

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:

«ШИРОКОСМУГОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ X-ДІАПАЗОНУ»

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

Скородумов 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.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

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

Скородумову Валерію Олеговичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Широкопasmовий підсилювач потужності 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: частотний діапазон роботи підсилювача - 8-12 ГГц;
шумовий коефіцієнт - 3-6 дБ; посилення сигналу - не менше 40 дБ; робоча
температура підсилювача - від -40°C до +85°C; ККД: - від 30% до 50%.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): Вступ, аналіз особливостей роботи підсилювачів
потужності у Х-діапазоні. Аналіз класичних схем підсилювачів потужності.
Розробка та моделювання схеми оптимального підсилювача потужності
Х-діапазону, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
Схема однокаскадного широкопasmового підсилювача діапазону НВЧ. Схема
з активним зміщенням затвору та стабілізацією струму стоку. ВАХ та повна
крива потужності підсилювача. Схема розподіленого підсилювача з
неоднорідною структурою.

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, проф. каф. Дембіцька С.В.		

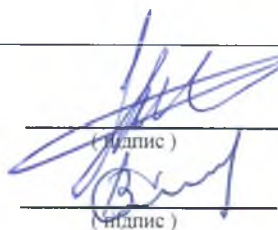
7. Дата видачі завдання «14» 03 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Прийматка
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 структурної схеми 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

Керівник роботи


 (підпис)

 (підпис)

Скородумов В.О.

Воловик А.Ю.

АНОТАЦІЯ

Скородумов В.О. Широкосмуговий підсилювач потужності Х-діапазону. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ 2024. 82 с., Українською мовою. Бібліогр.: 31 . назв; Рис.: 35.

Дана бакалаврська дипломна робота присвячена розробці та дослідженню широкосмугового підсилювача потужності для Х-діапазону. Розглядаються основні принципи проектування підсилювачів потужності, включаючи вибір активних елементів, розробку схемотехнічних рішень та оптимізацію параметрів.

Розроблено схеми однокаскадного та двокаскадного балансного змішувача для підсилювача потужності Х-діапазону. Представлено розрахунок основних параметрів та запропоновано необхідні конструкторські рішення для побудови підсилювача. Отримані результати комп'ютерного моделювання з використанням спеціалізованого пакету програм показали коректність розрахунків та повну відповідність запропонованих схем поставленим завданням.

Ключові слова: широкосмуговий підсилювач потужності, Х-діапазон, коефіцієнт підсилення, смуга пропускання, ефективність.

ANNOTATION

Skorodumov V.O. Broadband power amplifier X-range. Bachelor thesis. – Vinnytsia: VNTU 2024. 82 p., in Ukrainian. Bibliography: 31. names; Fig.: 35.

This bachelor's thesis is devoted to the development and research of a broadband power amplifier for the X-band. The main principles of designing power amplifiers are considered, including the selection of active elements, the development of circuit solutions, and the optimization of parameters. Single-stage and two-stage balanced mixer schemes for the X-band power amplifier have been developed. The calculation of the main parameters is presented and the necessary design solutions for the construction of the amplifier are proposed. The obtained results of computer modeling using a specialized software package showed the correctness of the calculations and the full compliance of the proposed schemes with the tasks set.

Keywords: wideband power amplifier, X-band, gain, bandwidth, efficiency.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП	7
1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ У Х-ДІАПАЗОНІ	9
1.1 Класифікація підсилювачів потужності	9
1.2 Аналіз характеристик підсилювачів потужності	15
1.3 Вплив температури на характеристики підсилювача.....	22
1.4 Висновки до розділу	26
2 АНАЛІЗ КЛАСИЧНИХ СХЕМ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ..	27
2.1 Визначення ширини смуги LTE сигналу	27
2.2 Балансні підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні	31
2.3 Підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні з від’ємним опором.....	34
2.4 Підсилювачі потужності у Х-діапазоні на тунельних діодах.....	38
2.5 Висновки до розділу	41
3 РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ОПТИМАЛЬНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ Х-ДІАПАЗОНУ	42
3.1 Характеристики галій-нітридних транзисторів для реалізації підсилювачів потужності.....	42
3.2 Структура схеми підсилювача потужності Х-діапазону на GaN HEMT-транзисторі.....	45
3.3 Моделювання розподіленого підсилювача з неоднорідною структурою на GaN HEMT транзисторі.....	50
3.4 Висновки до розділу	56
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	58
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	58
4.1.1 Обладнання робочого місця.....	58
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	61
4.2.1 Мікроклімат	61
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	68
4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	68
4.4 Висновки до розділу	69
ВИСНОВКИ	70
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	72
Додаток А (обов’язковий). Ілюстративний матеріал	76
Додаток Б (обов’язковий). Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи.....	82

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АБГШ – адитивний білий гаусовський шум
АКФ – автокореляційна функція
БПФ – швидке перетворення Фур'є
ВКФ – взаємкореляційна функція
КАМ – квадратурна амплітудна модуляція
КФ – кореляційна функція
МСЭ – Міжнародний Союз Електрозв'язку
НСКЗ – нормоване середньоквадратичне значення
ОБПФ – зворотне швидке перетворення Фур'є
ОСШ – відношення сигнал/шум
ПМ – запропонований метод
РБ – ресурсний блок
СКО – середньоквадратичне відхилення
ФМ – фазова модуляція
ЦП – циклічний префікс
ARQ – Automatic Repeat Reques
CFI – Control Frame Indicator
CQI – Channel Quality Indicator
DA – Data–Aided
DM–RS - Demodulation Reference Signals
DwPTS – Downlink Pilot Time Slot
EPA –Extended Pedestrian A
ETU – Extended Typical Urban
EVA – Extended Vehicular A
FDD – Frequency Division Duplex
FFT – Fast Fourier Transform

ВСТУП

Актуальність теми. У сучасному цифровому середовищі, де бездротові технології стрімко прогресують та застосовуються в різноманітних областях, дослідження підсилювачів потужності в Х-діапазоні має важливе значення. Цей діапазон охоплює частоти від 8 до 12 ГГц, відіграє ключову роль у високочастотних бездротових комунікаціях, медичних пристроях, військових системах зв'язку та в космічних та авіаційних технологіях [1].

Зростання обсягів даних, що передаються через бездротові мережі породжує необхідність створення потужніших та ефективніших підсилювачів в Х-діапазоні для забезпечення стабільного та швидкого зв'язку. [2].

З огляду на зростання кількості електронних пристроїв, які працюють у високочастотних діапазонах, також постає необхідність вирішення проблем, пов'язаних із тіньовими зонами та іншими перешкодами, що можуть впливати на якість зв'язку. Дослідження широкосмугових підсилювачів в Х-діапазоні може допомогти гарантувати надійну та стійку роботу систем зв'язку в умовах обмежень поширення сигналу [3].

Крім того, потреби в сучасних космічних та авіаційних технологіях, а також військові застосування, де вимагається високоякісний та надійний зв'язок, роблять дослідження підсилювачів в Х-діапазоні важливим напрямком розвитку [4].

Отже, у контексті розвитку бездротових технологій та зростаючої потреби в ефективному зв'язку, дослідження підсилювачів потужності в Х-діапазоні є актуальним для подальшого прогресу в даному напрямку.

Метою роботи є дослідження можливостей та характеристик широкосмугових підсилювачів потужності в Х-діапазоні з метою покращення ефективності та надійності бездротових комунікаційних систем у високочастотному діапазоні.

Об'єктом дослідження є широкосмугові підсилювачі потужності, призначені для використання у Х-діапазоні.

Предметом дослідження є властивості, характеристики та технології широкосмугових підсилювачів потужності у Х-діапазоні.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати *такі задачі*:

- визначити функціональні особливості та основні характеристики підсилювачів потужності;
- проаналізувати частотні характеристики підсилювача, що працює в НВЧ області;
- проаналізувати характеристики та структуру класичних схем підсилювачів потужності;
- провести розробку оптимального підсилювача потужності для роботи у Х-діапазоні та виконати моделювання його характеристик.

Методи досліджень базуються на широкому спектрі наукових підходів та технічних інструментів. Основні методи включають використання математичних моделей та теорій для аналізу основних параметрів підсилювачів, проведення досліджень та комп'ютерних симуляцій для визначення характеристик досліджуваних елементів.

Наукова новизна одержаних результатів

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

Практичне значення одержаних результатів

Дослідження підсилювачів потужності у Х-діапазоні мають важливе практичне значення в різних сферах, таких як бездротові комунікації, медична техніка, військові застосування та космічні технології. Вони допомагають покращувати ефективність та надійність зв'язку, що є ключовим у розвитку сучасного суспільства.

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

1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ У Х-ДІАПАЗОНІ

1.1 Класифікація підсилювачів потужності

Багато аспектів класифікації та основні характеристики підсилювачів потужності можуть бути застосовані у широкому спектрі частот, включаючи діапазон Х. Однак, як буде показано нижче, підсилювачі НВЧ мають ряд особливостей, які слід враховувати при їх проектуванні. Вони розділяються на аперіодичні та резонансні підсилювачі потужності [2].

Аперіодичні підсилювачі призначені для підсилення широкосмугових сигналів і використовуються головним чином для посилення звукових і відеосигналів. Намагання збільшити коефіцієнт корисної дії (ККД) призводить до підвищення амплітуд напруги і струмів підсилювальних елементів до максимально можливих значень. У таких умовах помітні нелінійності ВАХ, що можуть спричинити спотворення сигналів підсилення.

Резонансні підсилювачі потужності спеціалізуються на підсиленні радіочастотних коливань у вузькому діапазоні, використовуючи резонансний контур як навантаження для виділення першої гармоніки струму сигналу. У таких підсилювачах нелінійні спотворення струму є мінімальними, що дозволяє досягнути високої потужності і коефіцієнта корисної дії (ККД).

Підсилювачі потужності (ПП) спеціально призначені для передачі значних сигнальних потужностей без спотворень у низькоомне навантаження. Зазвичай вони використовуються як вихідні каскади у складі багатокаскадних підсилювачів [3]. Основною метою ПП є виділення максимальної потужності сигналу в навантаженні, при цьому посилення напруги вважається вторинним фактором.

Основними завданнями при розробці ПП є:

- забезпечення відповідності вихідного опору ПП навантаженню для передачі максимальної потужності в нього.

- мінімізація нелінійних спотворень сигналу.
- досягнення максимального коефіцієнта корисної дії (ККД).

ПП класифікуються за такими критеріями:

- спосіб посилення: однотактні та двотактні.
- спосіб узгодження: трансформаторні та безтрансформаторні.
- клас посилення: А, В, АВ, С, D, E/F, G, H, Т тощо.

Підсилювачі поділяються на певні класи в залежності від їх будови та характеристик експлуатації. Однак, не всі вони є однаковими, і відрізняються за методом налаштування та функціонуванням їх вихідних каскадів.

Основні робочі характеристики ідеального підсилювача включають лінійність, посилення сигналу, ефективність та вихідну потужність. Але в реальних підсилювачах завжди існує компроміс між цими характеристиками. Зазвичай, великі підсилювачі сигналу або потужності використовуються як вихідні каскади в системах звукового підсилення для навантаження гучномовця. Звичайний гучномовець зазвичай має опір від 4 Ом до 8 Ом, тому підсилювач потужності повинен забезпечувати доставку високих пікових струмів, необхідних для керування низькоомним динаміком [4].

Один зі способів, який активно використовується для чіткого відокремлення електричних характеристик різних типів підсилювачів, полягає у використанні "класів", і вони класифікуються відповідно до конфігурації схеми та методу роботи.

Таким чином, класифікація підсилювачів представляє собою термін, що активно використовується для розмежування різних типів. Класи підсилювачів визначають величину вихідного сигналу, яка змінюється в межах схеми підсилювача протягом одного циклу роботи при використанні синусоїдального вхідного сигналу. При визначенні класу підсилювача часто використовується ідеалізована статична характеристика підсилювального пристрою, де реальна характеристика (прохідна) апроксимується кусково-лінійно, як показано на рис. 1.1.

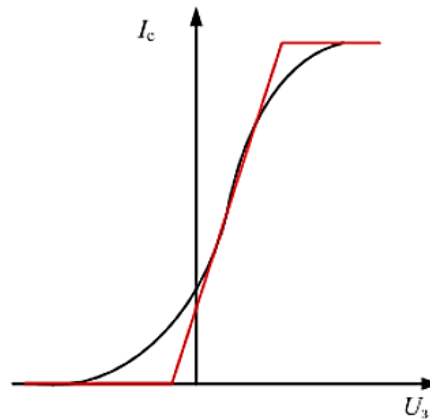


Рисунок 1.1 – Ідеальна статична характеристика підсилювача

В залежності від розташування робочої точки на характеристиці прямої передачі ПП та формування струму колектору (аноду, стоку) існують основні аналогові (струмові) режими [3]:

1. Підсилювач класу А - робоча точка знаходиться у середині лінійного діапазону статичної характеристики.
2. Підсилювач класу В - робоча точка розташовується на початку лінійного діапазону статичної характеристики.

Характеристики підсилення сигналу в таких підсилювачах ілюструються наступними малюнками (Рис. 1.2).

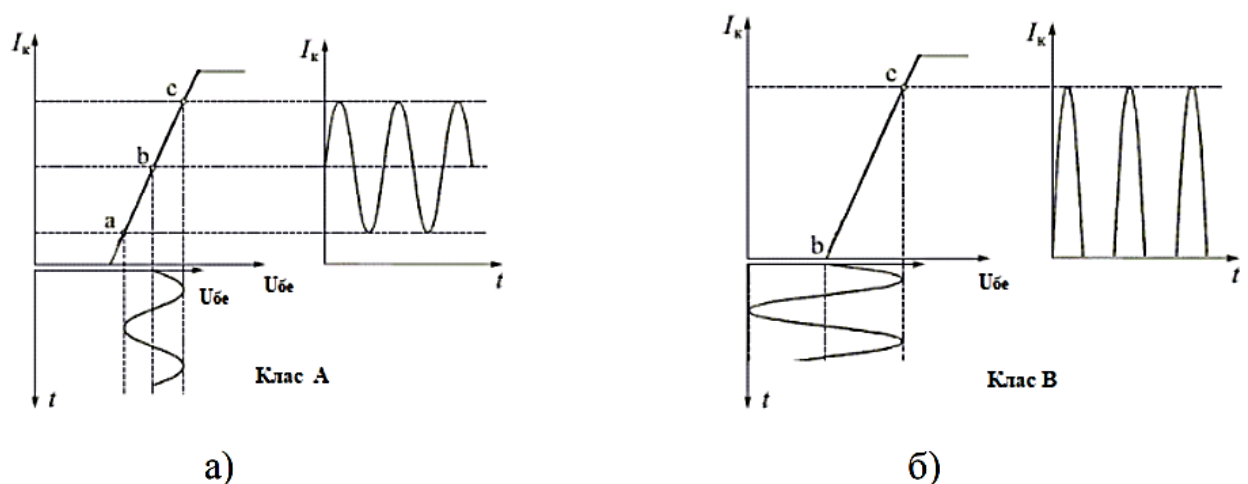


Рисунок 1.2 – Положення робочої точки: а) підсилювача класу А;
б) підсилювача класу В

На рис. 1.2 зображено графіки часового ходу вихідного струму транзистора у залежності від розташування робочої точки при подачі на вхід синусоїдального сигналу. З цих графіків видно, що підсилювач класу В проявляє більшу ступінь нелінійності, і для компенсації цього застосовують фільтрацію вихідного сигналу або двотактні схеми.

Класифікація підсилювачів різноманітна і охоплює широкий спектр від абсолютно лінійних, які використовуються в високоточних застосуваннях, до абсолютно нелінійних, де точність відтворення сигналу не є ключовою, але забезпечується велика ефективність. Інші класи представляють собою компроміс між цими двома крайнощами [5].

Класи підсилювачів переважно поділяються на дві групи (рис. 1.3): перша група – це традиційні підсилювачі, які керуються кутом провідності, і включають такі поширені класи як А, В, АВ і С. Вони характеризуються тим, що транзистор у вихідному каскаді працює в межах від «повністю відкритого» до «повністю закритого» [5].

Друга група – це нові «комутаційні» підсилювачі класів D, E, F, G, S, T і т.д., які використовують цифрові схеми та широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) для постійного перемикання сигналу між «повністю відкритим» і «повністю закритим», що значно виводить вихід у зони насичення та відсікання транзисторів.

Підсилювачі класу А є найбільш поширеними в топології підсилювача, оскільки вони використовують лише один вихідний комутаційний транзистор (біполярний, транзисторний транзистор, IGBT тощо) в своїй конструкції. Цей єдиний вихідний транзистор знаходиться навколо точки Q у середині свого робочого діапазону, тому ніколи не потрапляє в зону відрізу або насичення, що дозволяє йому проводити струм протягом усього 360-градусного вхідного циклу. Таким чином, вихідний транзистор топології класу А ніколи не вимикається, що є одним з його основних недоліків [6].

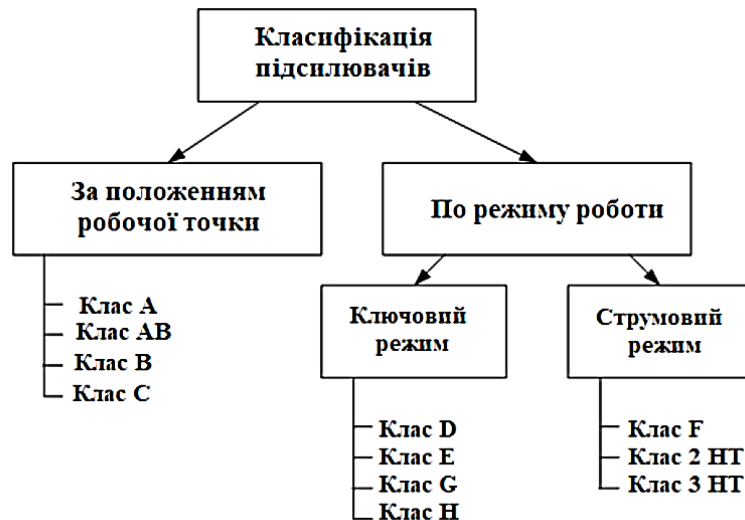


Рисунок 1.3 – Класифікація підсилювачів

Підсилювачі класу «А» вважаються найбільш універсальним класом, завдяки своїй бездоганній лінійності, високому коефіцієнту посилення та мінімальним спотворенням сигналу, якщо вони правильно спроектовані. Незважаючи на те, що їх рідко використовують у високопотужних системах через проблеми з тепловим розподілом. Підсилювачі класу «А» зазвичай мають найвищу якість підсилення аудіосигналів серед усіх класів, згаданих тут, і часто застосовуються у високопрецизійних аудіосистемах [6].

Підсилювачі класу «В» виникли як відповідь на проблеми ефективності та перегріву, у підсилювачах класу «А». Базовий пристрій класу «В» використовує два додаткові транзистори або біполярні FET для кожної половини сигналу, і його вихідний каскад налаштований у схемі «push-pull», що дозволяє кожному транзисторному пристрою підсилювати лише половину вихідного сигналу. У підсилювачів класу «В» відсутній струм зміщення бази, оскільки їх струм спокою дорівнює нулю, що призводить до меншої споживаної потужності постійного струму та вищої ефективності порівняно з підсилювачем класу «А». Однак це супроводжується певним зниженням лінійності комутаційного каскаду [5].

Підсилювач класу АВ, як можна здогадатися з назви, є сумішшю підсилювачів типу «Class A» та «Class B», про які ми обговорювали раніше.

Підсилювач класу АВ є варіацією підсилювача класу В, про який ми говорили раніше, за винятком того, що обидва транзистори можуть працювати одночасно навколо точки перетину сигналів, усуваючи проблеми спотворення кросовера, які є характерними для попереднього підсилювача класу В. Обидва транзистори мають дуже малу напругу зміщення, зазвичай від 5 до 10% струму спокою, щоб трохи змістити їх вище за точку відключення [6].

Отже, підсилювач класу АВ представляє собою ефективний компроміс між класами А та В щодо ефективності та лінійності, і його коефіцієнт ефективності перетворення зазвичай становить від 50% до 60%.

Навіть за такою формою транзисторного зміщення, яка призводить до покращеного коефіцієнта корисної дії підсилювача на приблизно 80%, спостерігаються дуже виразні спотворення вихідного сигналу. Тому підсилювачі класу С виявляються непридатними для використання у звукових системах. Це підкреслює той факт, що робоча точка спокою постійного струму визначає класифікацію підсилювача. Переміщуючи точку нижче по лінії навантаження, підсилювач перетворюється на класи АВ, В або С. Поза звуковими підсилювачами існують високоефективні класи підсилювачів, які використовують різні методи перемикання для зменшення втрат потужності та підвищення ефективності. Деякі з цих конструкцій використовують

RLC-резонатори або кілька джерел живлення для зменшення втрат потужності, тоді як інші - цифрові підсилювачі з цифровою обробкою сигналів (DSP), які використовують методи комутації широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) [4].

Інші часті класи підсилювачів включають підсилювачі класу D. Ці підсилювачі зазвичай представлені нелінійними комутаційними підсилювачами або підсилювачами із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Теоретично підсилювачі класу D можуть досягти 100% ефективності, оскільки вони уникають періодів, коли форми напруги та струму

перетинаються, враховуючи, що струм постачається лише через увімкнений транзистор.

Підсилювач класу F використовує гармонічні резонатори для підвищення ефективності та вихідної потужності, формуючи сигнал у вигляді квадратної хвилі. З нескінченною гармонічною настройкою, ефективність може перевищувати 90%.

Підсилювач класу G вдосконалює конструкцію підсилювача класу AB, використовуючи різні джерела живлення, які автоматично перемикаються в залежності від зміни вхідного сигналу. Це допомагає зменшити середнє споживання енергії і, відповідно, втрати потужності.

Підсилювач класу I має два набори вихідних комутаційних пристроїв, які дискретизують одну форму вхідного сигналу у паралельній двотактній конфігурації. Ці пристрої вмикаються та вимикаються разом, а робочий цикл ШІМ 50% анулює високочастотні сигнали.

Підсилювач класу S є нелінійним підсилювачем у режимі комутації, що перетворює аналогові сигнали у цифрові імпульси прямокутної хвилі та збільшує їх потужність.

1.2 Аналіз характеристик підсилювачів потужності

Підсилювачі потужності можуть мати різні значення коефіцієнтів підсилення - K_p . Проте, обов'язковою є умова, що коефіцієнт підсилення за потужністю завжди перевищує одиницю ($K_p > 1$), інакше пристрій втрачає свою функціональність як підсилювач. Це означає, що хоча б один із двох інших коефіцієнтів підсилення (K_U , K_I) має бути більшим за одиницю. Коефіцієнт підсилення за потужністю визначається виразом (1.1) [7]:

$$K_p = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = K_U K_I \quad (1.1)$$

До головних параметрів підсилювачів потужності належать також вхідний опір $Z_{вх}(\omega)$ (1.2) і вихідний опір $Z_{вих}(\omega)$ (1.3):

$$Z_{вх}(\omega) = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}; \quad (1.2)$$

$$Z_{вих}(\omega) = \frac{U_{нх} - U_{вих}}{I_{вх}}. \quad (1.3)$$

Необхідно враховувати значення вхідних та вихідних опорів при узгодженні підсилювача як з джерелом вхідного сигналу, так і з навантаженням. Коефіцієнт корисної дії визначається згідно з формулою (1.4):

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{спож}}. \quad (1.4)$$

Також розглянемо інші характеристики підсилювачів потужності, які мають важливе значення:

- амплітудну характеристику;
- амплітудно-частотну характеристику;
- фазо-частотну характеристику.

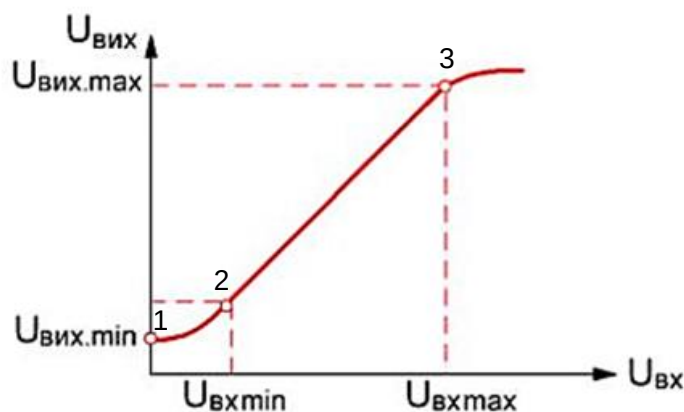


Рисунок 1.4 – Амплітудна характеристика підсилювача

Амплітудна характеристика підсилювача $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$, вказані на рис 1.2 - це залежність амплітуди вихідної напруги від амплітуди вхідної синусоїдної напруги з фіксованою частотою в області середніх частот підсилювача. Амплітудна характеристика дозволяє приблизно оцінити межі лінійності підсилення.

Між точками 1 та 3 спостерігається пряма залежність між амплітудою вихідного та вхідного сигналів. Цей діапазон є робочим для амплітуд вхідного сигналу ($U_{\text{вх.max}} - U_{\text{вх.min}}$), де амплітудна характеристика підсилювача є прямолінійною, а кут нахилу цієї характеристики залежить від коефіцієнта підсилення при фіксованій частоті вхідного сигналу. Проте, ліворуч від точки 1 ($U_{\text{вх}} < U_{\text{вх.min}}$), цей інтервал не використовується, оскільки неможливо відрізнити корисний сигнал від внутрішніх шумів підсилювача, таких як коливання напруги живлення або теплові процеси. За межами робочого діапазону, праворуч від точки 3 ($U_{\text{вх}} > U_{\text{вх.max}}$), пропорційність між амплітудою вихідного та вхідного сигналу порушується через нелінійні спотворення [2].

Динамічний діапазон описує ряд амплітуд (діючих значень) вхідного сигналу, при яких підсилювач може генерувати вихідну напругу пропорційно:

$$D = \frac{U_{\text{вх.max}}}{U_{\text{вх.min}}}. \quad (1.5)$$

Спотворення - це відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного. Існують два типи спотворень: лінійні та нелінійні. Нелінійні спотворення виникають через нелінійність вхідних і вихідних характеристик активних елементів. Ці спотворення збільшуються разом зі збільшенням амплітуди вхідного сигналу. При нелінійних спотвореннях у складі вихідної напруги виникають вищі гармоніки, які призводять до несинусоїдної форми сигналу. Рівень нелінійних спотворень можна оцінити за допомогою

коефіцієнта нелінійних спотворень (1.6) підсилювача, що визначається як відношення значення усіх вищих гармонік вихідного сигналу до значення вихідного сигналу:

$$K_{nc} = \frac{\sqrt{U_{вих(2)}^2 + U_{вих(3)}^2 + U_{вих(4)}^2 + \dots}}{U_{вих1}^2 + U_{вих2}^2 + \dots + U_{вих(n)}^2} * 100\%. \quad (1.6)$$

Лінійні спотворення вхідних сигналів зі складним спектром виникають через різні значення коефіцієнта підсилення $K = K(\omega j)$ на різних частотах, що призводить до різного підсилення окремих гармонік вхідного сигналу і, відповідно, до відмінностей у формах вихідного та вхідного сигналів. Ця різниця у підсиленні пояснюється залежністю реактивних опорів елементів підсилювача від частоти та змінами параметрів напівпровідникових приладів залежно від частоти. Для оцінки таких лінійних спотворень використовують амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) і фазо-частотні характеристики (ФЧХ) коефіцієнтів підсилення [7].

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) вказує на те, як змінюється модуль коефіцієнта підсилення напруги відносно частоти ($K(\omega)$ або $K(f)$). Ця характеристика відображає властивості підсилювача у всьому спектрі частот і є дуже інформативною.

Реальні підсилювачі підсилюють сигнали різних частот неоднаково. При розробці підсилювача стараються забезпечити його працездатність без спотворень в заданому діапазоні частот, який називається діапазоном середніх частот. У цьому діапазоні АЧХ реального підсилювача збігається з АЧХ ідеального. Зниження коефіцієнта підсилення в області низьких частот пояснюється наявністю міжкаскадних конденсаторів, а в області високих частот – зменшенням передачі струму транзистора.

Лінійні частотні спотворення оцінюються за допомогою коефіцієнта частотних спотворень, який визначається як відношення модулів

коефіцієнтів підсилення на середній частоті смуги пропускання ($K_0(f_0)$) до заданої робочої частоти ($K(f)$), згідно з виразом (1.6) [8]:

$$M = \frac{K_0(f_0)}{K(f)}, \quad (1.7)$$

де f_0 – частота смуги середніх частот.

Чим вищий за одиницю коефіцієнт частотних спотворень M , тим сильніше відбуваються частотні спотворення амплітуди вхідного сигналу. Діапазон частот, на яких значення коефіцієнта частотних спотворень залишається в межах допустимих значень, визначається як смуга пропускання

підсилювача – $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$. Нижня та верхня межі цієї смуги пропускання відповідно називаються нижньою граничною частотою $f_{\text{н}}$ та верхньою граничною частотою $f_{\text{в}}$ [9].

Фазо-частотна характеристика (ФЧХ) підсилювача описує, як змінюється фазовий зсув між вихідним і вхідним сигналами в залежності від частоти:

$$\varphi(f) = \varphi_{\text{вих}}(f) - \varphi_{\text{вх}}(f) \quad (1.8)$$

Враховуючи що $\tan \phi = b/a$, знаходимо:

$$\tan \phi = \frac{f}{f_{\text{н}}}, \quad (1.9)$$

$$\phi = \arctg \frac{f}{f_{\text{н}}}. \quad (1.10)$$

Зауважимо, що якщо частота сигналу значно менша за верхню граничну частоту, $U_{\text{вих}}$ майже дорівнює $U_{\text{вх}}$. Якщо частота дорівнює верхній граничній частоті, тоді $U_{\text{вих}}$ становить $0,707U_{\text{вх}}$ з фазовим зсувом у -45° .

У випадку, коли частота значно перевищує верхню граничну частоту, $U_{вих}$ дорівнює $(f_B/f)U_{вх}$. В цій області $U_{вих}$ зменшується на 20 дБ за декаду зі збільшенням частоти. RC-коло часто називають фільтром нижніх частот (ФНЧ), оскільки воно передає низькочастотні сигнали та блокує високочастотні. Зазвичай АЧХ RC-кола апроксимується наступним чином: при частоті f_B праворуч приймається $K=0$, а ліворуч $K=1$, тобто воно працює як ідеальний ФНЧ [9].

На рис. 1.5 показані АЧХ і ФЧХ RC-кола в логарифмічному масштабі:

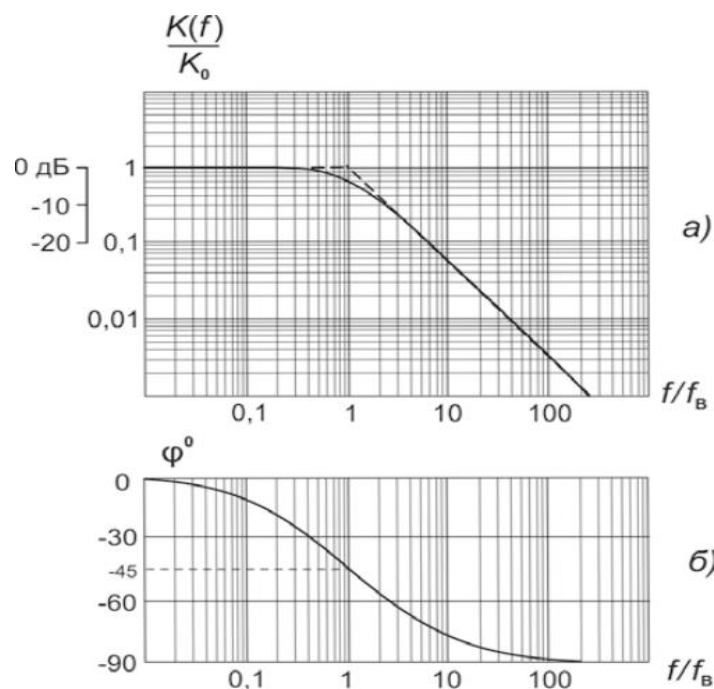


Рисунок 1.5 – Частотні характеристики RC-кола: АЧХ – а; ФЧХ – б

На рис. 1.6 представлена фазо-частотна характеристика (ФЧХ) коефіцієнта підсилення за напругою багатокаскадного транзисторного підсилювача з ємнісним зв'язком між каскадами та активним навантаженням у формі суцільної лінії, а ФЧХ для ідеального підсилювача у вигляді штрих-пунктирної кривої виражена формулою $\varphi(\omega) = -\tau \cdot \omega$ [9].

На високих частотах коефіцієнт підсилення також зменшується через вплив неминучих паразитних ємностей у всій схемі, таких як ємності між

характеристикою RC-кола. У цьому випадку, найбільш поширеними є схеми з джерелом напруги та струму.

Для RC-кола:

$$\dot{U}_{вих} = \dot{U}_{вх} \frac{\dot{X}_C}{R + \dot{X}_C} = \dot{U}_{вх} \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C}. \quad (1.11)$$

На високих частотах опір конденсатора X_C зменшується до мінімуму, що призводить до зниження вихідної напруги $U_{вих}$.

Коефіцієнт перетворення:

$$\dot{K} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C}. \quad (1.12)$$

Переназначимо $1/RC = \omega B = 2\pi f_B$ та проведемо відповідну заміну:

$$\dot{K} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + if / f_B}. \quad (1.13)$$

Відзначимо, що при f_B активний R і реактивний X_C опори рівні.

1.3 Вплив температури на характеристики підсилювача

Деякі схеми транзисторних підсилювачів мають серйозні недоліки, такі як значна нестабільність у температурному режимі та непридатність для масового виробництва. Температура транзистора (θ) залежить від його оточуючого середовища і власного нагріву від розсіюваної потужності. Властивості біполярного транзистора (БПТ) такі, що зміни температури впливають на колекторний струм ($I_{Кп}$) і, отже, на зсув робочої точки спокою.

Це особливо стосується схеми з емітерно-з'єднаним транзистором (зі СЕ) [10].

$$I_K = I_{K0} + \beta I_B. \quad (1.14)$$

Перш за все, зміна температури впливає на зворотний струм колектора (I_{K0}), напругу на база-емітерному переході (U_{BE}) і коефіцієнт передачі струму (β):

$$I_K = f(I_{K0}, U_{BE}, \beta). \quad (1.15)$$

Для оцінювання впливу I_{K0} , U_{BE} , β використаємо повний диференціал і перейдемо до кінцевих виразів:

$$\Delta I_K = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K0}} \Delta I_{K0} + \frac{\partial I_K}{\partial U_{BE}} \Delta U_{BE} + \frac{\partial I_K}{\partial \beta} \Delta \beta, \quad (1.16)$$

$$\Delta I_K = S_1 \Delta I_{K0} + S_U \Delta U_{BE} + S_\beta \Delta \beta. \quad (1.17)$$

Часткові похідні, що відображають температурну нестабільність (позначені як коефіцієнти S), прямо вказують, яким чином змінюється струм колектора внаслідок теплових впливів на параметри I_{K0} , U_{BE} , β . При дуже малих значеннях коефіцієнтів S зміна струму колектора I_K має мінімальний вплив, і схема демонструє високу температурну стабільність. Основний вплив на постійний струм має:

1) *Теплова зміна зворотного струму колектора ΔI_{K0}* (це найістотніша складова). Для кремнієвого транзистора з емітером зворотній струм:

$$I_{K0(0)} = I_{K0} 2^{\frac{\theta - \theta_0}{\Delta_2 \theta}} = I_{K0} 2^{\frac{\Delta \theta}{10}}. \quad (1.18)$$

де $\theta = 300 \text{ K}$; приріст для кремнію $\Delta_2\theta$ при якому I_{K0} подвоюється складає $\Delta_2\theta \approx 10 \text{ K}$. Збільшення температури θ на 10 градусів Цельсія збільшує значення I_{K0} вдвічі [11].

Для реалізації з СЕ вплив зворотного струму виражений більш очевидно, оскільки:

$$I_{K0(e)} = (\beta + 1)I_{K0(\delta)}, \quad (1.19)$$

$$I_{K0(e)} = I_{K0(\delta)}. \quad (1.20)$$

Фактично, зростання I_{K0} ще швидше, оскільки при підвищенні θ коефіцієнт передачі струму β збільшується.

2) *Теплові зміни статичних характеристик.* Наприклад, для вхідних характеристик кремнієвого БПТ, підвищення температури θ на 1°C призводить до зменшення напруги U_{BE} на 2,1 мВ (рис. 1.6,а). Відповідно, вихідні характеристики зсуваються вгору при зростанні температури (рис. 1.6, б).

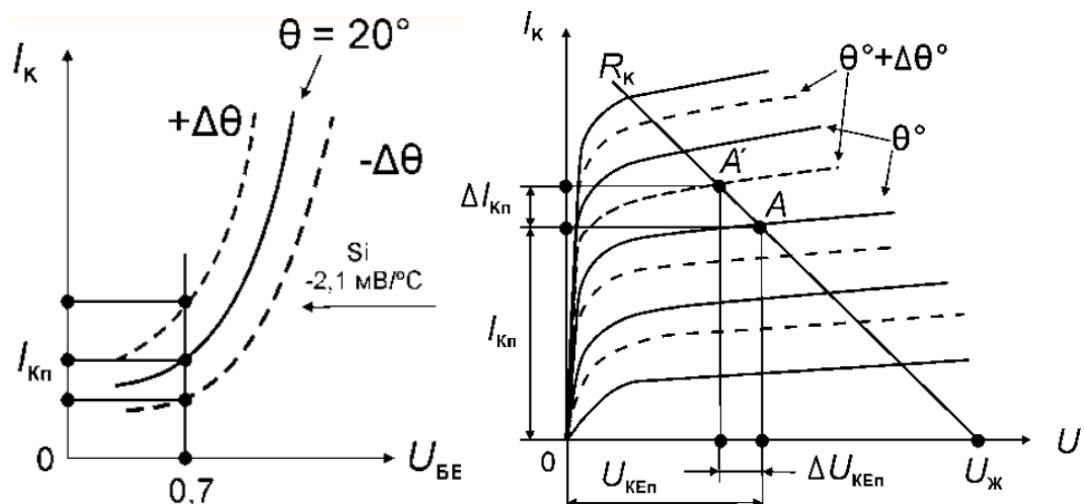


Рисунок 1.8 – Вплив температури на характеристики (пунктирними лініями вказано характеристики при зміні температури): вхідні – а, вихідні – б

3) *Теплова зміна β* вважається найбільш незначною складовою. У практиці лише вплив зміни струму I_{K0} враховується, що означає, що $S = SI$. Чим менше коефіцієнт температурної нестабільності S , тим меншу впливає зміна I_{K0} на колекторний струм.

Коефіцієнт нестабільності S залежить як від методу підключення транзистора, так і від конструкції схеми зсуву. Для схеми з емітером на землі (СЕ) $1 < S < \beta + 1$. Ефективні схеми забезпечують $S = 1.5...2$, тоді як для схем фіксованого зсуву $S = \beta + 1$. При великих значеннях S спостерігається значний зсув робочої точки (рис. 1.8, б), що призводить до збільшення потужності втрати тепла і зростання нелінійних спотворень [11].

На рисунку 1.9 показані ємності транзистора, які впливають на амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) підсилювача, відображені штриховано. Роздільний конденсатор і конденсатор в колі емітера на високих частотах фактично є короткими ланцюгами, тому їх можна не враховувати. Відповідно, роздільні конденсатори не відображені, а емітер підключений до землі.

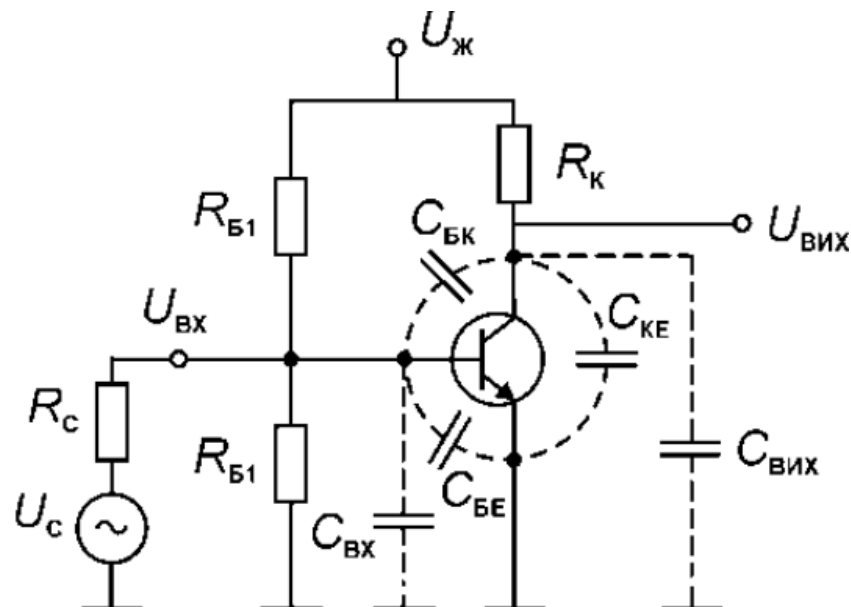


Рисунок 1.9 – Ємності транзистора, що впливають на АЧХ в Х-діапазоні

$C_{БК}$ – це внутрішня міжелектродна ємність між базою та колектором транзистора.

$C_{ВХ}$ – це паразитна ємність на виході транзистора, яка виникає між провідником, що йде до бази та землею.

$C_{БЕ}$ – це внутрішня міжелектродна ємність між базою та емітером транзистора, яка підключена паралельно до $C_{Б}$.

$C_{ВІХ}$ – це паразитна ємність на виході транзистора, яка працює паралельно з $C_{КЕ}$.

$C_{КЕ}$ – це внутрішня міжелектродна ємність між колектором та емітером транзистора.

Транзистори невеликої потужності зазвичай мають дрібні виводи та короткі провідники. Зазначені ємності дуже невеликі, зазвичай менше 5 пФ. Їх практично неможливо точно виміряти, тому їх значення встановлюють приблизно. Внутрішні міжелектродні ємності транзисторів зазвичай вказуються у технічних характеристиках.

1.4 Висновки до розділу

Було досліджено особливості роботи підсилювачів потужності в Х-діапазоні. Наведено принцип класифікації даних підсилювачів, що дозволило нам систематизувати різноманітні види та визначити їхні основні властивості. Далі, провівши аналіз характеристик, було розглянуто амплітудні, амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики підсилювачів. Це дозволило краще зрозуміти їх роботу та вплив на сигнали в НВЧ діапазонах.

Окрему увагу було приділено впливу температури на характеристики підсилювачів. Виявлено, що температурні зміни можуть значно впливати на їхню ефективність та стабільність, тому було розглянуто методи компенсації впливу температури для забезпечення стабільності роботи підсилювачів у різних умовах експлуатації.

2 АНАЛІЗ КЛАСИЧНИХ СХЕМ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

2.1 Транзисторні підсилювачі НВЧ діапазону з низьким рівнем шуму

Малощумні підсилювачі високочастотного діапазону створюються з урахуванням низки вимог, що можуть бути достатньо строгими та в певних випадках протилежними. Основні характеристики таких підсилювачів включають:

- мінімальний рівень шуму;
- високий рівень підсилення;
- широкий динамічний діапазон;
- рівномірну амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) та лінійну фазо-частотну характеристику (ФЧХ) у широкому діапазоні частот.

Підсилювачі повинні мати достатньо широкий діапазон підсилення, щоб уникнути необхідності у їх перестроці. На сьогодні, для систем радіозв'язку, радіомовлення та телебачення, найбільш поширені малощумні підсилювачі на транзисторах [11]. Вони можуть використовувати:

- біполярні транзистори для частот до 7 ГГц;
- полеві транзистори зі затвором Шотткі, на частотах до міліметрового діапазону.

Характеристики підсилювача в НВЧ діапазоні описуються параметрами, які відрізняються від параметрів підсилювачів помірних та високих частот, оскільки вимірювання в НВЧ діапазоні мають свої особливості. До цих параметрів відносяться:

- вхідні та вихідні коефіцієнти відбивання (Γ_1 і Γ_2);
- функції підсилення та відбивання потужності (K_p і K_{om}).

Велике значення мають також параметри шуму, такі як коефіцієнт шуму, шумове число та міра шуму [10].

На рис. 2.1 зображено базову структурну схему однокаскадного підсилювача потужності НВЧ діапазону. Підсилювальний пристрій

представлений як чотириполюсник, що описується хвильовими параметрами матриці розсіювання (S-параметрами).

Ці параметри можна визначити шляхом вимірювання падаючих та відбитих хвиль або розрахувати на основі відомих класичних Y-параметрів підсилювального пристрою. Хвильові рівняння для комплексних амплітуд падаючих та відбитих хвиль дозволяють встановити характеристики підсилювача радіосигналів у діапазоні НВЧ за різних параметрів джерела сигналу та навантаження. Підсилювач узгоджується з джерелом сигналу та навантаженням ($R_{\Gamma} = \rho_0$, $R_{\text{н}} = \rho_0$) [11]. У реальних входних та вихідних НВЧ ланцюгах у режимі узгодження з джерелом сигналу та навантаженням хвильові опори мають значення приблизно 50 Ом, що відрізняється від необхідних значень для нормальної роботи транзистора. Тому підсилювач повинен включати узгоджувальні ланцюги СЦ1 та СЦ2, які трансформують значення опорів.

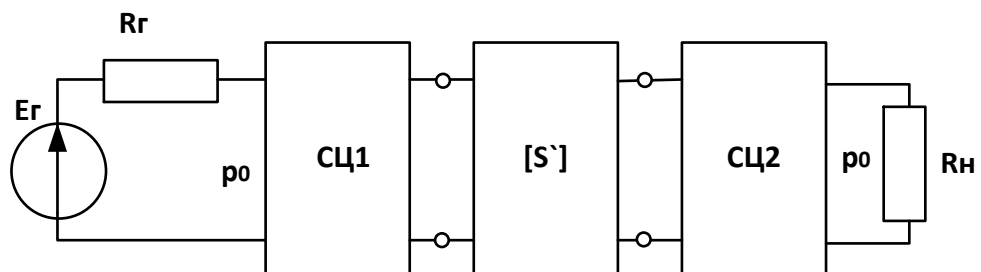


Рисунок 2.1 – Структурна схема однокаскадного підсилювача

Одним з ключових умов для нормальної роботи транзисторного підсилювача СВЧ є його стійкість. Існуючі внутрішні та зовнішні паразитні зворотні зв'язки призводять до того, що на таких високих частотах транзистор в значній мірі втрачає свої властивості невзаємності, і за певних співвідношень навантажуючих опорів Z_1 та Z_2 підсилювач може самозбуджуватися. Це можливо у випадку, коли параметри S такі, що активна складова входного або вихідного опору транзистора стає від'ємною,

причому вхідний опір залежить від його навантаження, а вихідний — від опору джерела сигналу, перерахованого до його вхідних клем. Від'ємному активному опору відповідає коефіцієнт відбиття, модуль якого більший за одиницю [12].

Підсилювач вважається абсолютно стійким у визначеному діапазоні частот, якщо навіть за умови підключення будь-яких комплексних опорів Z_1 та Z_2 з позитивними активними складовими, він не виявляє ознак самозбудження. Якщо ж існують значення цих опорів, при яких підсилювач може самозбуджуватися, його вважають потенційно стійким (умовно стійким, потенційно нестійким).

Під час розробки підсилювачів у Х-діапазоні увагу акцентують на використанні транзисторів, які безумовно знаходяться в області абсолютної стійкості. Якщо транзистор не відповідає критеріям абсолютної стійкості, його переводять в цю область шляхом послідовного або паралельного підключення стабілізуючого резистора в вихідний ланцюг.

Стабілізуючий резистор компенсує негативну дійсну частину вихідного опору у всьому частотному діапазоні, що призводить до того, що еквівалентний активний елемент стає абсолютно стійким. За допомогою відповідного вибору параметрів узгоджувальних ланцюгів СЦ1 і СЦ2 можна забезпечити різні режими роботи підсилювача [12].

Найчастіше застосовуються режими екстремального підсилення та мінімізації шуму. Реалізований номінальний коефіцієнт підсилення потужності визначається відношенням потужності у навантаженні до номінальної потужності джерела сигналу, тобто до максимальної потужності, яку це джерело може передати в комплексно-зв'язане навантаження. Коефіцієнт підсилення має екстремальне значення в умовах одночасного комплексно-зв'язаного узгодження транзистора по входу та виходу, коли коефіцієнти відбиття на його вході та виході дорівнюють нулю.

Важливим показником транзисторних підсилювачів НВЧ є коефіцієнт шуму, зменшення якого часто стає головним завданням проектування.

Коефіцієнт шуму підсилювача залежить від опору джерела сигналу, переведеного до затвору транзистора, і може бути зменшений вибором цього опору. Забезпечення можливості мінімізації коефіцієнта шуму називається оптимальним узгодженням по входу.

На рис. 2.2 відображено типову схему однокаскадного вузькосмугового малошумного підсилювача на польовому транзисторі з затвором Шотткі.

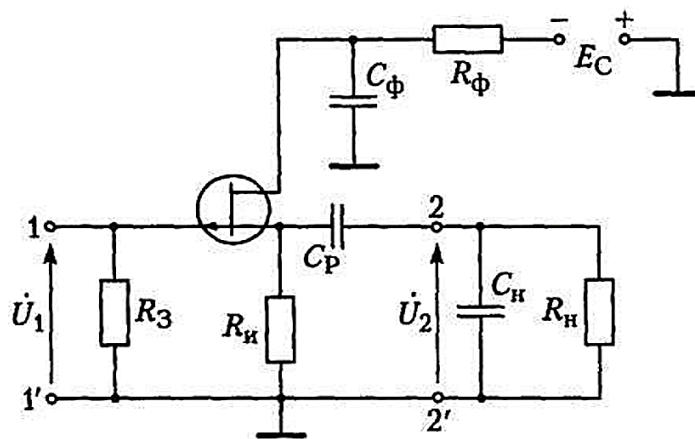


Рисунок 2.2 – Схема однокаскадного широкопсмугового підсилювача діапазону НВЧ

Транзистор в цій схемі має загальний стік. Коло узгодження СЦ₁ складається з мікросмужкових ліній l_1 , l_2 , а узгоджувальне коло СЦ₂ - з відрізків l_3 , l_4 . В загальному випадку хвильові опори ліній неоднакові, і l_1 , l_3 утворюють короткозамкнуті петлі. Стабілізуючий опір R_{cm} при високих частотах з'єднаний паралельно до вихідних затискач транзистора. Для формування АЧХ вузькосмугових малошумних підсилювачів можна застосовувати фільтри зосередженої вибірконості на вході або на виході. Також використовуються кола негативного зворотного зв'язку з реактивних елементів [13].

Зниження коефіцієнта підсилення транзистора зі зростанням частоти створює необхідність вирішення питань узгодження в широкопсмугових

підсилювачах на верхній межі робочого діапазону. Зайве підсилення на НЧ компенсується шляхом використання реактивних або вирівнювальних кіл.

2.2 Балансні підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні

У техніці, що працює у Х-діапазоні найчастіше використовують широкосмгові балансні підсилювачі (рис. 2.3), які мають кілька корисних властивостей:

- 1) Точка перетину характеристика досягає більше 3 дБ;
- 2) Збалансоване навантаження 50 Ом на вході та виході;
- 3) Дублювання двох каскадів забезпечує працездатність у випадку відмови одного з них.

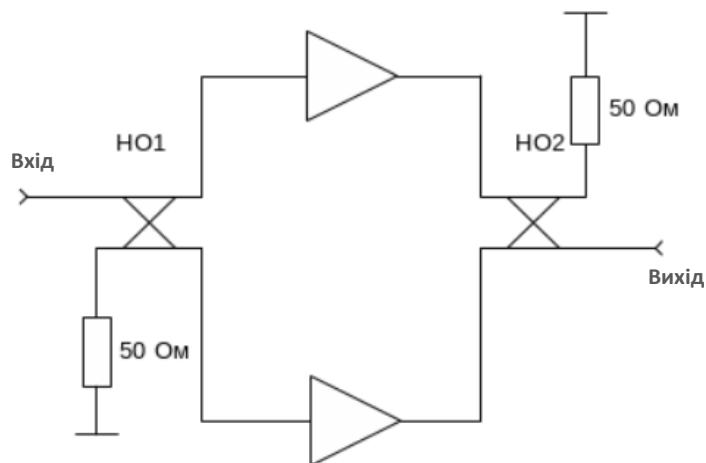


Рисунок 2.3 – Структура балансного підсилювача потужності

Можливість розсіювання відбитої потужності від обох ідентичних входів на ізольованому опірному навантаженні дає можливість налаштовувати кожний підсилювач з максимально ефективним шумовим зіставленням, не витрачаючи зусиль на управління відбитою потужністю від входів.

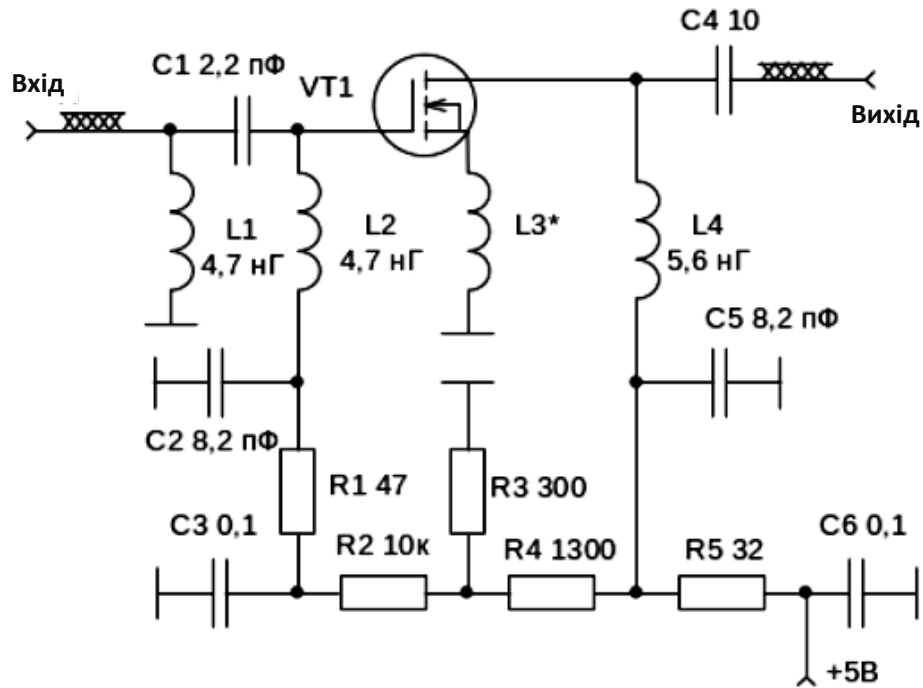


Рисунок 2.4 – Схема одного із каскадів балансного підсилювача

На рис. 2.4 представлена схема одного з каскадів балансного підсилювача, який використовується у системах мобільного зв'язку. Цей підсилювач побудований на основі транзистора ATF-54143, що використовує технологію EPNEMT. Технологія EPNEMT забезпечує покращену характеристику транзистора, включаючи коефіцієнт шуму, який знаходиться в діапазоні від 0,25 до 0,5 дБ.

У складі підсилювача (рис. 2.4) знаходиться вхідна сумісна схема з ФВЧ, що включає конденсатор C1 і індуктивні котушки L1 і L2. Котушка L1 призначена для зниження посилення на низьких частотах. Додатково, C1 має подвійне призначення, вона виступає роздільною для постійного струму. L2 також має подвійне призначення і використовується для подачі зміщення на затвор PHEMT [13].

Представлена схема з активним зміщенням затвору та стабілізацією струму стоку, зображена на рис. 2.5.

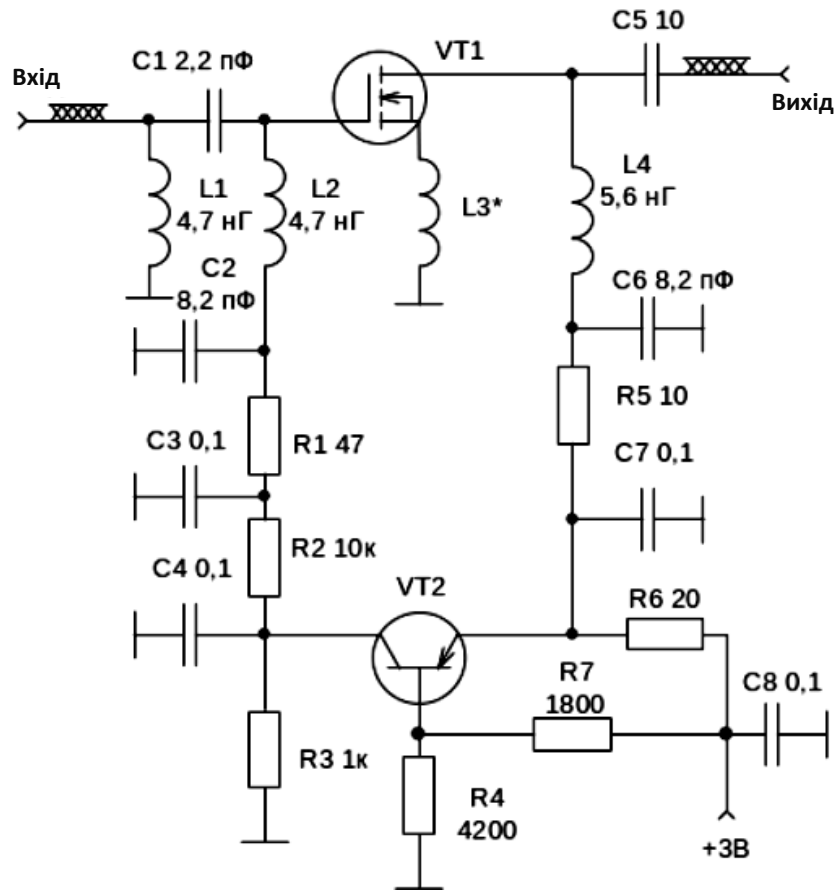


Рисунок 2.5 – Схема з активним зміщенням затвору та стабілізацією струму стоку

Вхідна схема є результатом компромісу між низьким рівнем шуму, втратами зворотної потужності та посиленням. Вихідна сумісна схема ФВЧ складається з конденсатора $C4$ і індуктивної котушки $L4$, яка також використовується для подачі напруги на стік РНЕМТ. Конденсатори $C2$ і $C5$ забезпечують низький опір для сумісних схем і забезпечують стабільність у робочому діапазоні частот. Резистори $R4$ і $R5$ разом з $C3$ і $C6$ забезпечують низький опір, що поліпшує стабільність в області низьких частот [14].

Котушки індуктивності $L3$ – це короткі передавальні лінії між кожним стоком і землею, що виступають як елементи послідовного негативного зворотного зв'язку.

Зміщення напруги на затвор здійснюється за допомогою ділника R3 і R4. Напруга для ділника формується з напруги на стоці з ООС, в яку включений R5. Таким чином, забезпечується стабілізація струму стоку транзистора. Додатковий опір R2 (приблизно 10 кОм) обмежує струм затвора при роботі в області насичення та точці компресії.

Основні характеристики балансного підсилювача:

- коефіцієнт передачі - 15-16 дБ;
- робочий діапазон - 1,7-2,2 ГГц;
- коефіцієнт шуму - 0,85 дБ;
- вхідна точка перетину 3-го порядку - 24,2 дБм;
- вихідна точка компресії - 22,4 дБм.

2.3 Підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні з від'ємним опором

Підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні з від'ємним опором - це пристрої, які підвищують сигнали високих частот у діапазоні НВЧ, характеризуються від'ємним опором. Розглянемо передавальну лінію (рис. 2.6), у якої хвильовий опір $p=1g_0$ і яка навантажена на провідність g [15].

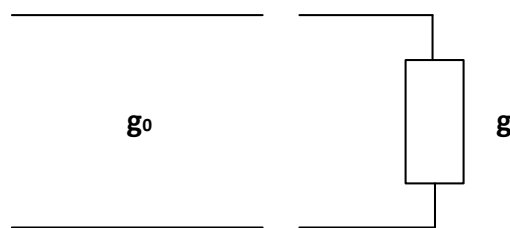


Рисунок 2.6 – Лінія передачі

Коефіцієнт відбиття від існуючого навантаження дорівнює:

$$\Gamma = \frac{g_0 - g}{g_0 + g}. \quad (2.1)$$

Залежно від значення та знака провідності g можливі ситуації проілюстровані на рис. 2.7:

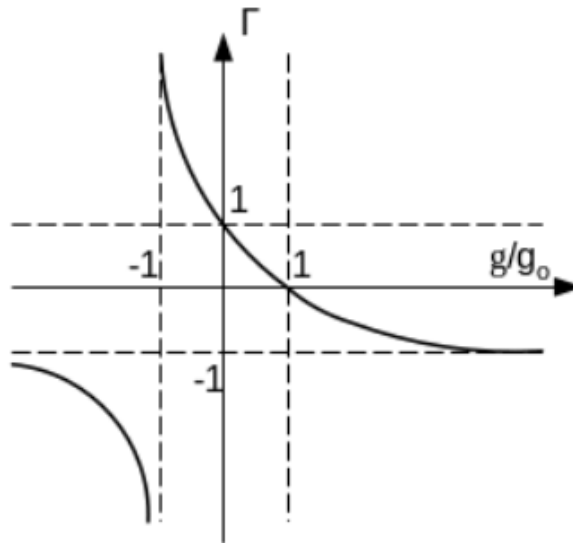


Рисунок 2.7 – Режим роботи в залежності від параметрів провідності підсилювача з від’ємним опором

- 1) $g = \infty$ (коротке замикання), в цьому випадку коефіцієнт відбиття $\Gamma = -1$;
- 2) $g = g_0$, режим узгодження, при якому $\Gamma = 0$;
- 3) $g=0$ (холостий хід) – $\Gamma = 1$;
- 4) у випадку $g < 0$ формулу можна переписати наступним чином:

$$\Gamma = \frac{g_0 + |g|}{g_0 - |g|}. \quad (2.2)$$

Отже, при $g_0 - |g| > 0$ спостерігається підсилення (режим стійкого підсилення);

5) при $g_0 - |g| > 0$ настає перехід у режим генерації;

6) при $g_0 - |g| < 0$ спостерігається режим наростаючих коливань [15].

Отже, присутність від'ємного опору дозволяє підвищити падіння хвилі. Фізично від'ємний опір означає компенсацію втрат у коливальних системах та лініях передачі.

На рис. 2.8 зображено еквівалентну схему підсилювача потужності прохідного типу з від'ємним опором у коливальному контурі.

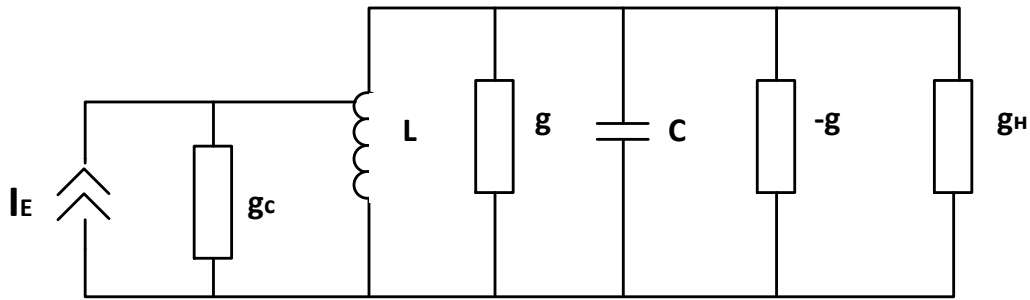


Рисунок 2.8 – Еквівалентна схема підсилювача потужності прохідного типу з від'ємним опором у коливальному контурі

Підсилювачі потужності з від'ємним опором в x -діапазоні вирізняються здатністю забезпечувати стабільність і підвищений коефіцієнт підсилення на високих частотах. Це досягається завдяки компенсації втрат ізоляції та ефектів ємнісного зв'язку, що дозволяє їм ефективно працювати в широкому діапазоні частот. Такі підсилювачі особливо корисні в системах, які вимагають високої стійкості та швидкодії, наприклад, в високочастотних комунікаційних системах або радіоелектронних пристроях [16].

Коефіцієнт передачі потужності до навантаження дорівнює:

$$K_p = \frac{P_n}{P_{co}} = \frac{U_n^2 g_n}{P_{co}}. \quad (2.3)$$

Звідси маємо вираз для напруги по навантаженню:

$$U_n = \frac{I_c}{(g_c + g_{oe} + g_n) - g + jb}. \quad (2.4)$$

де n – коефіцієнт включення.

Потужність джерела сигналу при узгодженні:

$$U_n = \frac{I_c'^2}{4g_c}. \quad (2.5)$$

На резонансній частоті реактивна компонента $jb=0$ дорівнює нулю, отже:

$$K_{po} = \frac{4g_n g_c'}{(g_{\Sigma} - g)^2}. \quad (2.6)$$

Отже, наявність від'ємного опору може призвести до підсилення потужності, оскільки маємо наступні залежності:

$$Q_3 = \frac{f_0}{\Delta F_{0,707}} = \frac{1}{pg_e}, \quad (2.7)$$

$$g_e = g_{\Sigma} - g = \frac{\Delta F_{0,707}}{pf_0}. \quad (2.8)$$

В такому випадку для коефіцієнта передачі отримаємо:

$$K_p = \frac{4g_n g_c'}{\left(\frac{\Delta F_{0,707}}{pf_0} \right)}. \quad (2.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{K_p} = \frac{2\sqrt{g_n g_c'}}{(\Delta F_{0,707})} pf_0, \\ \text{або} \\ \sqrt{K_p} \cdot \Delta F_{0,707} = 2 f_0 \sqrt{\delta_n \delta_c} \end{array} \right\} \quad (2.10)$$

де $\sqrt{K_p} \cdot \Delta F_{0,707}$ – площа підсилення сигналу;

$\delta_n = pg_n$ – відносне загасання, що вноситься у сигнал навантаженням;

$\delta_c = pg'_c$ – відносне загасання, що вносить джерело сигналу.

У даному випадку, узгодження за потужністю виглядає наступним чином:

- зі сторони джерела сигналу: $g'_c = g_{oe} + g_n - g$;

- зі сторони навантаження $g_n = g'_c + g_{oe} - g$.

Виконати обидва ці умови одночасно, а саме мати наявність від'ємного опору і відсутність відбитих хвиль, неможливо. Це означає, що при наявності від'ємного опору частину сигналу відбивається, а це в свою чергу стає причиною утворення відбитих хвиль. Наявність цих відбитих хвиль призводить до збільшення рівня шумів у системі. Таким чином, неможливо уникнути відбитих хвиль при наявності від'ємного опору, що призводить до збільшення шумів.

2.4 Підсилювачі потужності у Х-діапазоні на тунельних діодах

Тунельний діод (ТД) є електронним пристроєм з «пропускною» N-подібною ділянкою вольт-амперної характеристики (рис. 2.9).

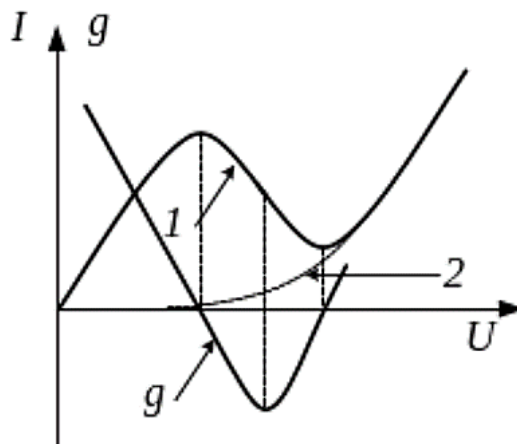


Рисунок 2.9 – ВАХ тунельного діода

Таку ВАХ мають звичайні тунельні діоди (діоди Есакі) і резонансно-тунельні діоди (РТД) на основі двобар'єрних гетероструктур. На «пропускній» ділянці диференційна провідність складає $g = di / dU < 0$ [16].

При ситуації коли $\omega_{роб} < \omega_{кр}$ тунельний діод є активним елементом. Робочий діапазон такого діоду обирається з умови $\omega_{роб} < \omega_{кр} / 3$. При $\omega_{роб} > \omega_{кр}$ діод є пасивним. Коефіцієнт передачі за потужністю дорівнює:

$$K_p = \frac{g^2}{(\pi C \Delta F_{0,707})^2}. \quad (2.11)$$

У електричній схемі підсилювача містяться тунельні діоди (VD), живлення, подільник напруги, джерело сигналу і навантаження (рис. 2.10).

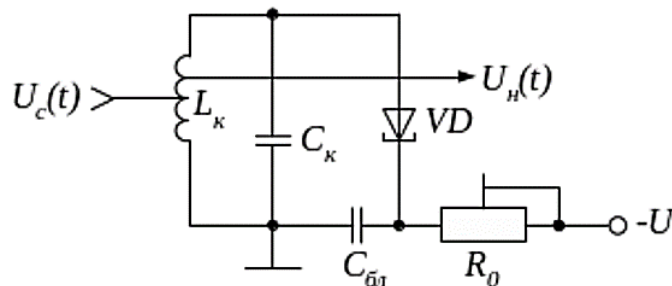


Рисунок 2.10 – Реалізація підсилювача у нижній частині НВЧ діапазону

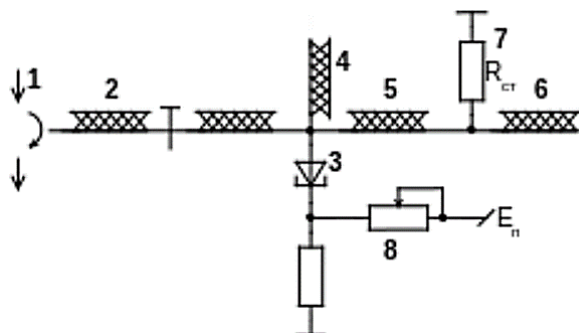


Рисунок 2.11 – Хвильоводна реалізація підсилювача для верхньої частини НВЧ діапазону

У діапазоні X , для посилення потужності сигналів можна використовувати як діодні, так і транзисторні схеми. Обидва типи мають свої переваги та недоліки, і вибір залежить від конкретних вимог до системи [17].

1. Діодні підсилювачі.

- Переваги. Діодні підсилювачі відзначаються високою швидкістю та здатністю працювати на високих частотах. Вони є простими в збудженні та мають низький рівень шуму. Такі підсилювачі можуть бути ефективними в пристроях, де важливі низькі втрати та висока швидкість, наприклад, у радіоприймачах чи передавачах радіосигналів.

- Недоліки. Діодні підсилювачі мають обмежену потужність та коефіцієнт підсилення порівняно з транзисторними підсилювачами. Вони можуть бути менш стійкими до змін температури та інших умов експлуатації.

2. Транзисторні підсилювачі.

- Переваги. Транзисторні підсилювачі можуть мати велику потужність та коефіцієнт підсилення, що робить їх ідеальними для використання у вимогливих системах, де потрібна значна потужність на високих частотах. Вони також можуть бути більш стійкими до змін температури та інших умов експлуатації.

- Недоліки. Транзисторні підсилювачі можуть мати вищий рівень шуму порівняно з діодними підсилювачами. Вони також можуть бути складнішими у реалізації та вимагати додаткових компонентів для правильної роботи.

Вибір між цими двома типами підсилювачів залежить від конкретних потреб системи, таких як потужність, швидкість, шум та інші фактори.

У сучасних конструкціях, підсилювачі потужності на тунельних діодах переважно не застосовуються як головний компонент для посилення радіосигналів у високочастотних діапазонах. Зазвичай, для цієї мети використовуються транзисторні підсилювачі, такі як біполярні або МіС транзистори (наприклад, транзистори на бар'єрі Шотткі).

Проте, тунельні діоди все ще можуть бути використані у специфічних застосуваннях, де вони мають певні переваги. Наприклад, в електронних пристроях їх можна використовувати для генерації радіосигналів у високочастотних діапазонах, як генератори коливань або високочастотні ключові пристрої. Проте, їх використання обмежене і не так широко поширене, як у випадку транзисторних підсилювачів, через їх обмеження щодо потужності, швидкодії та ефективності.

2.5 Висновки до розділу

Було розглянуто класичні варіанти реалізації підсилювачів потужності високочастотних діапазонів. Аналіз схем підсилювачів потужності дозволив з'ясувати їхні основні характеристики та переваги, а також визначити області їхнього застосування.

Транзисторні підсилювачі НВЧ діапазону з низьким рівнем шуму виявилися ефективними в системах, де важлива чистота сигналу та низькі втрати.

Балансні підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні показали високу стабільність та ефективність при роботі з різними видами сигналів.

Підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні з від'ємним опором відкрили нові можливості для підвищення ефективності систем та зниження рівня шуму.

Також, було досліджено підсилювачі потужності на тунельних, що можуть працювати у Х-діапазоні та демонструють потенціал для використання в системах з високочастотними сигналами, пропонуючи альтернативний підхід до підсилення сигналів в цьому діапазоні. В цілому, було отримано глибоке розуміння різноманітних підходів до підсилення сигналів у високочастотних діапазонах, що дозволяє відкривати нові можливості для розвитку та аналізувати параметри більш досконалих реалізацій підсилювачів потужності.

3 РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ОПТИМАЛЬНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ Х-ДІАПАЗОНУ

Розглянемо оптимальний підсилювач потужності (ПП) для роботи у Х-діапазоні на 0,25 мкм галій-нітридному (GaN) транзисторі високої електричної мобільності на основі карбідного кремнію (SiC).

Транзистори GaN on SiC HEMTs представляють собою високочастотні елементи з високою рухливістю електронів, засновані на галієвому нітриді і вирощені на підкладках з карбіду кремнію. Вони широко використовуються у високочастотних пристроях, таких як потужні підсилювачі, завдяки їхній високій ефективності та швидкості реакції [17].

3.1 Характеристики галій-нітридних транзисторів для реалізації підсилювачів потужності

Матеріали галію-арсеніду (GaAs) і галію-нітриду (GaN) використовуються для розробки NDPA. Транзистори GaN HEMT, з вищою напругою руйнування та вищою вихідною потужністю, більш підходять для створення широкосмугових та високопотужних підсилювачів. Для цієї розробки використовувався процес GaN/SiC HEMT з кроком 0,25 мкм на пластинках діаметром 4 дюйми (10,16 см) з підкладками з SiC товщиною 100 мкм.

Для забезпечення надійної робочої напруги руйнування за умов високої стікання, у процесі використовується конструкція поля, з'єднаної з джерелом. Крім того, цей процес пропонує два пов'язаних між собою металевих шари, високонадійні метал-ізолятор-метал (MIM) конденсатори та точні резистори TaN для повних дизайнів монолітних інтегральних схем Х-діапазону [17].

Згідно з інформацією в [18], при ширині затвору 0,25 мкм, насичена вихідна потужність на частоті 10 ГГц становить 5 Вт/мм при $V_d = 28$ В та $I_d = 100$ мА/мм. При напрузі стоку 28 В, частота зрізу становить 25 ГГц,

максимальна частота коливань – 75 ГГц, а максимальний стабільний коефіцієнт підсилення на частоті 10 ГГц - 19,5 дБ.

Типова ВАХ показана на рис. 3.1.

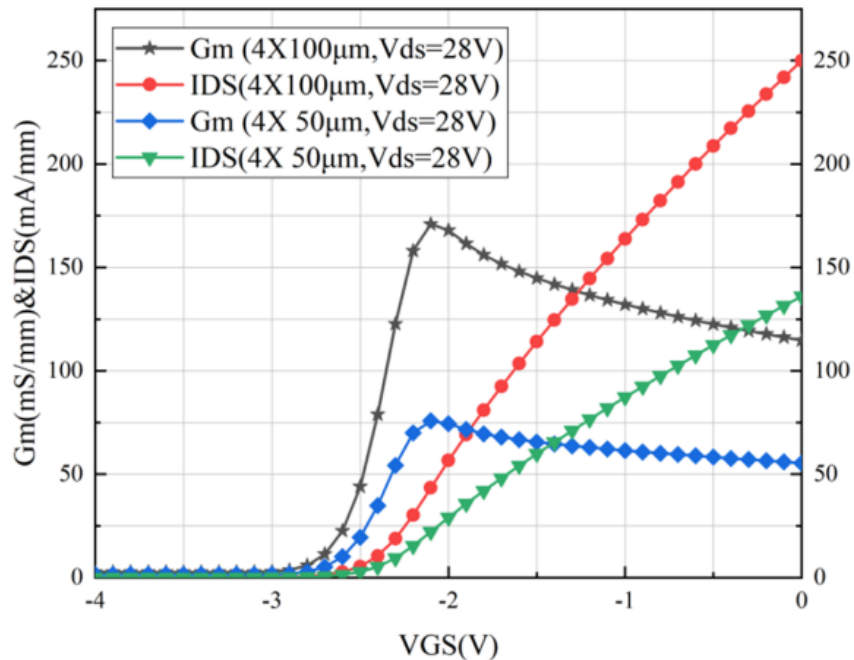


Рисунок 3.1 – ВАХ підсилювача потужності

Коли напруга стоку становить 28 В, а ширина затвору – 4×50 мкм, передавальна характеристика більше ніж удвічі зростає до 75 мС/мм. Під тією ж напругою стоку видно, що струм при ширині затвору 0,4 мкм удвічі більший, ніж при ширині затвору 0,2 мкм, і зростає зі збільшенням напруги.

Повна крива I-V з FETs 0,4 мкм для техніки показана на рис. 3.2. Рисунок 3.2 відображає добре виражені характеристики і максимальну щільність струму понад 325 мА/мм (при $V_g = 0$ В, $V_d = 28$ В). Видно, що при тій же напрузі стоку зміна напруги воріт значно змінює вихідний струм. Різні напруги затвора та стоку транзистора відображають робочі стани підсилювача [18].

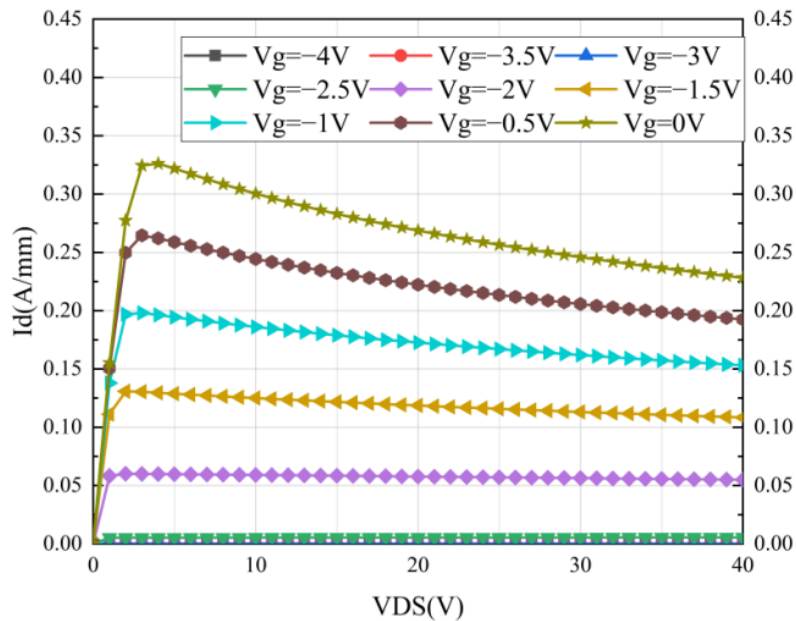


Рисунок 3.2 – Повна підсилювача потужності

Коли напруга стоку становить -1,5 В, це означає, що потужніший підсилювач працює в режимі класу АВ. Порівняно з напругою затвору -0,2 В, ефективність збільшується, але лінійність зменшується.

Максимальна частота відсічки цього процесу складає 24,5 ГГц. Для досягнення найкращої відповідності в роботі транзистора вимірюють великі параметри сигналу. Насиченість вихідної потужності транзистора становить 5 Вт/мм, ККД – 65%, а коефіцієнт підсилення - 14,1 дБ. При введенні потужності пристроїв GaN на рівні 27 дБм на частоті 10 ГГц, ККД транзистора досягає свого максимуму, але в цей момент підсилення суттєво стискається [18].

Рис. 3.3 показує еквівалентну схему малих сигналів для пристрою GaN НЕМТ. R_s , R_d і R_g відповідають відповідно захисту від джерела, стоку та затвору. C_{gs} , C_{gd} і C_{ds} представляють ємність між затвор-джерело, затвор-стік та стік-джерело відповідно. L_g , L_s і L_d , відповідно, представляють паразитну індуктивність. За допомогою характеристик відповіді на частоту одного транзистора GaN можна інтуїтивно визначити фактори, які впливають на пропускну здатність підсилювача.

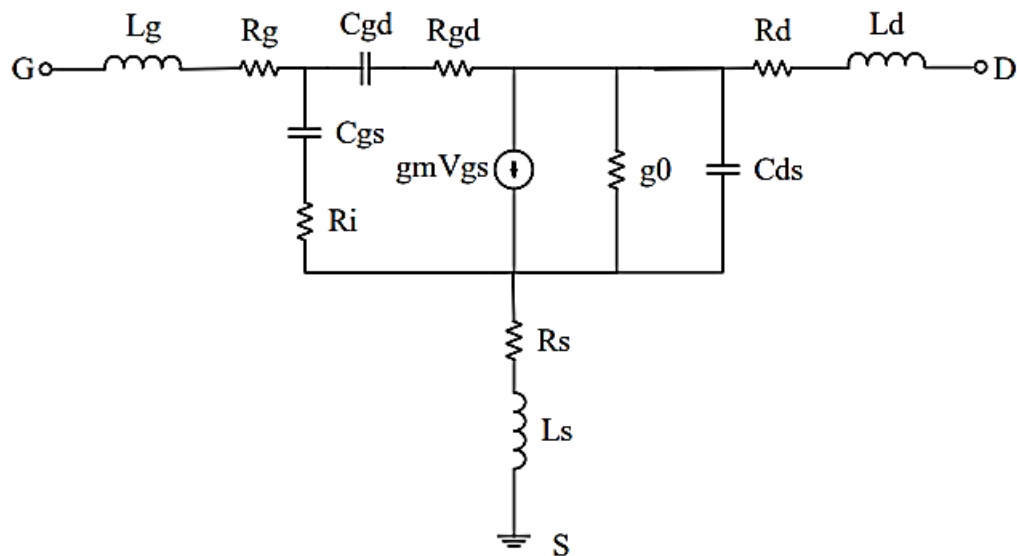


Рисунок 3.3 – Еквівалентна модель GaN HEMTs транзистора

На низьких частотах паразитна ємність, як правило, вважається непомітною для амплітуди підсилення підсилювача, але зі збільшенням частоти паразитна ємність спричиняє зниження амплітуди підсилення підсилювача.

Тому, щоб збільшити граничну частоту, слід вибрати транзистор трохи меншого розміру.

3.2 Структура схеми підсилювача потужності Х-діапазону на GaN HEMT-транзисторі

Згідно з аналізом моделі малих сигналів транзистора в попередньому розділі, паразитна ємність транзистора сильно впливає на підсилення та пропускну здатність підсилювача. Основна ідея даного підсилювача полягає у тому, щоб з'єднати паразитні ємності затвору та стоку декількома транзисторами поряд з індуктивними елементами. Це дозволяє побудувати провідники, які компенсують вплив паразитної ємності транзистора на підсилення. З одного боку, паразитна ємність транзистора компенсується

індуктивним елементом, при цьому ефективно утримуючи зниження підсилення на високих частотах, що викликано паразитною ємністю підсилювача. З іншого боку, паразитна ємність та індуктивний елемент формують мережу відповідності типу T , що значно розширює робочий частотний діапазон підсилювача [19]. На рис. 4 зображено підсилювач потужності, що складається з затворних та стокових штучних ліній зв'язку, а характеристичний імпеданс лінії передачі - Z_0 . Вхідні штучні лінії зв'язку для затвору та вихідні для стоку з'єднані за допомогою провідності транзисторів.

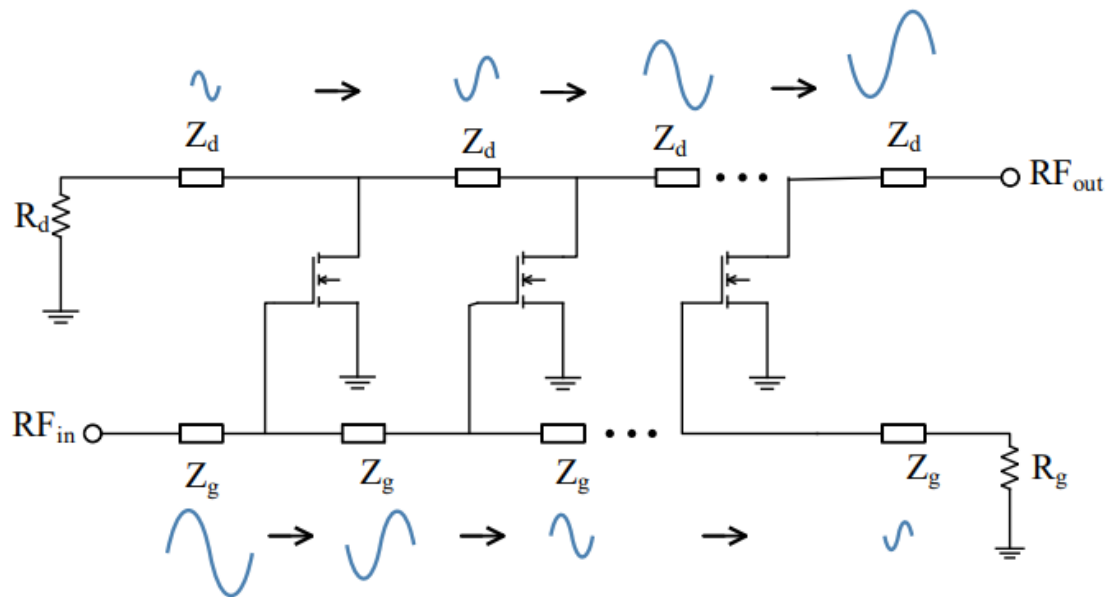


Рисунок 3.4 – Структура типового підсилювача потужності на GaN HEMT-транзисторі

Як було описано раніше, принцип розподіленого підсилювача потужності ґрунтується на теорії ліній передачі. Візьмемо подвійну лінію передачі довжиною ΔZ ; якщо тільки ΔZ стає нескінченно малим, еквівалентну схему цієї лінії передачі можна вважати такою, що має нескінченно малий опір, провідність, індуктивність та ємність. Відповідна еквівалентна схема показана на рис. 3.5.

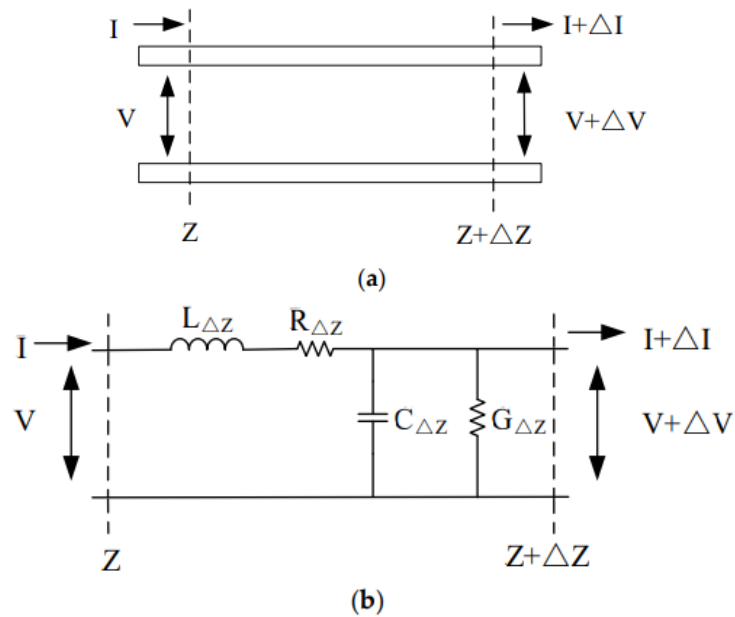


Рисунок 3.5 - Модель подвійної лінії передачі: (а) подвійна лінія передачі, (б) еквівалентна модель

Обмежені лінії передачі можна уявити як послідовно з'єднане розподілене параметричне коло, що складається з кількох ліній передачі довжини ΔZ . Застосовуючи закони Кірхгофа для напруги та струму до схеми, показаної на рисунку 3.5,б, ми можемо отримати вирази (3.1) та (3.2) [19] :

$$v(z) - R\Delta z \cdot i(z) - j\omega L\Delta z \cdot i(z) - v(z - \Delta z) = 0; \quad (3.1)$$

$$i(z) - G\Delta z \cdot v(z + \Delta z) - j\omega C\Delta z \cdot v(z + \Delta z) - i(z - \Delta z) = 0. \quad (3.2)$$

Конкретний зміст змінних, які входять вираз, не буде повторюватися. Формули (3.3) та (3.4) отримуються шляхом вирішення системи рівнянь:

$$v(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}; \quad (3.3)$$

$$i(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}. \quad (3.4)$$

де γ - це комплексна стала, яка залежить від частоти (3.5):

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (3.5)$$

де α – це константа загасання, а β – константа зсуву фаз.

Автори [20] показують, що схема може відповідати оптимальному навантаженню, регулюючи розмір транзисторів. Діаграма потоку струму будь-яких двох суміжних транзисторів у неоднорідній структурі зображена на рис. 3.6.

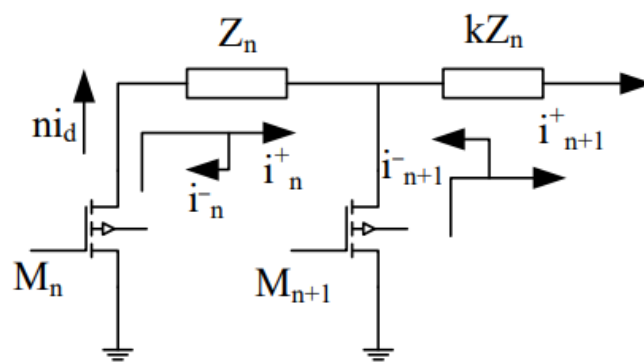


Рисунок 3.6 – Діаграма потоку струму суміжних транзисторів у неоднорідній структурі

Згідно з принципом мікрохвиль, позитивні та негативні струми на рисунку 8 можуть бути виражені у вигляді формул (3.6) та (3.7):

$$i_n^- = ni_d - ni_n^- = \frac{2}{1+k} ni_d; \quad (3.6)$$

$$i_{n+1}^- = i_d - i_{n+1}^- = \frac{1}{1+k} i_d; \quad (3.7)$$

$$k = \frac{n}{1+n} \quad (3.8)$$

Коли характеристичний імпеданс кожної лінії передачі стоку в неоднорідній структурі задовольняє вираз (3.8), то зворотний струм майже

повністю компенсує всі потоки струму до навантаження, що покращує ефективність даного підсилювача потужності.

Підсилювачі NDPA мають обмежену пропускну здатність через вплив паразитної ємності транзисторів. Для підвищення частоти зрізу використовують малі конденсатори на воротах із послідовним рядковим резистором для постачання потужності [21].

У додатку А (рис А.4) наведено схему типового розподіленого підсилювача з неоднорідною структурою.

Через великий опір, R_g підключений паралельно для забезпечення шляху зміщення. Якщо підсилювач використовує метод штучних ліній передачі для поглинання S , пристрій може бути просто еквівалентним чисто опірним характеристикам. Отже, енергоефективне коло nTH може бути представлено еквівалентною схемою, як показано на рис. 3.7.

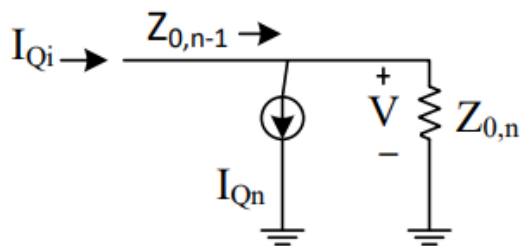


Рисунок 3.7 – Еквівалентна схема ядра nTH

Звідси можна визначити вихідний імпеданс на міліметр пристрою:

$$R_{ds} = Z_{0,n} \sum_{i=1}^n W_{Qi}; \quad (3.9)$$

$$Z_{0,n} = \frac{R_{ds}}{\sum_{i=1}^n W_{Qi}}. \quad (3.10)$$

Таким чином для забезпечення максимальної передачі потужності до навантаження:

$$\frac{R_{ds}}{R_L} = \sum_{i=1}^n W_{Qi}. \quad (3.11)$$

З рисунку 3.7 можна зробити висновок, що загальна ширина затвору залежить від вихідного опору кожного міліметрового пристрою та кінцевого опору електричної схеми, тоді як вихідна потужність залежить від загальної ширини затвору транзистора. Вихідний опір на міліметр визначається матеріалом та технологічним процесом.

За допомогою симуляції постійних характеристик моделі, при напрузі стоку 28 В, ширині воріт 0,5 мм та точці струму 146 мА, вихідний опір на міліметр для пристрою GaN HEMT з довжиною затвору 0,25 мкм становить 94 Ом·мм, що використовується для орієнтовного обчислення.

Загальна ширина затвору пристрою обчислюється як 1,88 мм за рівнянням (3.11). Для підвищення ефективності у реальному схемотехнічному рішенні до вихідного порту додається схема придушення небажаних гармонік сигналу [22].

3.3 Моделювання розподіленого підсилювача з неоднорідною структурою на GaN HEMT транзисторі

На рисунку 3.8 представлено електричну схему описаного вище підсилювача потужності, що використовуватиметься для моделювання.

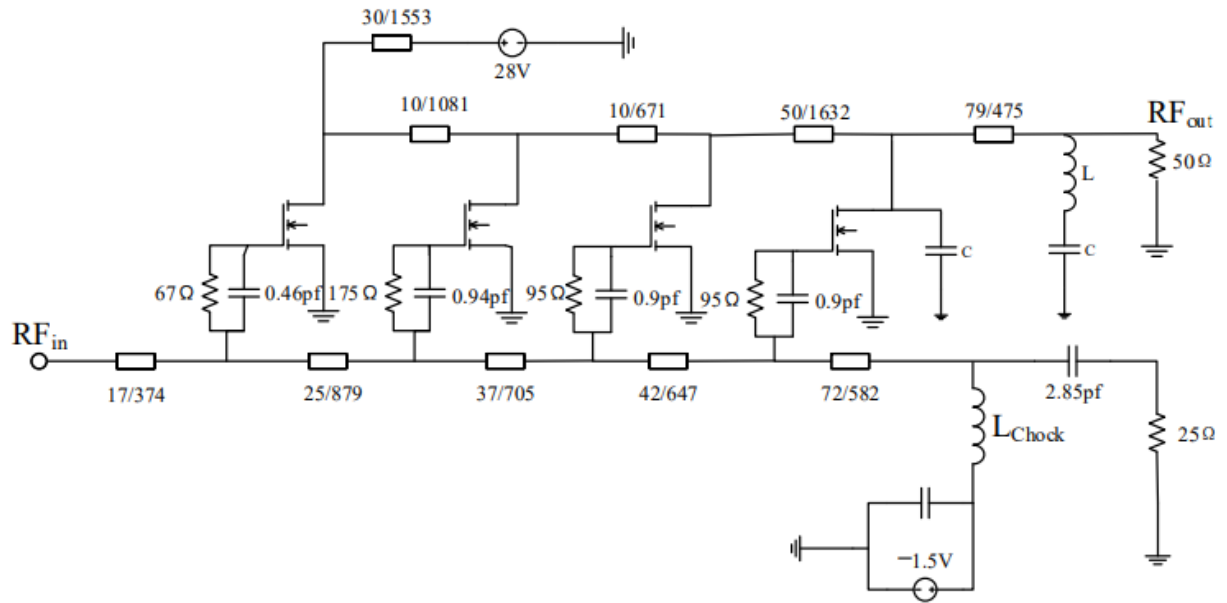


Рисунок 3.8 – Схема розподіленого підсилювача з неоднорідною структурою

Принцип роботи даного підсилювача полягає у послідовному додаванні струму на стокові лінії передачі, але незбалансованість фаз струму призводить до зниження ефективності.

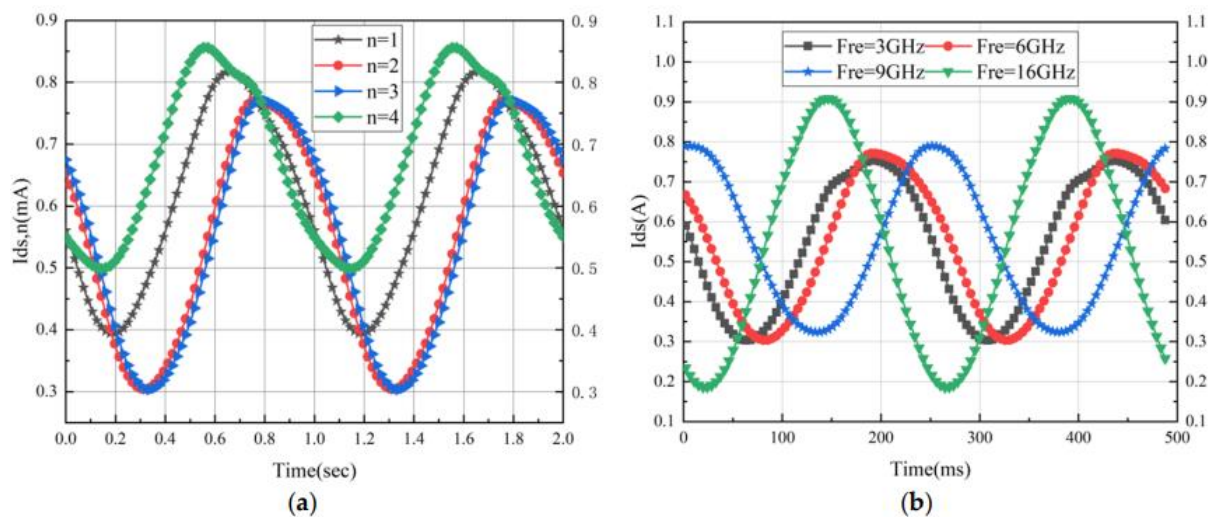


Рисунок 3.9 – Зміна струму стоку: (а) на кожному каскаді стоку з часовою областю; (b) на кінцевому каскаді стоку як функція частоти

На рис. 3.9а, показано, як змінюється вихідний струм на кожному каскаді. Видно, що як амплітуда, так і фаза струму змінюються, а ідеальна ситуація полягає в тому, щоб струми на всіх рівнях накладалися в фазі.

Рисунок 3.9б демонструє зміну струму на виході стоку при різних частотах. Відзначається, що амплітуда та фаза вихідного струму не узгоджені при різних частотах. У діапазоні частот від 3 ГГц до 9 ГГц різниця амплітуди струму невелика, але різниця фаз може досягати 90° . При частоті 12 ГГц амплітуда струму досягає максимального значення, але різниця фаз між іншими точками частоти може бути майже 180° . Під час симуляції, процес налаштування довжини та ширини лінії на мікросмузі може значно впливати на фазу, але одночасно змінює значення імпедансу.

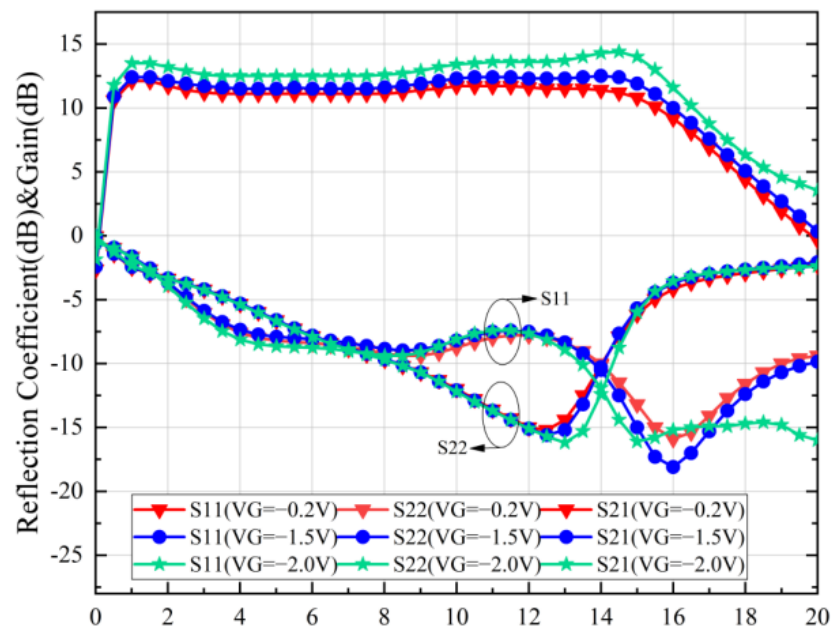


Рисунок 3.10 – Вплив напруги зміщення затвора на слабкий сигнал.

На рис. 3.10, показано відмінності сигналів при зміні напруги від -0,2 В до -2 В. При напрузі зсуву затвора -0,2 В струм стоку становить 790 мА, при -1,5 В – 335 мА, а при зміщенні напруги на затворі до -2 В – 154 мА. Коефіцієнт підсилення поступово зменшується зі зростанням напруги на

затворі, втрати S_{11} залишаються практично незмінними, а втрати S_{22} коливаються на високих частотах при зміні напруги на затворі.

У бібліотеці моделей є певні невідповідності між ємнісними та індуктивними параметрами елементів та реальними пристроями. Тому, виконується аналіз чутливості та моделювання ключових компонентів ланцюга. На рис. 3.11 показані елементи, на які найчутливіше реагує схема підсилювача потужності. Зокрема, з рис. 3.11 очевидно, що значення опору поглинання на затворі R та довжина мікросмужкової лінії L_3 мають значний вплив на загальну продуктивність схеми.

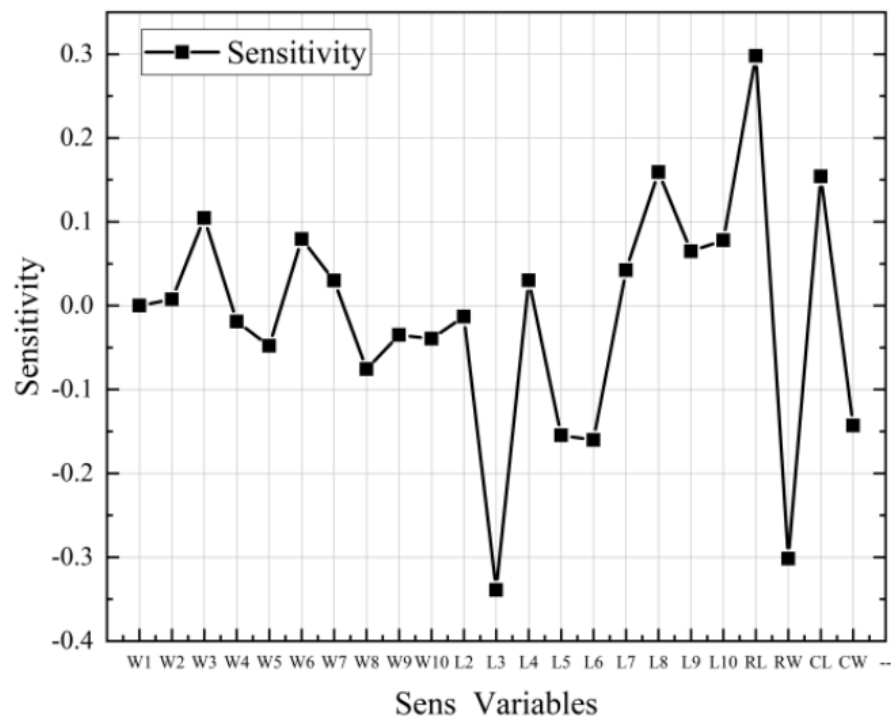


Рисунок 3.11 – Аналіз чутливості ключових компонентів схеми

У моделюванні електромагнітних полів ретельно враховується розрив від ідеалу, і проводиться гармонійне моделювання. Гармонійне моделювання було проведене зі стоком, що зміщується на 28 В та стічним струмом 335 мА. Діаграма малих сигналів для моделювання показана на рисунку 3.12.

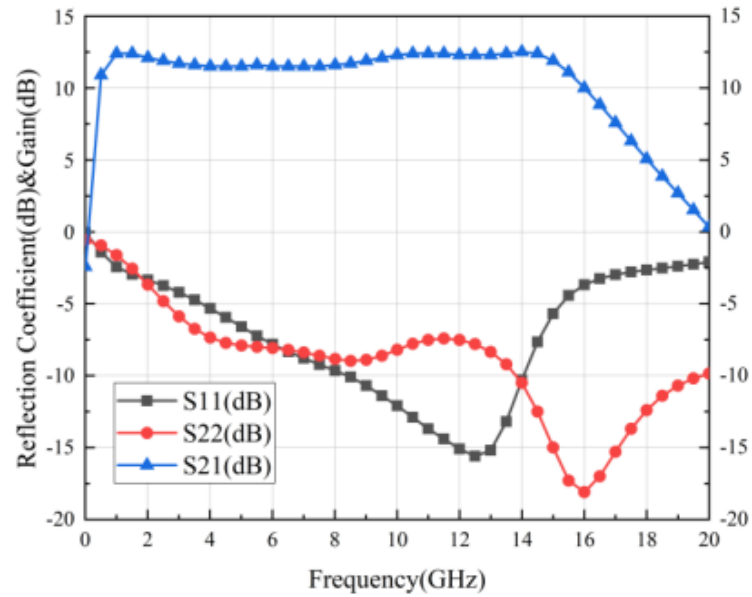


Рисунок 3.12 – Діаграма результатів моделювання малих сигналів

Результати S-параметрів електромагнітного моделювання показують типове підсилення слабкого сигналу від 11 дБ до 13 дБ у діапазоні частот від 6 до 12 ГГц і зворотні втрати на рівні 12–15 дБ.

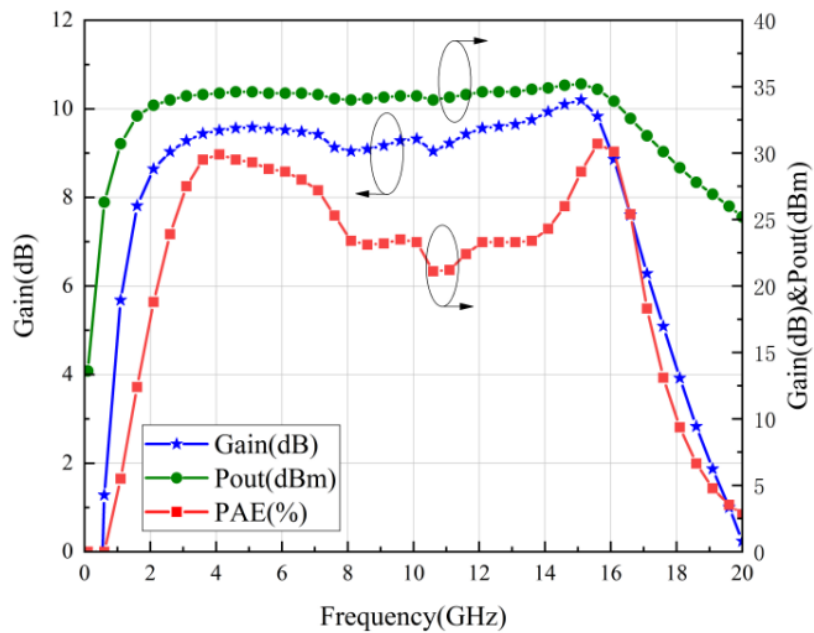


Рисунок 3.13 – Діаграма результатів моделювання великих сигналів

На рис. 3.13 показано отриману характеристику великого сигналу та ККД у результаті електромагнітного моделювання. Крім того, вхідна потужність залишається стабільною на рівні 25 дБм для вимірювання вихідної потужності. У діапазоні частот від 6 до 12 ГГц ККД (PAE) складає 21–28%, а вихідна потужність коливається від 22 до 32 дБм.

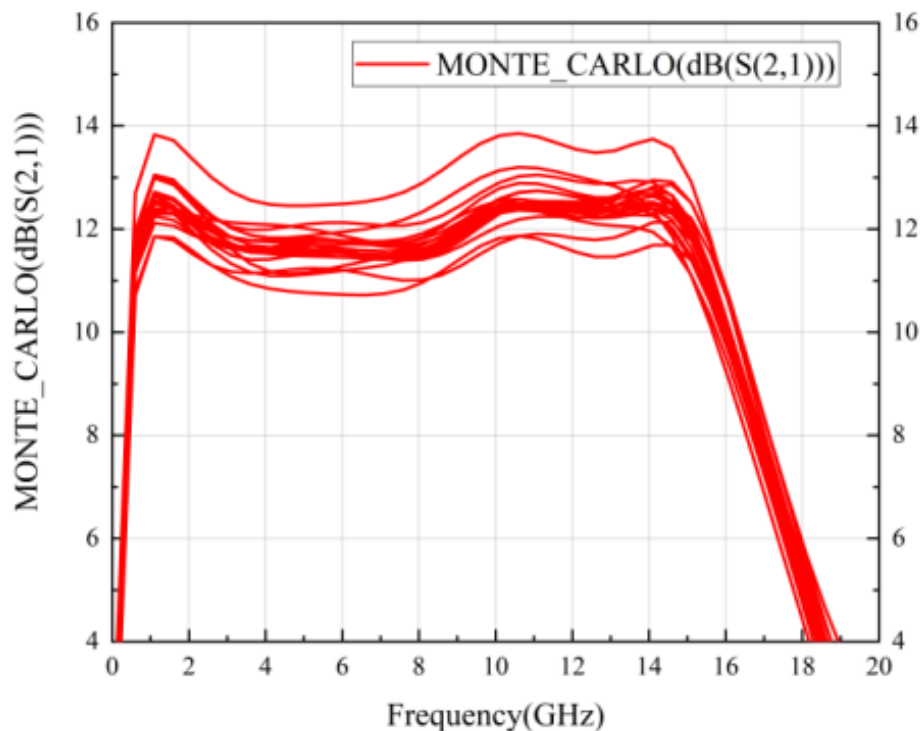


Рисунок 3.14 – Аналіз коефіцієнта підсилення слабкого сигналу (S21) за допомогою методу Монте-Карло

На рис. 3.14 представлено аналіз коефіцієнта підсилення слабкого сигналу S21 підсилювача за допомогою методу Монте-Карло.

Для моделювання використовується підхід Monte Carlo в ADS, з якого відбирається 2000 точок. Медіана S21 складає 12,5 дБ, а дисперсія - 0,5216 при 12 ГГц, що свідчить про високу стабільність конструкції.

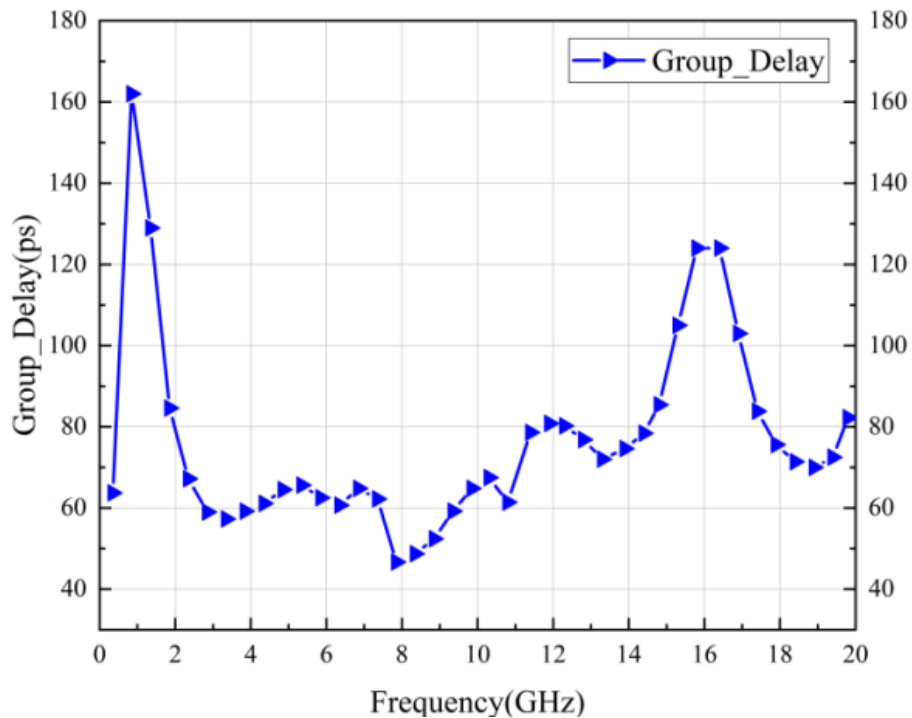


Рисунок 3.15 – Групова затримка нерівномірного розподіленого підсилювача

На рис. 3.15 показано криву групової затримки нерівномірного розподіленого підсилювача. Зауважимо, що середнє значення групової затримки становить приблизно 70 пс у робочому діапазоні (6 -12 ГГц). Максимальне значення досягає близько 80 пс, а мінімальне - приблизно 60 пс, що свідчить про хороші характеристики затримки в даному підсилювачі.

3.4 Висновки до розділу

Досліджений широкосмуговий підсилювач потужності (ПП) базується на структурі чотирьохступінчастого розподіленого підсилювача з нерівномірним розподілом. Цей дизайн має на меті покращення ефективності ПП шляхом використання штучної лінії передачі з мережею пригнічення гармонік на виході. Одночасно до входу на затвор підключено конденсатор,

який застосовується для компенсації фазового зсуву на воротах та збільшення частоти відрізання ПП.

У діапазоні частот від 6 до 12 ГГц результати моделювання даного широкосмугового ПП з нерівномірним розподілом показують, що коефіцієнт корисної дії (РАЕ) коливається від 21% до 28%, а вихідна потужність знаходиться у діапазоні від 22 до 32 дБм. Середнє значення групової затримки становить приблизно 70 пс. Ці результати свідчать про те, що розроблений дизайн дозволяє досягнути значного покращення ефективності для використання у пристроях X-діапазону.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Розробка широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону відбувалася в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На працівника могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні:

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

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

Відповідно до визначених факторів розробляємо рішення щодо безпечного виконання роботи під час оцінки параметрів сигналу стандарту LTE [23].

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання робочого місця

Робоче місце під час розробки широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону обладнане великою кількістю технічних пристроїв. Це перш за все персональний комп'ютер, принтер, сканер, ксерокс, і різноманітні засоби телефонного зв'язку.

Організація робочого місця проектувальника забезпечує відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічних вимогам характеру та особливостями трудової діяльності.

При розміщенні робочих місць з ПК було дотримано таких вимог:

- відстань між бічними поверхнями ПК менша за 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею однієї ПК та екраном іншої не менша 2,5 м;
- прохід між рядами робочих місць не менший 1 м. Вимоги цього пункту щодо відстані між бічними поверхнями ПК та відстані між тильною поверхнею однієї ПК та екраном іншого враховуються також при розміщенні робочих місць з ПК в суміжних приміщеннях, з урахуванням особливостей стін та перегородок [23].

Організація робочого місця, яке передбачає використання ПК для управління технологічним обладнанням повинна передбачати:

- достатній простір для працівника;
- вільну досяжність органів ручного управління в зоні моніторного поля: відстань по висоті – 900-1330 мм, по глибині – 400-500 мм;
- розташування екрану ПК в робочій зоні, яке забезпечувало б зручність зорового спостереження, а також зручність використання ПК під час коригування керуючих програм одночасно з використання основних виробничих операцій;
- можливість повертання екрана ПК навколо горизонтальної та вертикальної осі.

Конструкція робочого місця проектувальника [24] (при роботі сидячи) забезпечує підтримання оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками:

- ступні ніг – на підлозі або на підставці для ніг;
- стегна – в горизонтальній площині;
- передпліччя – вертикально;
- лікті – під кутом 70° - 90° до вертикальної площини;
- зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° відносно горизонтальної площини;

– нахил голови - 20° відносно вертикальної площини [25].

Розміщення принтера на робочому місці забезпечує добру видимість екрану ПК, зручність ручного керування пристроєм введення-виведення інформації в зоні досяжності моторного поля: по висоті 900-1300 мм, по глибині 400-500 мм.

Висота робочої поверхні столу для ПК має бути в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля. Рекомендовані розміри столу: висота – 725 мм, ширина – 600-1400мм, глибина – 800-1000 мм [26].

При приміщеннях з ПК мають бути обладнані побутові приміщення для відпочинку під час роботи, кімната психологічного розвантаження. В кімнаті психологічного розвантаження слід передбачити встановлення пристроїв для приготування й роздачі тонізуючих напоїв, а також місця для занять фізичною культурою.

Щодо вимог до режимів праці і відпочинку при роботі з ПК то під час роботи з ПК для збереження здоров'я працівників, запобігання профзахворюванням і підтримки працездатності встановлюються внутрішньо змінні регламентовані перерви для відпочинку.

У випадках, коли виробничі обставини не дозволяють застосовувати регламентовані перерви, тривалість безперервної роботи з ВДТ не повинна перевищувати 4 годин.

Усю будівлю, в тому числі і досліджуване приміщення, електрифіковано згідно з усіма відповідними нормами.

Лінії електромережі ПК, у приміщенні, де відбувалася розробка широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону виконані як окрема групова трипровідна мережа шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників (заземлення або занулення), причому площі перерізу нульового робочого і нульового захисного провідника повинні не менші за площу перерізу фазового провідника [27].

Заборонено під'єднувати обладнання до звичайної двопровідної електричної мережі, зокрема з використанням перехідних пристроїв. Електромережі штепсельних з'єднань та електричних розеток виконані за магістральною схемою, по 3-6 в одному колі. Оскільки вони розташовані уздовж стін, то провідники прокладені по підлозі в металевих трубах і гнучких металевих рукавах. Металеві трубки і гнучкі металеві рукави заземлені.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Мікроклімат у виробничих приміщеннях описує умови внутрішнього середовища, що впливають на тепловий обмін працівників з їхнім оточенням. Ці умови визначаються за допомогою таких факторів, як температура, відносна вологість, швидкість руху повітря, температура поверхонь, що оточують людину, а також інтенсивність теплового (інфрачервоного) випромінювання. Показниками, що характеризують мікроклімат, є: температура повітря ($^{\circ}\text{C}$), відносна вологість повітря (%), швидкість руху повітря (м/сек.), інтенсивність теплового випромінювання (Вт/м^2) [26].

Робота під час розробки широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону за енерговитратами відноситься до категорії 1а [25]. Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а (згідно ДСН 3.3.6.042-99 [5]) наведені в табл. 4.1.

Для забезпечення відповідності встановленим стандартам щодо мікроклімату та чистоти повітря використовується система вентиляції. Загальна вентиляція служить для підтримання необхідних умов у приміщенні, а місцеві вентилятори використовуються для охолодження комп'ютерів та іншого обладнання.

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

У холодні місяці року передбачено опалювання приміщення, яке здійснюється за допомогою центральної водяної системи опалення.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється розробка широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону, можливими забруднювачами повітря може бути офісна техніка та пил, який потрапляє 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	
Фенол	0,01	0,01	3
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Загазованість – це наявність різноманітних газів у повітрі робочої зони, які, потрапляючи в організм людини через органи дихання, шкіряний покрив, шлунково-кишковий тракт, можуть спричинити отруєння й враження органів і систем життєзабезпечення. У зв'язку з цим сучасні методи виявлення

отруйних речовин у повітрі й захист від них мають велике значення для забезпечення сприятливих умов для роботи. Для цього відбирають проби повітря на основних робочих місцях. За результатами аналізу взятих проб повітря судять про ступені шкідливості повітряного середовища [28].

Окрім хімічного складу, важливо також, щоб повітря мало певний іонний склад. У повітрі містяться негативні й позитивні іони.

У закритих приміщеннях легкі іони поглинаються в процесі дихання, а також пилом, одягом тощо. Тому ступінь іонізації вважається досить добрим індикатором чистоти повітря. Експериментально підтверджено негативну дію деіонізованого повітря.

У людей з'являються сонливість, головний біль, підвищується артеріальний тиск тощо. 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

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

4.2.3 Виробниче освітлення

Виробниче освітлення нормується на робочих поверхнях.

Обираючи систему освітлення, виходять з погляду економічності або гігієнічності. Система комбінованого освітлення більш економічна і дозволяє на робочих місцях створювати високу освітленість. Система загального освітлення з погляду гігієни праці краща, тому що вона дозволяє створити рівномірний розподіл освітленості у всьому приміщенні, усунути різкі тіні й контрасти [29].

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні під час розробки широкосмугового підсилювача потужності X-діапазону (згідно ДБН В.2.5-28-2018 [30]) зазначені у таблиці 4.4:

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
Високої точності	0,3 - 0,5	III	г	великий	світлий	700	300	5	2	3	1,2

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Максимально можливе бічне природне освітлення.

2) Штучне освітлення в приміщеннях з робочим місцем, обладнаним ВДТ, має здійснюватись системою загального рівномірного освітлення.

3) Для захисту від прямих сонячних променів, які створюють прямі та відбиті відблиски з поверхні екранів ПК і клавіатури повинні бути передбачені сонцезахисні пристрої, вікна повинні мати жалюзі або штори [28].

4.2.4 Виробничий шум

Шум – це найпоширеніше явище у промисловому виробництві. Не становить великих труднощів виявити наявність підвищених шумів і провести необхідні заміри, але зниження рівня шумів може вимагати істотних витрат.

Нормування шуму для робочих місць регламентується санітарними нормами ДСН 3.3.6.037-99 [29] та державним стандартом. Для постійних шумів нормування ведеться по граничному спектру шуму.

Під час розробки широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону допустимі рівні звукового тиску повинні відповідати ГС, а рівні звуку L_A не повинні перевищувати 50 дБА (таблиця 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	
Наукова і творча діяльність	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Основними заходами боротьби з шумом є усунення або ослаблення причин шуму в самому його джерелі у процесі роботи, використання звукопоглинаючих матеріалів, раціональне планування виробничих приміщень.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Оскільки розробка широкосмугового підсилювача потужності Х-діапазону проводилася за допомогою ПК, то на робочому місці проектувальника можливий підвищений рівень електромагнітного випромінювання.

Сучасні наукові теорії не мають єдності щодо обґрунтування механізму впливу ЕМП на людину, особливо у випадку слабких електромагнітних випромінювань.

Ступінь і характер впливу ЕМП на організм людини залежать: від інтенсивності випромінювання; частоти коливань; площі поверхні тіла, що опромінюється; індивідуальних особливостей організму; режиму опромінення (безперервний чи переривчастий); тривалості впливу; комбінованої дії інших факторів виробничого середовища [30].

У діапазонах промислової частоти, радіочастот, інфрачервоного і частково ультрафіолетового світла електромагнітні поля чинять тепловий вплив.

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

Захист персоналу від впливу електромагнітних полів здійснюється шляхом проведення організаційних та інженерно-технічних, лікувально-профілактичних заходів, а також використання засобів індивідуального захисту.

Таким чином, умови праці дослідника в цілому відповідають існуючим санітарно-гігієнічним нормам.

Таблиця 4.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м ²
	за електричною складовою (Е), В/м	за магнітною складовою (Н), А/м	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 нм)			0,001
УФ-В (280...320 нм)			0,01
УФ-А (320...400 нм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0... 70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 В/м

4.3 Пожежна безпека

В приміщенні, де здійснювалося розробка ширококутового підсилювача потужності Х-діапазону використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д» [31]. Пожежну небезпеку несуть у собі лише кабельні електропроводки до обладнання, що є припустимим для даної категорії приміщень.

За вогнестійкістю будинок відноситься до другої категорії [26], що відповідає вимогам [27]. Робоча зона приміщення віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

У досліджуваному приміщенні немає легко займистих, самозаймається і вибухових речовин, потужних електроустановок і іскристого обладнання, механізмів з рухомими частинами, знос і корозія яких могли б призвести до пожежі. Всі основні причини виникнення пожежі практично виключені, однак для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи [31]:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- щорічне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту;
- своєчасне інформування про несправність пожежної техніки, систем протипожежного захисту, водопостачання тощо.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Правила пожежної безпеки в досліджуваному приміщенні наступні:

- для всіх споруд і приміщень з ПК повинні визначатися категорії вибухо- і пожежонебезпеки та класу зон за Правилами влаштування електричних установок, значення яких вказують на дверях;
- носії інформації зберігаються в металевих касетах на негорючих стелажах і шафах, які разом з перфокартами, магнітними стрічками, пакетами магнітних дисків розміщуються у відокремлених приміщеннях;

- звукопоглинальне облицювання стін та стелі необхідно виготовляти з негорючих або важкогорючих матеріалів;
- для промивання деталей використовують мийні препарати, промивання горючими матеріалами дозволяється у спеціальних приміщеннях, обладнаних припливно-витяжною вентиляцією.

У всіх приміщеннях будинку на видному місці виведені плани евакуації із зазначенням напрямків руху та шляхів евакуації, а також правила поведінки на випадок пожежі. Евакуація працівників на випадок пожежі відбувається через два виходи на сходові марші, розташовані по різні боки коридорів. Ширина шляхів евакуації не менше 1м, найбільше віддалення робочого місця від евакуаційного входу - 25м. Для гасіння пожежі всередині будівлі в ньому обладнаний внутрішній пожежний водопровід з пожежними кранами і підключеними до них пожежними рукавами. У кожному приміщенні та на поверхах встановлені вогнегасники ОП-5. Біля корпусу є пожежний щит, обладнаний вогнегасником, багром, лопатою, ломом і відром. Під щитом стоїть ящик з піском місткістю 5м³ [31].

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

Було досліджено особливості роботи підсилювачів потужності в Х-діапазоні. Наведено принцип класифікації даних підсилювачів, що дозволило нам систематизувати різноманітні види та визначити їхні основні властивості. Далі, провівши аналіз характеристик, було розглянуто амплітудні, амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики підсилювачів. Це дозволило краще зрозуміти їх роботу та вплив на сигнали в НВЧ діапазонах.

Окрему увагу було приділено впливу температури на характеристики підсилювачів. Виявлено, що температурні зміни можуть значно впливати на їхню ефективність та стабільність, тому було розглянуто методи компенсації впливу температури для забезпечення стабільності роботи підсилювачів у різних умовах експлуатації.

Було розглянуто класичні варіанти реалізації підсилювачів потужності високочастотних діапазонів. Аналіз схем підсилювачів потужності дозволив з'ясувати їхні основні характеристики та переваги, а також визначити області їхнього застосування.

Транзисторні підсилювачі НВЧ діапазону з низьким рівнем шуму виявилися ефективними в системах, де важлива чистота сигналу та низькі втрати.

Балансні підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні показали високу стабільність та ефективність при роботі з різними видами сигналів.

Підсилювачі потужності у НВЧ діапазоні з від'ємним опором відкрили нові можливості для підвищення ефективності систем та зниження рівня шуму.

Також, було досліджено підсилювачі потужності на тунельних, що можуть працювати у Х-діапазоні та демонструють потенціал для

використання в системах з високочастотними сигналами, пропонуючи альтернативний підхід до підсилення сигналів в цьому діапазоні. В цілому, було отримано глибоке розуміння різноманітних підходів до підсилення сигналів у високочастотних діапазонах, що дозволяє відкривати нові можливості для розвитку та аналізувати параметри більш досконалих реалізацій підсилювачів потужності.

Досліджений широкосмуговий підсилювач потужності (ПП) базується на структурі чотирьохступінчастого розподіленого підсилювача з нерівномірним розподілом. Цей дизайн має на меті покращення ефективності ПП шляхом використання штучної лінії передачі з мережею пригнічення гармонік на виході. Одночасно до входу на затвор підключено конденсатор, який застосовується для компенсації фазового зсуву на воротах та збільшення частоти відрізання ПП.

У діапазоні частот від 6 до 12 ГГц результати моделювання даного широкосмугового ПП з нерівномірним розподілом показують, що коефіцієнт корисної дії (РАЕ) коливається від 21% до 28%, а вихідна потужність знаходиться у діапазоні від 22 до 32 дБм. Середнє значення групової затримки становить приблизно 70 пс. Ці результати свідчать про те, що розроблений дизайн дозволяє досягнути значного покращення ефективності для використання у пристроях X-діапазону.

Також, було виконано розгляд питань охорони праці відповідно до поставленого завдання. Розраховано основні параметри та характеристики середовища, що мають місце при розробці та експлуатації радіоелектронної апаратури. Зроблено необхідні висновки.

Отже, поставлені до роботи завдання були виконані у повному обсязі, та підтверджені результатами моделювання описаного підсилювача потужності у X-діапазоні.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Сигнали та процеси в радіотехніці [Текст] : лабораторний практикум / Ю. М. Воловик, Д. В. Гаврілов, А. О. Семенов [та ін.]. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 97 с.
2. Москалюк В.О. Фізика електронних процесів. Динамічні процеси / В.О. Москалюк. – Київ : Вид-во «Політехніка», 2004. – 180 с.
3. Kim B. Advanced Doherty Architecture / B.Kim, I.Kim, J.Moon // Microwave Magazine. –2010. – No 8.– P. P.72–86.
4. Москалюк В.О. Надшвидкодійні прилади електроніки: навч. посібник / Москалюк В.О., В. І. Тимофєєв, А. В.Федяй. – Київ : НТУУ «КПІ», 2014. – 528 с.
5. Молчанов В.І. Основи мікрохвильової електроніки: навч. посібник / В.І.Молчанов, Ю.М.Поплавко. – Київ : НТУУ«КПІ», 2010. – 348 с.
6. Тимофєєв В. І. Моделювання релаксаційних процесів розігріву електронного газу в субмікронних гетеротранзисторах / В. І.Тимофєєв // Наук. вісті НТУУ «КПІ», – Київ : Вид-во «Політехніка», 2004. – No 5. – С. 23–29.
7. Пілінський В.В. Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів. Курс лекцій (Видання друге, виправлене).– Київ. Національний Технічний Університет України «КПІ ім. І. Сікорського», 2009. – 426 с.
8. D. Han, S. Li, W. Lee, W. Choi and B. Sarlioglu, «Trade-off between switching loss and common mode EMI generation of GaN devices-analysis and solution,» 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, 2017, pp. 843-847.
9. Mohammed Ismail. A Wide Range Differential Difference Amplifier: A Basic Block for Analog Signal Processing in MOS Technology. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-11: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, VOL. 40, NO. 5, MAY 1993.

10. Arun Ravidrana. Differential CMOS Current-Mode Variable Gain Amplifier with Digital dB-Linear Gain Control. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 38, 161-174, 2004. Kluwer Academic Publishers. Manufactured in the Netherlands.
11. William C. Wesson. A Fully Integrated, Regulatorless CMOS Power Amplifier for Long-Range Wireless Sensor Communication. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.48, No.5, May 2013.
12. Schafer, S., Popovic, Z., Campbell, C., et al.: «X-band MMIC GaN power amplifier designed for high-efficiency supply-modulated transmitters». *IEEE MTT-S Digest*, 2013, pp. 1–3.
13. Kim, J., Moon, J., Woo, Y.Y., et al.: «Analysis of a fully matched saturated doherty amplifier with excellent efficiency», *Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, 56, (2), pp. 328–338.
14. Moon, J., Graber, R., Brown, D., et al.: «71%-74% PAE dual-gate, cascode field- plated GaN HEMTs without harmonic tuning», *Electron Device Lett.*, 2016, 37, pp. 272–275.
15. 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.
16. 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.
17. Campbell, C.F.; Roberg, M.D.; Fain, J.; Nayak, S. A 1–8 GHz Gallium Nitride distributed power amplifier MMIC utilizing a trifilar transformer. In *Proceedings of the 2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, London, UK, 3–4 October 2016; pp. 217–220

18. Roberg, M.; Schafer, S.; Marrufo, O.; Hon, T. A 2–20 GHz Distributed GaN Power Amplifier Using a Novel Biasing Technique. In Proceedings of the 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Boston, MA, USA, 2–7 June 2019; pp. 694–697
19. Campbell, C.; Lee, C.; Williams, V.; Kao, M.-Y.; Tserng, H.-Q.; Saunier, P. A Wideband Power Amplifier MMIC Utilizing GaN on SiC HEMT Technology. In Proceedings of the 2008 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, Portland, OR, USA, 14–17 October 2008; pp. 1–4.
20. Hu, Z.; Zhang, Q.; Ma, K. A 1–42 GHz GaN Distributed Amplifier With Adjustable Gain by Voltage-Controlled Switch. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2022, 32, 339–342.
21. Ersoy, E.; Chevtchenko, S.; Kurpas, P.; Heinrich, W. A Compact GaN-MMIC Non-Uniform Distributed Power Amplifier for 2 to 12 GHz. In Proceedings of the GeMiC 2014; German Microwave Conference, Aachen, Germany, 10–12 March 2014; pp. 1–3.
22. Park, H.; Lee, S.; Choi, K.; Kim, J.; Nam, H.; Kim, J.; Lee, W.; Lee, C.; Kim, J.; Kwon, Y. A 6–18 GHz GaN distributed power amplifier using reactive matching technique and simplified bias network. In Proceedings of the 2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Honolulu, HI, USA, 4–6 June 2017; pp. 394–397.
23. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.
24. 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.
25. 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_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php.

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. ДСТУ 8828:2019 Пожежна безпека. Загальні положення. URL: <https://dwg.ru/dnl/15125>.

31. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ
ШИРОКОСМУГОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ Х-ДІАПАЗОНУ

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

Скородумов В.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц. каф. ІРТС

Воловик А.Ю.

(прізвище та ініціали)

«Н» 08 2024 р.

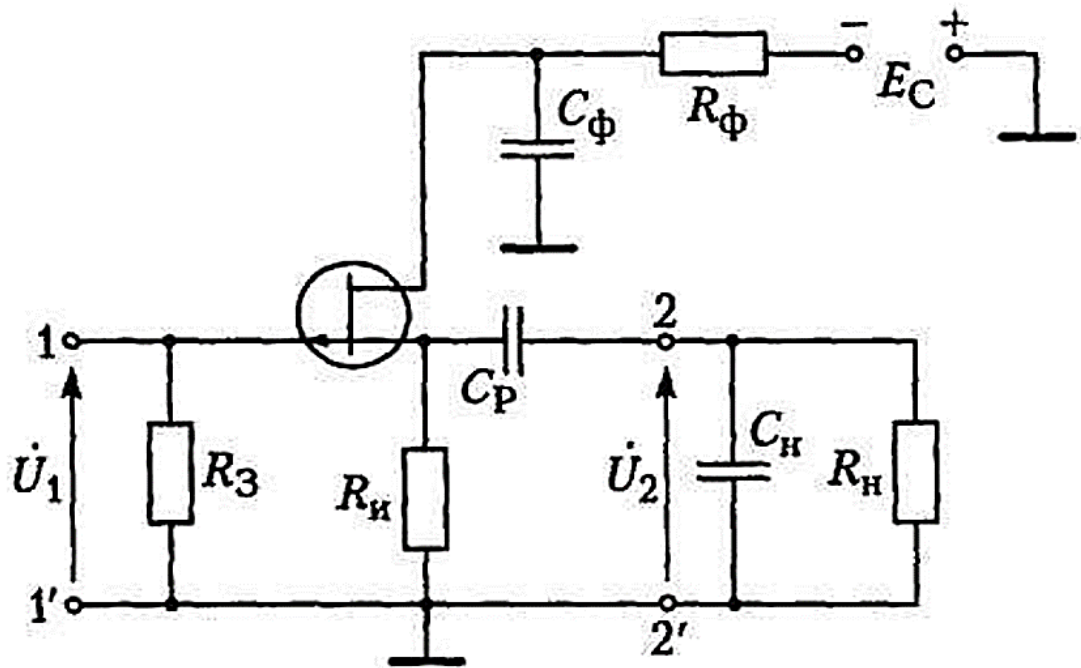


Рисунок 1 – Схема однокаскадного широкопasmового підсилювача
діапазону НВЧ

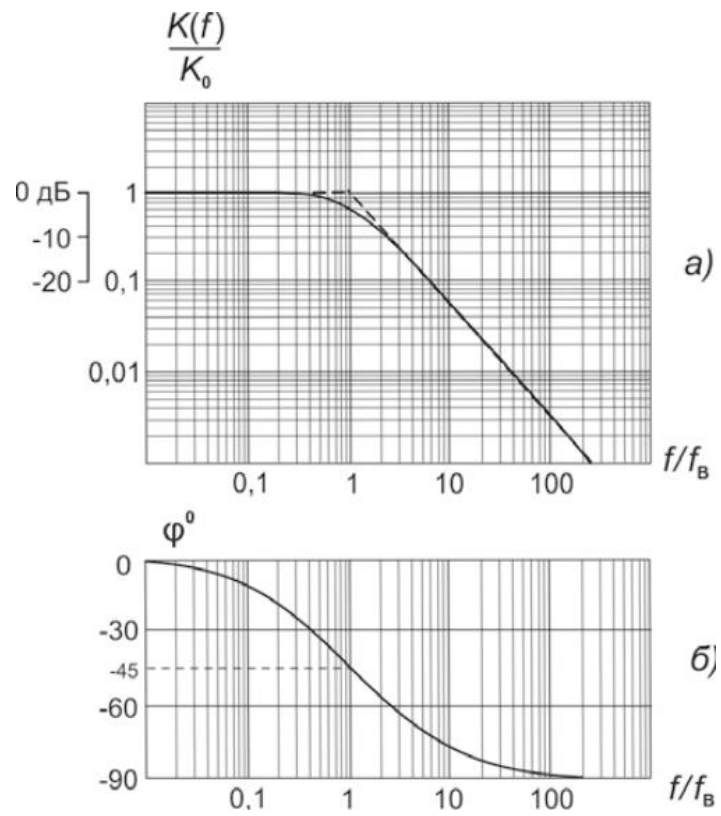


Рисунок 2 – Частотні характеристики RC-кола: АЧХ – а; ФЧХ – б

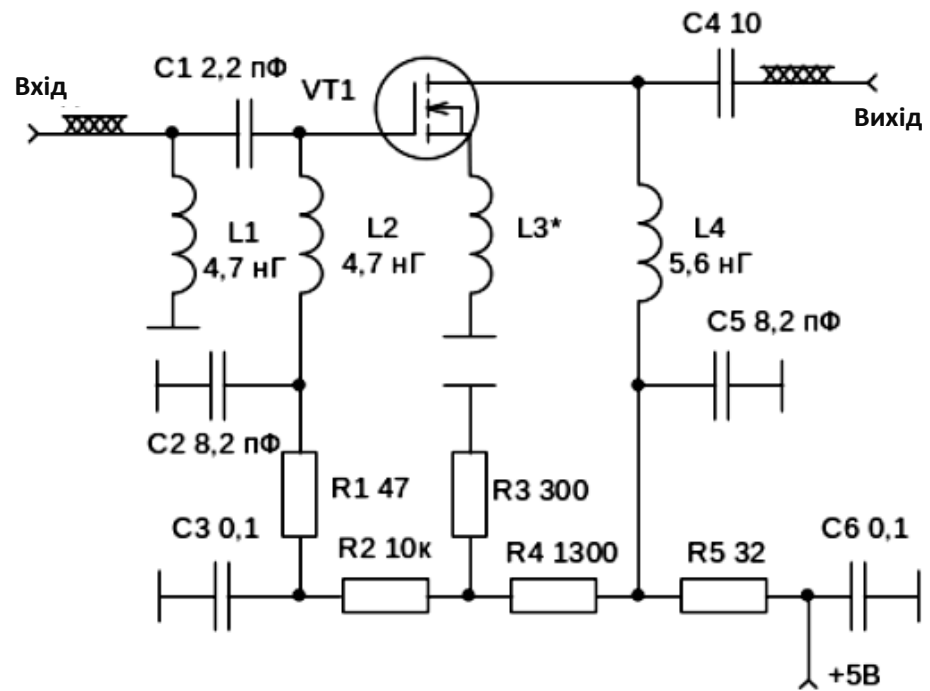


Рисунок 3 – Схема одного із каскадів балансного підсилювача

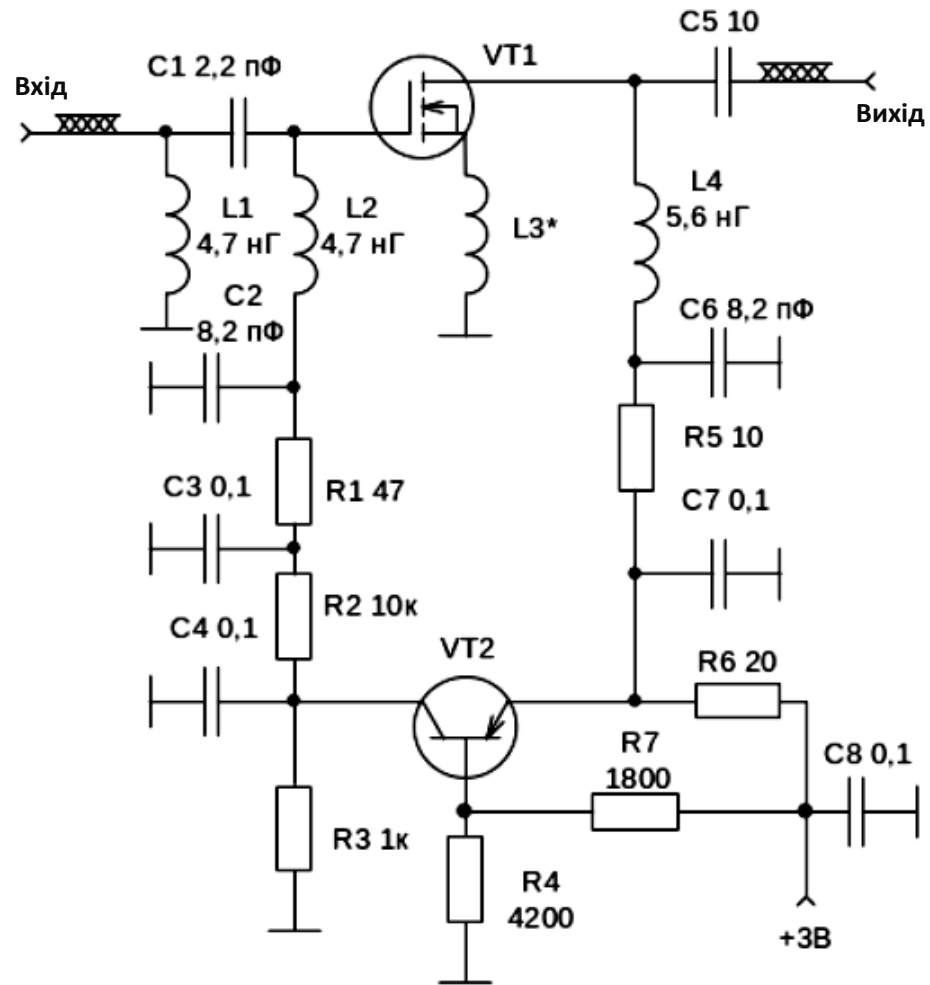
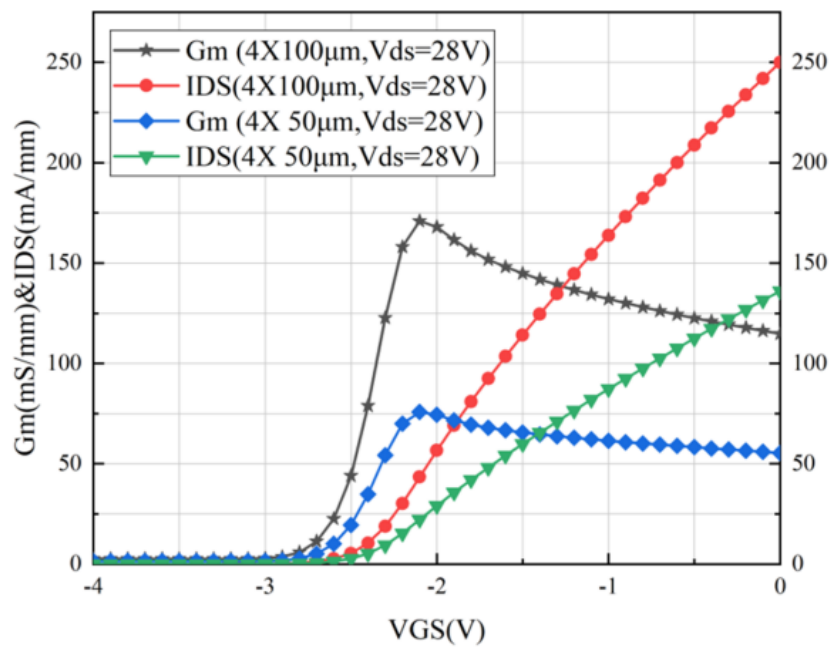
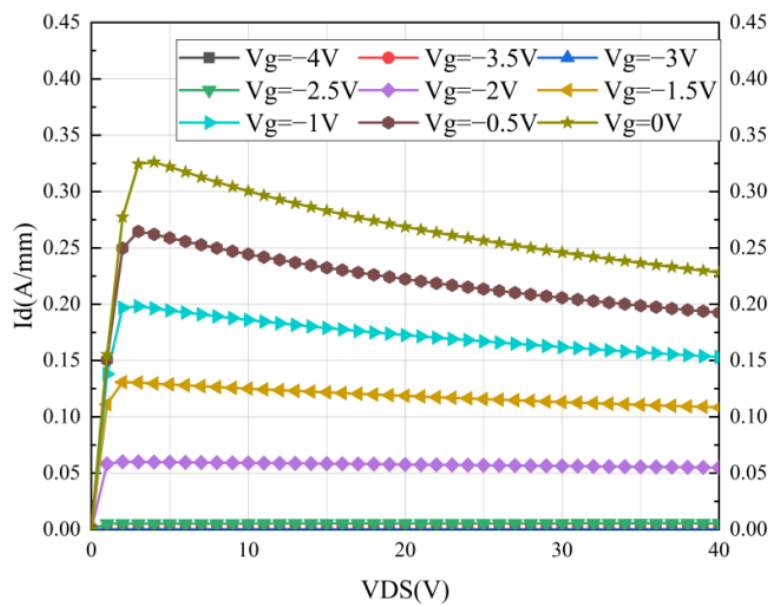


Рисунок 4 – Схема з активним зміщенням затвору та стабілізацією струму стоку



a)



б)

Рисунок 5 – ВАХ (а) та повна крива (б) потужності підсилювача

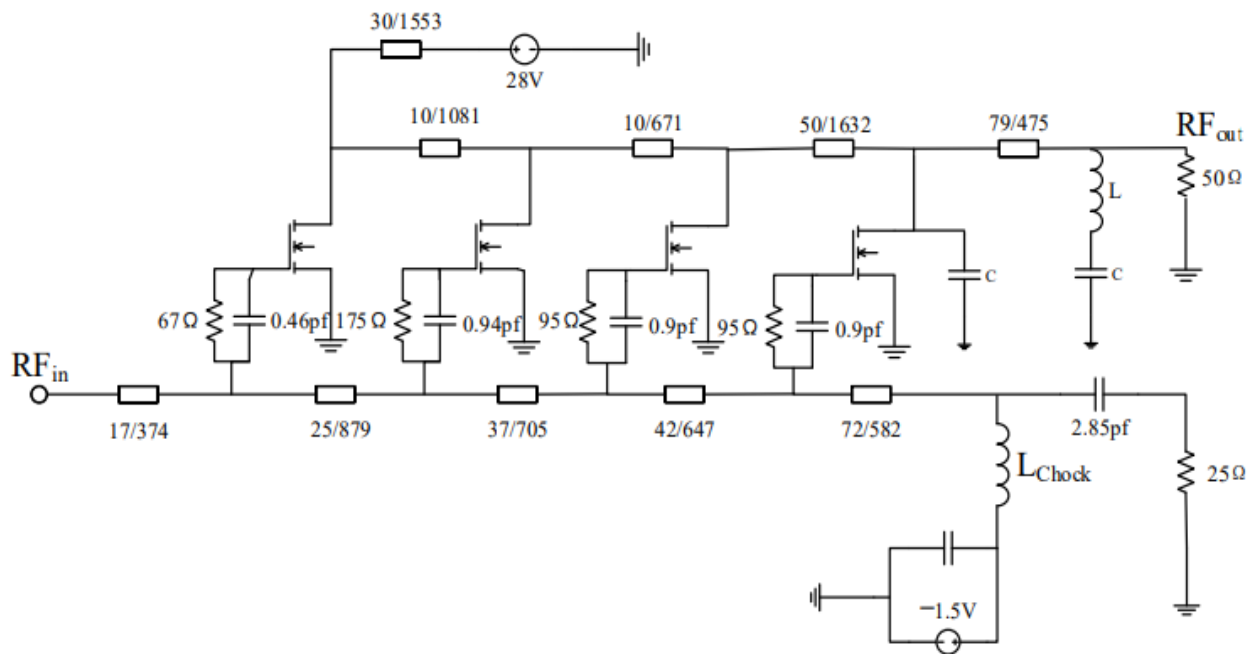


Рисунок 6 – Схема розподіленого підсилювача з неоднорідною структурою

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

ШИРОКОСМУГОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ Х-ДІАПАЗОНУ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Широкосмуговий підсилювач потужності X-діапазону

Тип роботи: _____ БДР _____
(БДР, МКР)

Підрозділ _____ ІРТС, ІЕС _____
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 95,39% Схожість 4,61%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

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

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

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

Особа відповідальна за перевірку _____
(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

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

Автор роботи _____
(підпис)

Валерій СКОРОДУМОВ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____
(підпис)

Андрій ВОЛОВИК
(прізвище, ініціали)