефіцієнта перетворення, а також, коефіцієнта відбиття в робочому діапазоні частот змішувача. Результати показують, що нерівномірність коефіцієнта перетворення $K_p=Q_{\alpha}/E_a$ не перевищує +1 дБ. Коефіцієнт перетворення змішувача прямо пропорційний його коефіцієнту передачі.

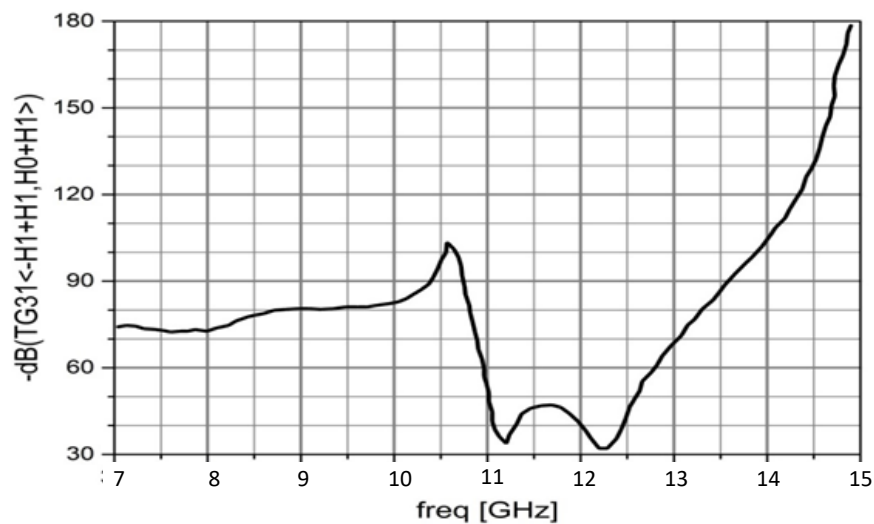


Рисунок 3.11 – Відносний рівень ослаблення дзеркального каналу

$$f_{\alpha}=2f_e-f_c, \text{ де } f_m=f_{\alpha}-f_e$$

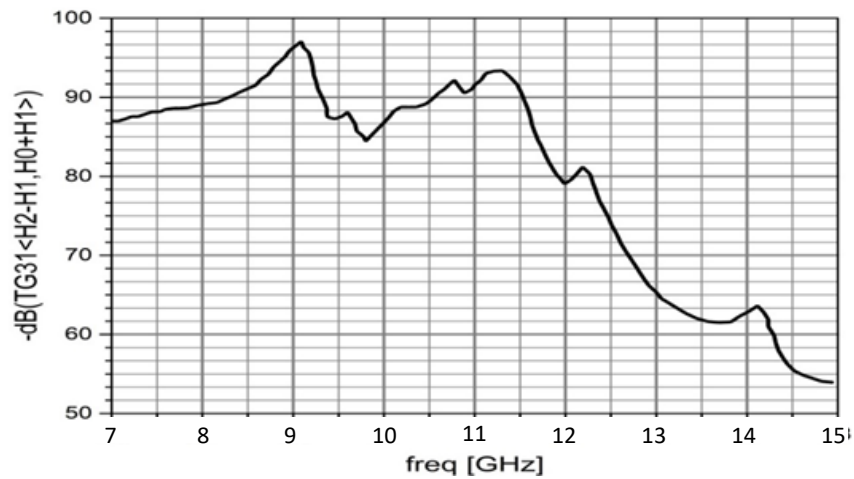


Рисунок 3.12 – Рівень ослаблення сумарного каналу

$$f_{zk} = f_e + f_c, \text{ де } f_{ni} = 2f_e - f_{zk}$$

На рис. 3.14 представлено результати розрахунку рівня компресії (1 дБ) при $P_e = 5$ дБм. Тут рівень компресії досягається на рівні сигналу $P_c = -35$ дБм.

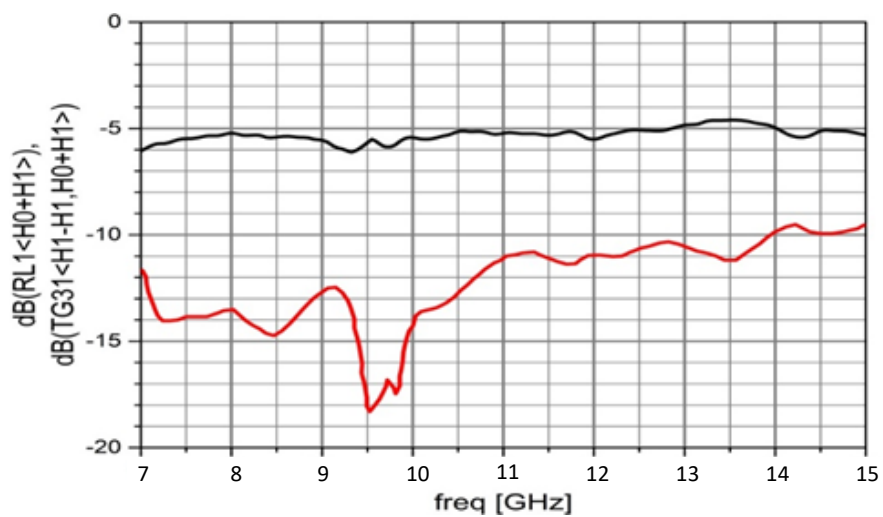


Рисунок 3.14 – Частотна залежність коефіцієнтів перетворення (верхня, чорна крива) та відбиття (нижня, червона крива)

Отже, змішувачі використовуються на рівнях сигналу, які менше точки компресії, оскільки разом із спотворенням вхідного сигналу зростає амплітуда побічних спектральних складових. Крім того, верхня межа динамічного діапазону змішувача визначається рівнем компресії.

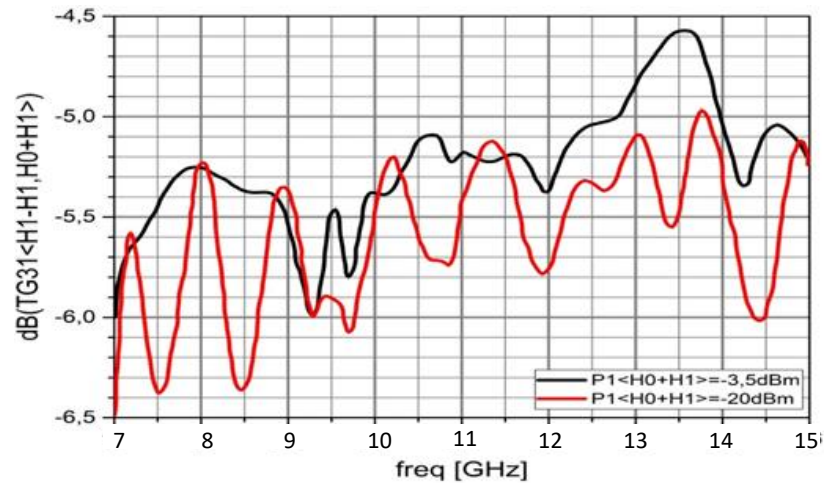


Рисунок 3.15 – Рівень компресії (1дБ) при $P_z = 5$ дБм

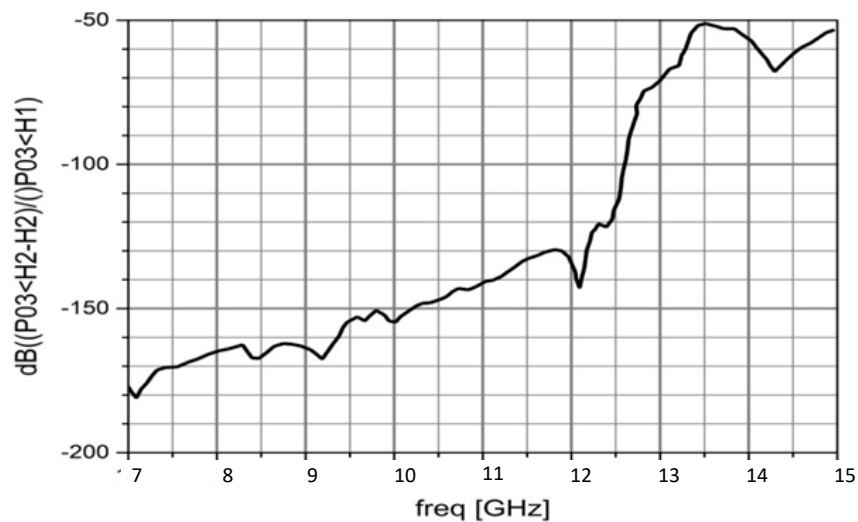


Рисунок 3.16 – Рівень гармонічних спотворень $f_{\text{гармон}} = 2f - f_c$.
Неідентичність параметрів діодів 5%.

На рисунку 3.15 приведені результати розрахунку рівня гармонійних спотворень $f_{\text{гармон}} = 2f - f_c$ при 5% неідентичності параметрів діодів.

За результатами розрахунку можна сказати, що рівень гармонійних спотворень в діапазоні 7–10 ГГц становить 150-180 дБ, в діапазоні 10 - 12 ГГц становить 130-150 дБ, а в діапазоні 12 - 14 ГГц становить 50-130 дБ . Настільки малий рівень гармонійних спотворень досягається зміщенням робочої точки на ВАХ діодів зовнішнім джерелом напруги з одночасним збільшенням P_z на кілька дБ.

3.4 Висновки до розділу

Було ґрунтовно досліджено ключові аспекти створення ефективного перетворювача частоти у Х-діапазоні. Розглянуті теми включали розробку загальної структури пристрою, розрахунок смугового СПФ та ФНЧ в його схемі, а також розробку конструктивних рішень для змішувача.

Процес розробки супроводжувався детальним аналізом вимог щодо функціональності та характеристик пристрою в Х-діапазоні. Для досягнення цих цілей, використовувалися передові методи та інструменти моделювання та проектування. Результатом цієї роботи стало створення оптимальної схеми перетворювача частоти, яка відповідає вимогам щодо точності, ефективності та надійності.

Процес розробки включав в себе етап практичного моделювання, що дозволило перевірити працездатність та ефективність запропонованих рішень. Отримані результати свідчать про досягнення поставлених цілей та можливість успішного використання розробленого перетворювача частоти у практичних застосуваннях у Х-діапазоні.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Під час проектування перетворювача частоти X-діапазону на працівника могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена чи понижена температура повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; підвищена чи понижена іонізація повітря; пряма і відбита блискість; підвищення яскравість; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження; розумове перевантаження; емоційні перевантаження [22].

Відповідно до наведених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Вимоги безпеки до робочого місця проектанта включають ряд аспектів, які мають на меті забезпечити безпеку та здоров'я працівника під час виконання його професійних обов'язків. Основні вимоги можуть включати:

Організація робочого місця: Робоче місце має бути організоване таким чином, щоб забезпечити комфорт та безпеку працівника. Це може включати належне розташування обладнання та меблів, достатнє освітлення, вентиляцію і температурний режим.

Безпечне обладнання та інструменти: Проектант повинен мати доступ до безпечного та належно підтриманого обладнання та інструментів. Вони повинні бути перевірені на відповідність стандартам безпеки та регулярно підтримуватися.

Інструктаж і навчання з питань безпеки: Проектант повинен бути підготовлений інструктажем та навчанням з питань безпеки щодо правильного використання обладнання, заходів запобігання травм та інших

потенційних ризиків на робочому місці.

Організація протипожежного захисту: Робоче місце проектанта повинно бути обладнане необхідними засобами протипожежного захисту, включаючи вогнегасники та інші протипожежні засоби, а також проведення відповідних навчальних заходів щодо дій у випадку пожежі.

Заходи з охорони здоров'я: Робоче місце має бути організоване таким чином, щоб зменшити ризик виникнення стресу, перевтоми та інших проблем здоров'я, наприклад, за допомогою регулярних перерв у роботі та можливості фізичної рекреації.

Вимоги щодо робочого середовища: Робоче середовище повинно відповідати вимогам щодо якості повітря, звуку та інших факторів, що можуть впливати на здоров'я працівника.

Загальний принцип полягає в тому, щоб забезпечити проектанту безпечне та здорове робоче середовище, що сприяє ефективності його роботи та загальному благополуччю.

Робоче місце і взаємне розташування усіх її елементів має відповідати антропометричним, фізичним і неординарним психологічним вимогам [23]. Важливе значення має також характеру роботи. Зокрема, з організацією робочого місця проектувальника мають бути дотримані такі основні умови:

- оптимальне розміщення устаткування, що до складу робочого місця;
- достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні руху, і переміщення;
- необхідне природне, і штучне висвітлення до виконання поставлених завдань;
- рівень акустичного шуму, який не перевищує допустимого значення;
- достатня вентиляція робочого місця;

Головними елементами робочого місця є письмовий стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи організується відповідно до вимог .

При проектуванні необхідно врахувати можливість різного розміщення документів, наприклад, їх розташування збоку від комп'ютера, між монітором і клавіатурою тощо. Крім того, у випадках, коли якість зображення на екрані комп'ютера низька, наприклад, відзначається помітне миготіння, рекомендується збільшити відстань від очей до екрана (приблизно 700 мм), щоб уникнути негативного впливу на зір. Ця відстань може бути більшою, ніж відстань від очей до документа (300–450 мм). У загальному випадку, при високій якості зображення на екрані комп'ютера, рекомендується рівна відстань від очей користувача до екрана, документа і клавіатури.

Велике значення надається характеристикам робочого крісла. При проектуванні крісла виходять з того, що при будь-якому робочому положенні дослідника його поза повинна бути фізіологічно правильно обгрунтованою, тобто положення частин тіла повинно бути оптимальним. Для задоволення вимог фізіології, що випливають з аналізу положення тіла людини в положенні сидючи, конструкція робочого сидіння повинна відповідати таким основним вимогам:

- допускати можливість зміни положення тіла, тобто забезпечити вільне переміщення корпусу і кінцівок тіла один щодо одного;
- допускати регулювання висоти в залежності від росту працюючої людини (в межах від 400 до 550 мм);
- мати злегка увігнуту поверхню, мати невеликий нахил, тому поверхню сидіння рекомендується робити м'якою, передній край закругленим, а кут нахилу спинки робочого крісла - регульованим.

Приміщення, де здійснювалася робота за небезпекою ураження електричним струмом можна віднести до 1 класу, тобто це приміщення без підвищеної небезпеки (сухе, мало заповишене, з нормальною температурою повітря, ізольованими підлогами і малим числом заземлених приладів) [24].

На робочому місці має бути забезпечена безпека з усіх аспектів, включаючи обладнання. У нашому випадку, лише корпус системного блоку

комп'ютера виготовлений із металу. Крім того, цей корпус має робочу ізоляцію та елемент для заземлення, а також провід з заземлюючим жиллом, який підключений до джерела живлення.

Електротехнічне устаткування, включаючи апаратуру, кабелі та розподільні пристрої, відповідає усім стандартам і може працювати навіть при аварійних ситуаціях, таких як коротке замикання, перенапруга або перевантаження.

Для забезпечення безпеки були прийняті такі технічні заходи:

- Струмопровідні частини недоступні працівникам завдяки схованій проводці та спеціальним ринвам для кабелів.

- Струмопровідні частини ізольовані за допомогою ізоляції, опір якої не менше 1 кОм/В, і регулярно перевіряються та обслуговуються для забезпечення безпеки.

- Напруга в електромережі становить 220 В із заземленою нейтраллю.

У разі аварійних ситуацій працівник має:

- Негайно вимкнути електричне живлення та повідомити про це свого керівника або електрика.

- Надати долікарську допомогу, якщо людина отримала ураження електричним струмом.

- Викликати технічну службу у разі будь-яких відхилень у роботі обладнання або програмного забезпечення.

- Припинити роботу з ПК у разі будь-яких ознак негативного впливу на здоров'я, таких як різке погіршення зору або головний біль.

- У разі загоряння обладнання вимкнути його та повідомити про це керівника та пожежну службу, а також вжити заходів для його ліквідації за допомогою вогнегасника.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Робота, яка виконується проектувальником, згідно за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [25]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.4.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [26]).

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

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

Для забезпечення відповідних нормативам параметрів мікроклімату у приміщенні передбачено наступне: система опалення, система кондиціонування та регулярне вологе прибирання.

Вимірювання параметрів мікроклімату проводяться на робочому місці та в робочій зоні в різні періоди робочої зміни: на початку, в середині та в кінці. Ці вимірювання здійснюються не рідше, ніж двічі на рік, включаючи теплий та холодний періоди, у межах поточного санітарного контролю. Також проводяться вимірювання при введенні в експлуатацію нового технічного обладнання, внесенні змін до конструкції діючого обладнання, створенні нових робочих місць та інших випадках.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

Сучасна техніка використовує різні речовини, які можуть випускатися у повітря та представляти загрозу для здоров'я людей. Для визначення рівня

небезпечності цих речовин проводяться дослідження їх впливу на організм людини, а також встановлюються безпечні для здоров'я концентрації та дози, які можуть потрапляти в організм різними шляхами.

Для забезпечення здорових та безпечних умов праці необхідно мати нормативні вимоги щодо шкідливих речовин, надійні методи визначення їх концентрацій у повітрі, а також сучасне технічне та організаційне забезпечення для їх видалення.

У приміщенні, де ведеться робота, можуть бути шкідливі речовини у повітрі, такі як пил та озон, які є результатом роботи офісної техніки.

Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Для забезпечення комфортних умов використовуються як організаційні методи, так і технічні засоби. Організаційні методи включають раціональну організацію робіт з урахуванням пори року і доби, а також чергування між роботою та відпочинком. Технічні засоби включають в себе вентиляцію, кондиціонування повітря та опалювальну систему.

4.2.3 Виробниче освітлення

Серед зовнішніх факторів, які впливають на організм людини під час праці, освітлення відіграє ключову роль. Це пояснюється тим, що близько 90% інформації про навколишнє середовище людина отримує за допомогою зору.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні, які необхідно забезпечити під час виконання роботи зазначені у таблиці 4.4 (відповідно ДБН В.2.5-28-2018 [27]):

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, Лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Під час виконання будь-яких робіт очі стають втомленими, переважно через напруженість процесів, пов'язаних з зоровим сприйняттям. Такі процеси включають адаптацію, акомодацию та конвергенцію.

Світло впливає не лише на функціонування органів зору, але і на роботу всього організму. Погане освітлення може призводити до швидкої втоми, зменшення продуктивності праці, збільшення ризику помилок та нещасних випадків.

Система природного освітлення доповнюється загальним штучним освітленням, яке створюється за допомогою люмінесцентних ламп.

4.2.4 Виробничий шум

Для робочих місць в приміщеннях з комп'ютерами характерна присутність різних типів шумів, включаючи механічні (спричинені коливанням деталей машин та їх рухами), аеродинамічні (виникають у газах або рідині внаслідок пружних конструкцій) та шуми від електричних машин.

Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку відображені в ДСН 3.3.6.037-99 [28]. Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

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

Деякі комп'ютери можуть бути потенційними джерелами різноманітних звукових коливань, як у слуховому, так і ультразвуковому діапазонах. Зазвичай рівні акустичного випромінювання, що йдуть від комп'ютерів, охоплюють частотний діапазон від 6,3 до 40 кГц.

Для забезпечення прийнятних рівнів шуму рекомендується використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановлювати пластикові вікна з високою звукоізоляцією.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітора комп'ютера представлені в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

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

Під час проектування перетворювача частоти Х-діапазону існує ризик виникнення підвищеного рівня електромагнітного поля. Негативний вплив на організм людини мають електромагнітні випромінювання радіочастотного діапазону, які походять від телевізійних і радіомовних станцій, пристроїв стільникового зв'язку, апаратів високочастотного нагрівання та навіть

побутової техніки. Електромагнітні поля можуть викликати термічні та морфологічні зміни в організмі людини, що призводить до функціональних відхилень.

Для зменшення впливу цих видів випромінювання рекомендується використовувати монітори з низьким рівнем випромінювання, такі як MPR-II, TCO-92, TCO-99, TCO-03, а також дотримувати регламентовані режими роботи та відпочинку.

4.3 Пожежна безпека

Головною метою пожежної безпеки об'єкта є запобігання виникненню пожежі на рівні, визначеному чинними нормами, а в разі її виникнення – обмеження її поширення, вчасне виявлення та гасіння, а також захист людей і майна.

У приміщенні, де проводилось проектування перетворювача частоти X-діапазону, використовуються виключно негорючі речовини та матеріали у холодному стані, тому його класифікують як категорію "Д" за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки. Щодо вогнестійкості, приміщення відносять до другої категорії. Робоча зона проектувальника віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па, оскільки концентрація пилу і волокон, що є вибухонебезпечними, може утворюватися тільки внаслідок аварії або несправності [29].

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система попередження пожежі представляє собою комплекс організаційних заходів та технічних засобів, спрямованих на усунення умов, що можуть спричинити виникнення пожежі.

У дослідженому приміщенні працює відповідальна особа за пожежну безпеку. Меблі та обладнання розміщені таким чином, щоб забезпечити

вільний евакуаційний прохід до дверей виходу. Евакуаційні шляхи та виходи підтримуються постійно вільними.

Документи, папір та інші горючі матеріали зберігаються на відстані не менше 1 м від електрощитів, електрозборок і електрокабелів, 0,5 м від світильників та 0,25 м від приладів опалення. Засоби протипожежного захисту, такі як пожежні крани, пожежна сигналізація та первинні засоби пожежегасіння, утримуються в справному стані.

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні включають несправну електропроводку (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів) та використання електропобутових приладів (електрочайники, обігрівачі) або попадання вологи на працююче електрообладнання.

Для запобігання виникненню пожежі проводяться такі заходи, як щорічні протипожежні інструктажі та заняття з особами, відповідальними за пожежну безпеку; підтримання засобів протипожежного захисту в справному стані; своєчасне повідомлення про несправності пожежної техніки, систем протипожежного захисту та водопостачання.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Система протипожежного захисту включає в себе ряд організаційних та технічних заходів, які спрямовані на запобігання впливу небезпечних факторів пожежі на людей та обмеження матеріальних збитків.

У приміщенні для обмеження розповсюдження пожежі встановлено переносний вуглекислотний вогнегасник типу ОУ-5, який відповідає встановленим нормам. Можливості для засобів первинного пожежегасіння та відключення електросхем устаткування залишаються доступними.

З метою дотримання протипожежного захисту заборонено:

- влаштовувати тимчасові електромережі та використовувати саморобні плавкі вставки в запобіжниках;

- прокладати електричні проводи безпосередньо по горючій основі;
- експлуатувати світильники без ковпаків (розсіювачів);
- використовувати саморобні подовжувачі, які не відповідають вимогам правил улаштування електроустановок;
- прикріплювати одяг або інші предмети до вимикачів та розеток;
- обгортати електролампи та світильники;
- залишати без нагляду увімкнені в електромережу кондиціонери, комп'ютери, лічильники та друкарські машинки;
- користуватися побутовими електрокип'ятильниками та чайниками поза спеціально відведеними для цього приміщеннями;
- захищати доступ до засобів пожежегасіння та використовувати їх не за призначенням;
- зберігати документи, матеріали та інвентар у шафах інженерних комунікацій;
- палити поза відведеними для цього місцями;
- проводити зварювальні та інші вогневі роботи без відповідного дозволу;
- використовувати легкозаймисті рідини[30].

4.4 Висновки до розділу:

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці, як технічні рішення стосовно: гігієни праці та виробничої санітарії, мікроклімат приміщень, виробниче освітлення, виробничий шум та випромінювання. Також розглянуто пожежна безпека у виробничих приміщеннях та технічні рішення системи запобігання пожежі та систем протипожежного захисту.

ВИСНОВКИ

На початковій стадії роботи було визначено важливі аспекти та принципи роботи перетворювачів частоти в Х-діапазоні, з'ясовано, що подвійне перетворення частоти використовується для зміни частоти сигналу, враховуючи особливості Х-діапазону. Виявлено, що шуми можуть значно впливати на роботу перетворювачів частоти в цьому діапазоні, що потребує додаткової уваги при проектуванні та експлуатації обладнання.

Також було розглянуто функціональну схему перетворювача частоти, що дозволяє краще розуміти його принцип роботи та вплив на вихідний сигнал. Загальна характеристика процесу перетворення частоти надала уявлення про те, як працюють перетворювачі у Х-діапазоні та які фактори важливі для їхньої ефективної роботи. Особливості роботи обладнання у Х-діапазоні були розглянуті для того, щоб врахувати усі можливі впливи та визначити способи оптимізації та покращення роботи обладнання в цьому діапазоні частот.

Далі, було досліджено діодні перетворювачі частоти та встановлено їх важливу роль у радіотехнічних системах. Діодні перетворювачі відрізняються простотою конструкції та ефективністю роботи. Вони є надійними та економічними з точки зору виробництва. Їхня основна перевага полягає у високій швидкості реакції та мінімальних втратах сигналу під час конвертації частоти.

Транзисторні перетворювачі відрізняються відмінною надійністю та широким спектром можливостей налаштування. Вони дозволяють ефективно керувати характеристиками перетворення сигналу та гнучко адаптуватися до різноманітних умов роботи. Було з'ясовано, що рівень точності та стабільності роботи роблять транзисторні перетворювачі частоти незамінними у сучасних радіотехнічних системах для забезпечення високоякісного прийому та передачі сигналів.

Також, у процесі дослідження було розглянуто переваги використання балансних схем перетворювачів частоти у Х-діапазоні. Балансні схеми, завдяки своїм особливостям, дозволяють ефективно працювати в умовах високих частот, забезпечуючи зменшення шумів та побічних каналів прийому. Основними перевагами таких схем є компенсація шумів гетеродина, зменшення кількості побічних каналів та відсутність втрат внаслідок проникнення напруги гетеродина в вхідні та вихідні цепі. Результати дослідження свідчать про перспективність використання балансних схем у високочастотних перетворювачах для Х-діапазону, що робить їх важливим елементом у сучасних системах.

Наступним кроком, було проведено дослідження ключових аспектів створення ефективного перетворювача частоти у Х-діапазоні. Розглянуті теми включали розробку загальної структури пристрою, розрахунок смугового СПФ та ФНЧ в його схемі, а також розробку конструктивних рішень для змішувача.

Процес супроводжувався детальним аналізом вимог щодо функціональності та характеристик пристрою в Х-діапазоні. Для досягнення цих цілей, використовувалися передові методи та інструменти моделювання та проектування. Результатом цієї роботи стало створення оптимальної схеми перетворювача частоти, яка відповідає вимогам щодо точності, ефективності та надійності.

Процес розробки включав в себе етап практичного моделювання, що дозволило перевірити працездатність та ефективність запропонованих рішень. Отримані результати свідчать про досягнення поставлених цілей та можливість успішного використання розробленого перетворювача частоти у практичних застосуваннях у Х-діапазоні.

Також, у роботі було проведено дослідження та розрахунки питань з охорони праці та безпеки життєдіяльності. Зроблено необхідні розрахунки та підведено підсумки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Шпак В.В., Чумак А.А. Наукові основи створення і використання НВЧ-пристроїв. – К.: Техніка, 2008.
2. Hasenaecker. G, van Delden. M, Jaeschke. «A SiGe Fractional-N Frequency Synthesizer for mmWave Wideband FMCW Radar Transceivers,» IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 64, no. 3, pp. 847-58, Mar. 2016.
3. К. І. Нікітін, "НВЧ електроніка," Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна, 2010. - 220 с.
4. Yu. J, Zhao. «An X-Band Radar Transceiver MMIC with Bandwidth Reduction in 0.13 μm SiGe Technology» IEEE J. Solid-State Circuits., vol. 49, no. 9, pp. 1905–1915, Sep. 2014. [17] Liu. C, Li. Q, Li. Y, Deng. X.-D, Li. X, Liu. H, Xiong. Y.-Z
5. Archer J.W. «An Efficient 200-290 GHz Frequency Tripler Incorporating A Novel Strip-line Structure.» IEEE Trans. MTT, 2010. v.32. pp. 416 – 420. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132692.
6. М. О. Вінник, "Електронні пристрої та схеми НВЧ," Київський політехнічний інститут, Київ, Україна, 2008. – 180 с .
7. І. М. Петренко, "Вступ до теорії НВЧ-пристроїв," Український державний університет залізничного транспорту, Харків, Україна, 2012. – 150 с.
8. В. І. Мельник, "Теорія та практика проектування НВЧ-електронних пристроїв," Національний технічний університет України "КПІ", Київ, Україна, 2015. – 280 с.
9. В. М. Кондратьєв, "Мікрохвильова техніка та НВЧ-електроніка," Харківський політехнічний інститут, Харків, Україна, 2011. – 200 с.
10. В. М. Колесник, Г. М. Шлегель і В. П. Федотов, "Електроніка високих частот," Видавництво Либідь, Київ, Україна, 2009. – 190 с.

11. О. В. Левченко, В. І. Саражинський і С. В. Трусів, "НВЧ-електроніка: Навчальний посібник," Видавничий дім "Слово", Київ, Україна, 2013. – 230 с.
12. В. М. Петров, В. І. Козирев і В. В. Струтинський, "НВЧ-пристрої та мікрохвильова електроніка: Навчальний посібник," Видавництво ХНУРЕ, Харків, Україна, 2016. – 260 сторінок.
13. Millimeter-wave multipliers rely on Diode Integrated Circuits in finline structures for high output power. RF and Microwave Measurement Symposium and. Exhibition. -Hewlett-Packard, 2005
14. М. А. Шпіков і Є. С. Шиманський, "Елементи і прилади НВЧ," Видавничий дім "Київський університет", Київ, Україна, 2018. – 180 с.
15. В. М. Гусєв, О. В. Ковальчук і А. І. Самохвал, "Високочастотна електроніка: Навчальний посібник," Видавництво ЧДТУ, Чернігів, Україна, 2020. – 210 с.
16. Faber T., Chramiec J. and Adamski M.E. Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers. Artech House. Norwood. MA. USA, 2005.
17. Kim. Y, Reck. «A Ku-Band CMOS FMCW Radar Transceiver for Snowpack Remote Sensing» IEEE Trans. Microw. Theory Techn., Feb. 2018.
18. Wang. Y, «A 260-mW Ku-band FMCW transceiver for synthetic aperture radar sensor with 1.48-GHz bandwidth in 65-nm CMOS technology» IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 65, no. 11, pp. 43, 85-99, Nov. 2017.
19. В. М. Петров, В. І. Козирев і В. В. Струтинський, "НВЧ-пристрої та мікрохвильова електроніка: Навчальний посібник," Видавництво ХНУРЕ, Харків, Україна, 2016. – 260 сторінок.
20. Mahon, S.J.; Milner, L.E.; Shahid, I.; Parker, A.E.; Gorman, M.C.; Heimlich, M.C. High Power Density 4 to 16 GHz Non-Uniform Distributed Power Amplifier with a Novel Trifilar. In Proceedings of the 2020 15th European

Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Utrecht, The Netherlands, 11–12 January 2021; pp. 273–276.

21. Campbell, C.F.; Nayak, S.; Kao, M.-Y.; Chen, S. Design and performance of 16–40GHz GaN distributed power amplifier MMICs utilizing an advanced 0.15 μm GaN process. In Proceedings of the 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, USA, 22–27 May 2016; pp. 1–4

22. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИИУЦ», 2016.

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

24. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npraop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

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

26. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>.

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

28. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>.

29. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>.

30. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ
ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ Х-ДІАПАЗОНУ

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-206,
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Сарнецький В.О.
(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц каф. ІРТС

Воловик А.Ю.
(прізвище та ініціали)

« 11 » 06 2024 р.

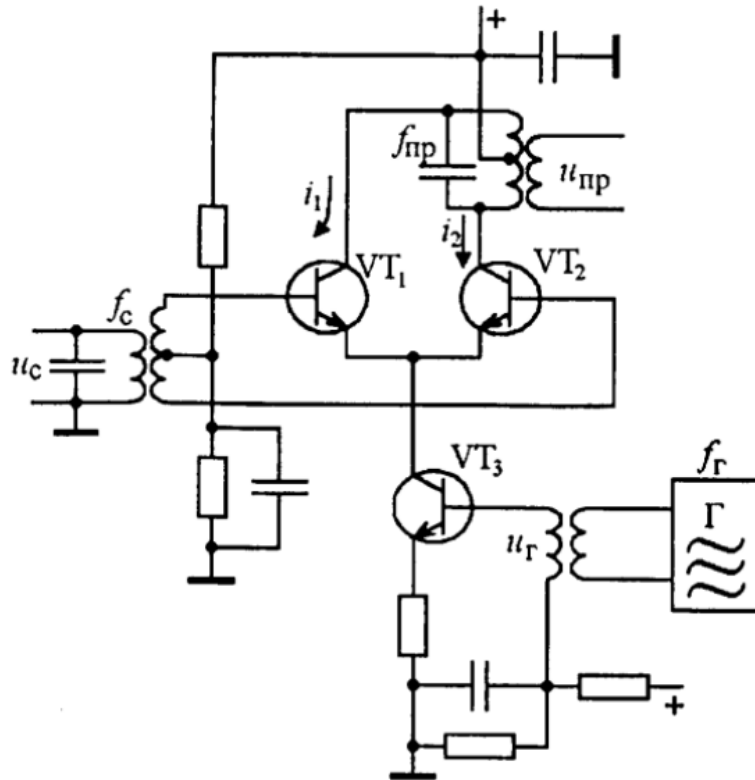


Рисунок 1 – Схема балансного змішувача на транзисторах

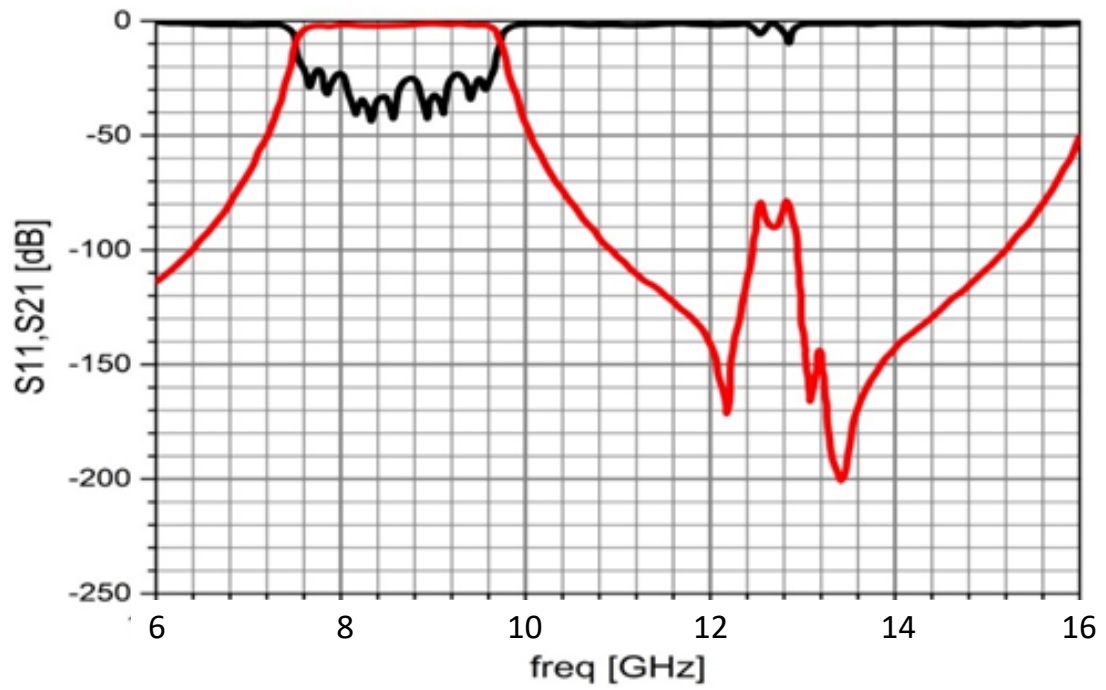


Рисунок 3 – Частотні характеристики залежності S11 та S21

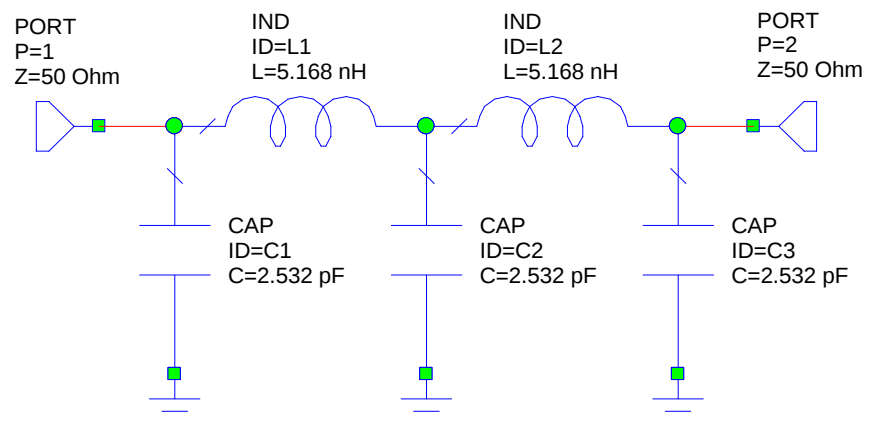


Рисунок 4 – Схема-прототип ФНЧ на ідеальних елементах

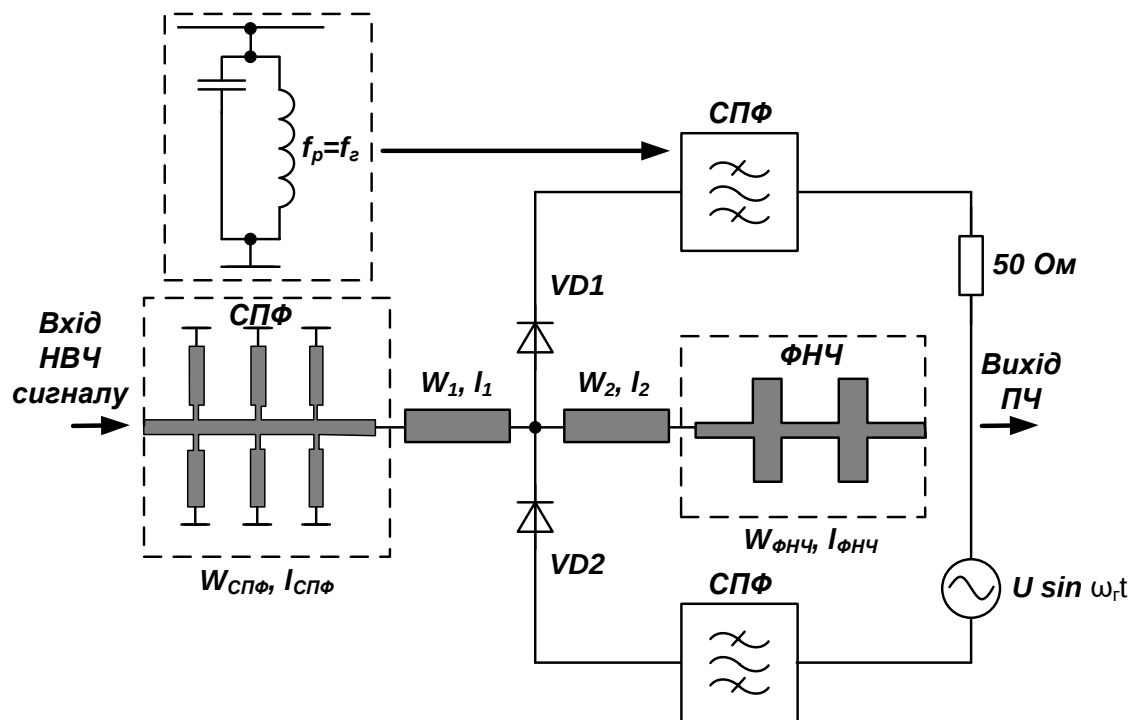
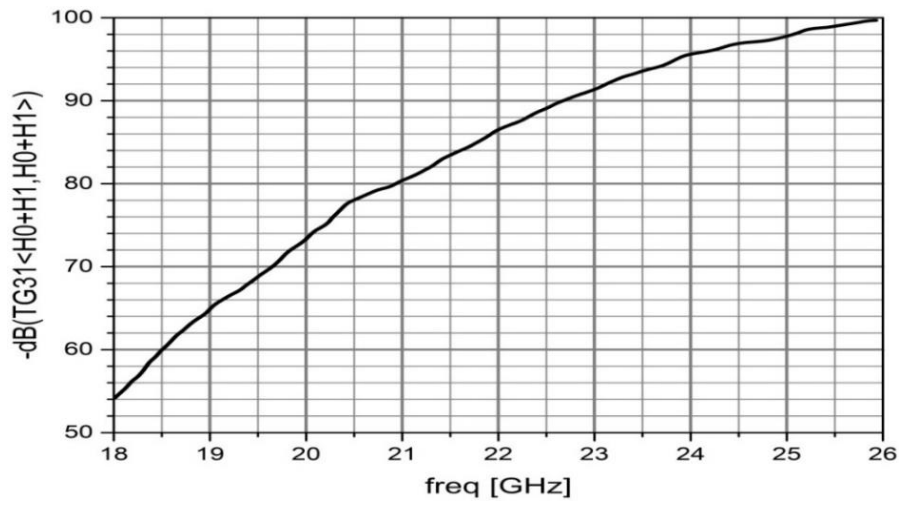
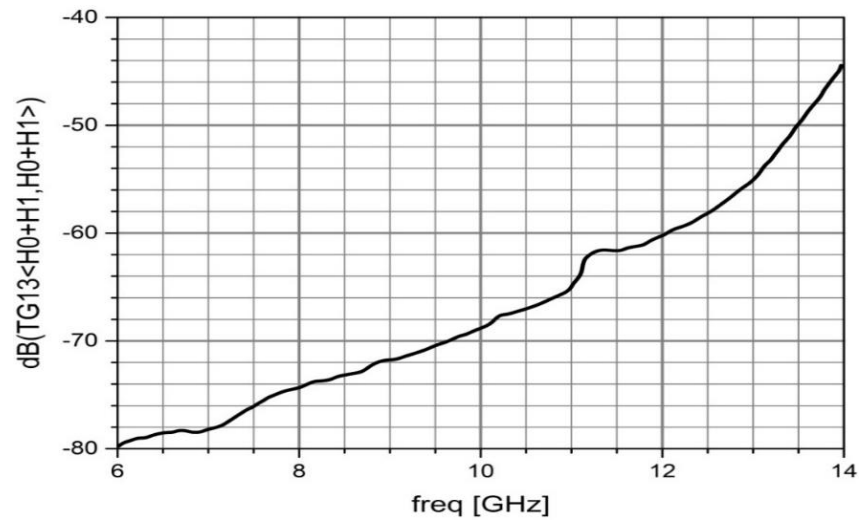


Рисунок 5 – Модель балансного змішувача прохідного типу



a)



б)

Рисунок 6 – Рівень ослаблення вхідного а) НВЧ сигналу на виході;
б) ПЧ на НВЧ вході

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ Х-ДІАПАЗОНУ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Перетворювач частоти X-діапазону

Тип роботи: _____ БДР _____
(БДР, МКР)

Підрозділ _____ ІРТС, ІЕС _____
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 93,02 % Схожість 6,98 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа відповідальна за перевірку _____ Олександр ЗВЯГІН
(підпис) (прізвище, ініціали)

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

Автор роботи _____ Вадим САРНЕЦЬКИЙ
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ Андрій ВОЛОВИК
(підпис) (прізвище, ініціали)