

Міністерство освіти і науки України
Луцький національний технічний університет
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет робототехніки та штучного інтелекту
(повне найменування факультету)

Кафедра електроніки, фізики та SMART-систем
(повне найменування кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
ЗА СТУПЕНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ «БАКАЛАВР»

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ УЗГОДЖУВАЛЬНИХ КІЛ НА
ЕФЕКТИВНІСТЬ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ

STUDY OF THE INFLUENCE OF MATCHING CIRCUITS ON
THE EFFICIENCY OF A POWER AMPLIFIER

спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

освітня програма «Електроніка»
(назва освітньої програми)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи ЕЛ-41
КУЦЬ Роман Володимирович

(підпис)

Керівник: к.т.н., доцент
Якимчук Наталія Миколаївна

(підпис)

Кваліфікаційну роботу
допущено до захисту
« ____ » _____ 2026 р.

Гарант освітньої програми:

к.т.н., доцент

Мороз Сергій Анатолійович

(підпис)

Луцьк – 2026 року

ЛУЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет комп'ютерних та інформаційних технологій

Кафедра електроніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти: бакалавр

Галузь знань: 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

Спеціальність: 171 Електроніка

Освітня програма: «Електроніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ доц. В. ЗАБЛОЦЬКИЙ

« _____ » _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ ВИЩОЇ ОСВІТИ

Куцю Роману Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи *Дослідження впливу узгоджувальних кіл на ефективність підсилювача потужності*

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від «31» грудня 2025 року №559/01-02

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

3. Вихідні дані до роботи *транзисторний RF-підсилювач, вхідний та вихідний імпеданси, параметри LC-узгоджувальних мереж, S-параметри транзистора, частотний діапазон 1–2 ГГц, середовище моделювання Keysight Genesys*

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

Вступ

1. Теоретичні основи узгодження імпедансів

2. Синтез і аналіз кіл узгодження в радіочастотних підсилювачах

3. Розрахунок і дослідження вхідного узгодження транзисторного підсилювача

4. САПР-проектування та оптимізація узгоджувальних мереж

Висновки

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:

Демонстраційний матеріал у вигляді презентації Power Point.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис	
		завдання видав	завдання прийняв
1. Теоретичні основи узгодження імпедансів	Якимчук Н. М., доцент		
2. Синтез і аналіз кіл узгодження в радіочастотних підсилювачах	Якимчук Н. М., доцент		
3. Розрахунок і дослідження вхідного узгодження транзисторного підсилювача	Якимчук Н. М., доцент		
4. САПР-проектування та оптимізація узгоджувальних мереж	Якимчук Н. М., доцент		
Нормоконтроль	Селепина Й. Р., доцент		
Гарант ОП	Мороз С. А., доцент		
Показник запозичень тексту		%	
Академічна доброчесність	Якимчук Н. М., доцент		

7. Дата видачі завдання

31 грудня 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	1. Теоретичні основи узгодження імпедансів	до 01.03.2026 р.	
2.	2. Синтез і аналіз кіл узгодження в радіочастотних підсилювачах	до 15.03.2026 р.	
3.	3. Розрахунок і дослідження вхідного узгодження транзисторного підсилювача	до 01.04.2026 р.	
4.	4. САПР-проектування та оптимізація узгоджувальних мереж	до 10.04.2026 р.	
5.	Висновки	до 20.04.2026 р.	
6.	Формування списку використаних джерел	до 30.04.2026 р.	
7.	Оформлення ілюстративного матеріалу	до 10.05.2026 р.	
8.	Нормоконтроль	до 20.05.2026 р.	
9.	Інструментальна перевірка на академічний плагіат	до 30.05.2026 р.	
10.	Представлення кваліфікаційної роботи бакалавра до захисту	до 04.06.2026 р.	

Здобувач вищої освіти

(підпис)

Куць Р. В.

(прізвище, ініціали)

Керівник кваліфікаційної роботи

(підпис)

Якимчук Н. М.

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Куць Р. В. Дослідження впливу узгоджувальних кіл на ефективність підсилювача потужності. Рукопис.

Кваліфікаційна робота бакалавра ОП «Електроніка» спеціальності 171 Електроніка. Луцький національний технічний університет. Луцьк, 2026. 71 с.

Кваліфікаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел. Перший розділ присвячено аналізу теоретичних основ узгодження імпедансів, умов максимальної передачі потужності та впливу узгодження на характеристики підсилювачів. У другому розділі розглянуто основні топології узгоджувальних кіл, їх властивості та методи синтезу, зокрема із використанням діаграми Сміта. У третьому розділі виконано побудову малосигнальної моделі транзистора, розрахунок параметрів LC-мережі та дослідження впливу узгодження на підсилення і смугу пропускання. У четвертому розділі проведено моделювання, синтез і оптимізацію узгоджувальних мереж із використанням САПР Keysight Genesys.

Ключові слова: узгодження імпедансів, підсилювач, LC-мережа, малосигнальна модель, коефіцієнт відбиття, САПР, мікросмужкові лінії.

ANNOTATION

Kuts R. Study of the influence of matching circuits on the efficiency of a power amplifier. Manuscript.

Bachelor's qualification thesis in the Educational Program «Electronics», specialty 171 Electronics. Lutsk National Technical University. Lutsk, 2026. 71 p.

The qualification work consists of an introduction, four chapters, conclusions, and a list of references.

The first chapter is devoted to the analysis of the theoretical foundations of impedance matching, conditions for maximum power transfer, and the influence of matching on amplifier characteristics. The second chapter considers the main topologies of matching networks, their properties, and synthesis methods, including the use of the Smith chart. The third chapter presents the development of a small-signal transistor model, calculation of LC network parameters, and investigation of the effect of matching on gain and bandwidth. The fourth chapter includes modeling, synthesis, and optimization of matching networks using the Keysight Genesys CAD system.

Keywords: Impedance Matching, Amplifier, LC Network, Small-Signal Model, Reflection Coefficient, CAD, Microstrip Lines.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
РОЗДІЛ 1 Теоретичні основи узгодження імпедансів.....	9
1.1 Особливості передачі потужності в радіочастотних підсилювачах.....	9
1.2 Фізичні та технічні причини застосування кіл узгодження.....	13
1.3 Вплив узгодження на характеристики роботи підсилювачів.....	19
РОЗДІЛ 2 Синтез і аналіз кіл узгодження в радіочастотних підсилювачах	28
2.1 Класифікація топологій узгоджувальних кіл підсилювачів.....	28
2.2 Порівняльний аналіз топологій узгоджувальних кіл.....	29
2.3 Синтез кіл узгодження за допомогою діаграми Сміта.....	35
РОЗДІЛ 3 Розрахунок і дослідження вхідного узгодження транзисторного підсилювача.....	40
3.1 Побудова малосигнальної моделі біполярного транзистора.....	40
3.2 Розрахунок вхідної LC-мережі узгодження підсилювача.....	46
3.3 Аналіз впливу вхідного узгодження на підсилення, потужність і смугу пропускання.....	50
РОЗДІЛ 4 САПР-проектування та оптимізація узгоджувальних мереж....	54
4.1 Обґрунтування вибору середовища Keysight Genesys та постановка задачі синтезу.....	54
4.2 Оптимізація параметрів узгоджувальних мереж за заданим рівнем відбиття.....	58
4.3 Перетворення LC-мережі у мікросмужкову реалізацію.....	62
4.4 Одночасне узгодження входу та виходу транзисторного підсилювача.....	64
ВИСНОВКИ.....	70
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	71

ВСТУП

У сучасній електроніці підсилювальні пристрої є невід'ємною складовою більшості електронних систем, забезпечуючи підсилення, перетворення та оброблення сигналів різної природи. Ефективність їх роботи значною мірою визначається умовами передачі енергії між окремими елементами схеми. Однією з ключових проблем при проєктуванні підсилювачів є узгодження імпедансів між джерелом сигналу, активним елементом і навантаженням. У разі неузгодженості частина енергії відбивається або втрачається, що призводить до зниження коефіцієнта підсилення, погіршення частотних характеристик та зменшення ефективності пристрою в цілому.

Зі зростанням робочих частот і ускладненням електронних схем вплив паразитних параметрів і реактивних складових імпедансу стає більш суттєвим. Це ускладнює забезпечення ефективної передачі потужності та потребує використання спеціальних узгоджувальних мереж. Водночас узгодження впливає не лише на енергетичні характеристики, але й на стабільність роботи, рівень спотворень і смугу пропускання підсилювача. Саме тому дослідження процесів узгодження імпедансів є актуальним завданням сучасної електроніки, що має як теоретичне, так і практичне значення для розробки електронних пристроїв.

Метою роботи є дослідження процесів узгодження імпедансів у транзисторному підсилювачі, розробка та аналіз узгоджувальних мереж, а також оцінка їх впливу на характеристики електронного пристрою.

Для досягнення поставленої мети у роботі вирішено такі завдання:

1. Проаналізувати теоретичні основи узгодження імпедансів та умови максимальної передачі потужності.
2. Побудувати малосигнальну модель біполярного транзистора та визначити його вхідний імпеданс.
3. Розрахувати параметри узгоджувальної LC-мережі для забезпечення ефективної передачі енергії.

4. Дослідити вплив узгодження на підсилення, потужність і частотні характеристики підсилювача.

5. Виконати синтез і оптимізацію узгоджувальних мереж із використанням сучасних САПР.

Об'єктом дослідження є підсилювальний каскад на біполярному транзисторі.

Предметом дослідження є процеси узгодження імпедансів та їх вплив на характеристики підсилювального пристрою.

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

РОЗДІЛ 1

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ УЗГОДЖЕННЯ ІМПЕДАНСІВ

1.1 Особливості передачі потужності в радіочастотних підсилювачах

У сучасних електронних системах підсилювачі відіграють ключову роль у забезпеченні ефективної передачі та оброблення сигналів, а вимоги до їх енергетичних і частотних характеристик постійно зростають. Особливо це актуально для телекомунікаційних, радіолокаційних і бездротових систем, де якість передачі інформації безпосередньо залежить від ефективності використання потужності сигналу. Однією з центральних проблем, що визначає роботу підсилювачів у таких умовах, є узгодження імпедансів між джерелом сигналу, активним елементом та навантаженням. У реальних схемах ці імпеданси формуються конструктивними та технологічними особливостями компонентів і, як правило, не є узгодженими між собою [1, 2]. Унаслідок цього лише частина доступної енергії джерела передається в наступний каскад, тоді як інша частина втрачається або відбивається, що призводить до зниження коефіцієнта підсилення, погіршення коефіцієнта корисної дії та загального зниження ефективності системи.

На відміну від низькочастотних електронних схем, де домінує підхід до максимізації напруги на вході наступного каскаду, у радіочастотній техніці визначальним є забезпечення максимальної передачі потужності. Це обумовлено тим, що на високих частотах сигнал розповсюджується у вигляді електромагнітної хвилі, а енергетичні втрати, пов'язані з невідповідністю імпедансів, проявляються значно сильніше. У таких умовах навіть незначне відхилення від оптимального режиму узгодження призводить до виникнення відбитих хвиль, формування стоячих хвиль у тракці та додаткових втрат енергії. Це, у свою чергу, негативно впливає не лише на амплітудні характеристики сигналу, але й на стабільність роботи підсилювача, його шумові параметри та спектральні властивості.

На рисунку 1.1 показано узагальнену структурну модель радіочастотного підсилювача з урахуванням процесів узгодження імпедансів на вході та виході.

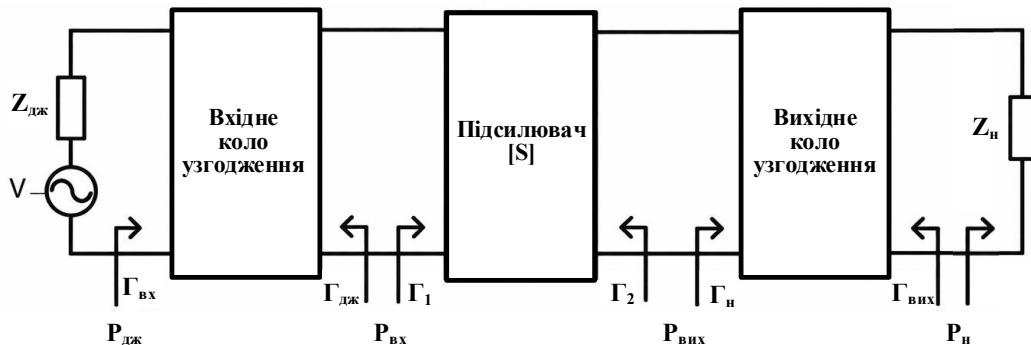


Рисунок 1.1 – Структурна схема узгодження імпедансів у радіочастотному підсилювачі [2]

Джерело сигналу з внутрішнім імпедансом $Z_{дж}$ передає доступну потужність $P_{дж}$ до вхідного кола узгодження, яке забезпечує ефективну передачу енергії до підсилювача. Підсилювач розглядається як чотиріполюсник, параметри якого описуються через S -матрицю, що дозволяє враховувати відбиття сигналу на його вході та виході. Вихідне коло узгодження перетворює імпеданс навантаження Z_n таким чином, щоб мінімізувати відбиття та забезпечити максимальну передачу потужності P_n . Наявність коефіцієнтів відбиття (Γ) на кожному етапі тракту характеризує ступінь узгодженості між окремими елементами системи. Коефіцієнт відбиття визначає відношення амплітуди відбитої хвилі до падаючої та показує, яка частина енергії сигналу не передається в наступний каскад, а повертається у зворотному напрямку. У разі ідеального узгодження $\Gamma = 0$, що означає відсутність відбиття і максимальну передачу потужності. Зі збільшенням значення Γ зростають втрати енергії, виникають стоячі хвилі та зменшується ефективність роботи підсилювача [2].

Особливо важливим є те, що коефіцієнти відбиття формуються на кожній межі переходу між елементами з різними імпедансами: між джерелом і вхідним колом узгодження, між узгоджувальною мережею та підсилювачем, а також між підсилювачем і навантаженням. Накопичення відбиттів у тракті призводить не

лише до зниження переданої потужності, але й може впливати на стабільність роботи підсилювача та спотворення сигналу.

Особливістю високочастотних підсилювачів є те, що їх робота визначається не лише величинами опорів, але й їх частотно-залежним комплексним характером. Імпеданси елементів включають як активні, так і реактивні складові, які змінюються з частотою, що ускладнює процес забезпечення ефективної передачі енергії. Додатковою складністю є те, що параметри активних елементів, зокрема транзисторів, також істотно залежать від частоти, режиму роботи та умов навантаження. Вхідні та вихідні імпеданси підсилювача змінюються в широких межах і не можуть бути довільно встановлені, що унеможливорює пряме узгодження між каскадами. У зв'язку з цим виникає потреба у використанні спеціальних підходів до забезпечення ефективної передачі потужності, які враховують комплексний характер імпедансів і хвильову природу сигналів.

Таким чином, узгодження імпедансів є невід'ємною складовою проектування високочастотних підсилювачів і визначає їх енергетичну ефективність, стабільність та якість підсилення сигналів [3–6]. З урахуванням зазначених особливостей, дослідження процесів узгодження та аналіз факторів, що впливають на передачу потужності у високочастотних трактах, є актуальною задачею, вирішення якої має важливе значення для створення сучасних радіоелектронних систем.

Передача енергії в електронних колах визначається взаємодією джерела сигналу та навантаження через електричні параметри, які характеризуються імпедансами. Джерело формує електричний сигнал, що містить певний запас енергії, і ця енергія повинна бути передана на вхід активного елемента, а далі до навантаження. Проте ефективність такого процесу залежить не лише від величини напруги чи струму окремо, а від їх узгодженого співвідношення, яке визначає реальну передану потужність.

Процес можна розглядати як розподіл енергії між елементами кола (рис. 1.2). Якщо імпеданс навантаження суттєво відрізняється від імпедансу

джерела, виникає ситуація, струм у колі є значним, але напруга на навантаженні мала, тому передана потужність також невелика. У міру збільшення R_H напруга на навантаженні зростає, що приводить до збільшення потужності.

У точці $R_H = R_S$ досягається оптимальне співвідношення між напругою і струмом, при якому передана потужність є максимальною. Саме цей режим є найважливішим для радіочастотних підсилювачів, оскільки забезпечує найефективніше використання енергії джерела.

При подальшому зростанні опору навантаження напруга на навантаженні продовжує збільшуватись і наближається до напруги джерела, однак струм різко зменшується. У результаті потужність, яка передається в навантаження, знижується. Це означає, що велика напруга сама по собі не забезпечує ефективної передачі енергії.

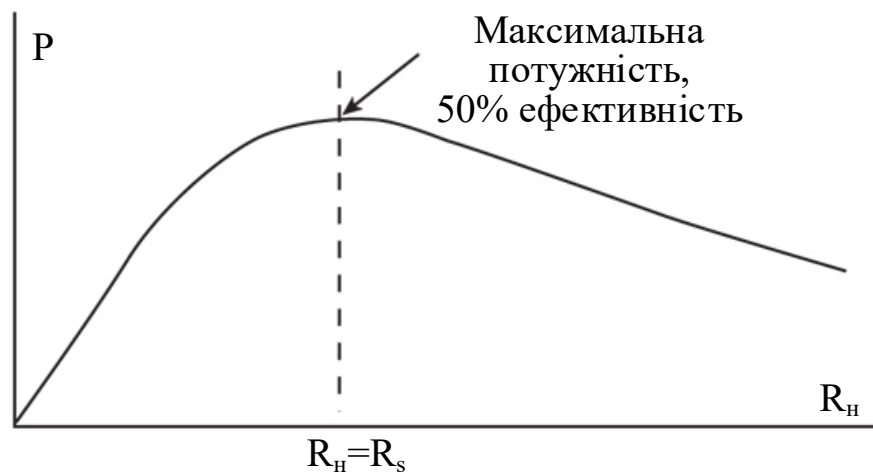


Рисунок 1.2 – Режим передачі потужності [3]

У радіочастотних підсилювачах принципово важливим є розмежування між режимом передачі напруги та режимом передачі потужності [4]. У першому випадку система орієнтована на отримання максимальної напруги на вході наступного каскаду, що характерно для низькочастотних схем і вимірювальних трактів. У другому випадку основною метою є передача максимально можливої частини енергії джерела до навантаження, що є визначальним для високочастотних систем. Саме цей режим забезпечує ефективну роботу

підсилювачів, оскільки дозволяє реалізувати максимальне використання доступної потужності.

Проблема узгодження ускладнюється тим, що імпеданси різних частин підсилювача формуються незалежно один від одного. Джерело сигналу має власний внутрішній імпеданс, який визначається його конструкцією. Вхідний імпеданс транзистора залежить від режиму роботи, частоти та фізичних параметрів напівпровідникової структури. Навантаження також характеризується своїм імпедансом, який може змінюватися залежно від умов роботи або типу підключеного пристрою. Унаслідок цього природне співпадіння цих імпедансів є практично неможливим, що призводить до неефективного режиму передачі енергії без застосування додаткових технічних рішень.

Для забезпечення ефективної передачі потужності між каскадами використовуються узгоджувальні кола, що виконують функцію перетворення імпедансів. Вони є проміжною ланкою між джерелом і навантаженням та забезпечують оптимальні умови роботи обох сторін.

Фізично узгоджувальна мережа не генерує енергію, а лише змінює співвідношення між напругою та струмом. На вході мережі може спостерігатися один режим (нижча напруга і більший струм), тоді як на виході – інший (вища напруга і менший струм), при цьому потужність залишається незмінною (за відсутності втрат). Таким чином, узгоджувальна мережа дозволяє одночасно:

- забезпечити максимальну передачу потужності від джерела;
- створити необхідний рівень напруги на вході транзистора;
- узгодити різні імпеданси без зміни їх фізичної природи.

1.2 Фізичні та технічні причини застосування кіл узгодження

1.2.1 Максимальна передача потужності як причина узгодження

Однією з головних причин виконання узгодження імпедансів у підсилювальних, радіочастотних і телекомунікаційних колах є забезпечення максимально можливої передачі енергії від джерела сигналу до навантаження.

Будь-яке реальне джерело або активний каскад можна подати у вигляді еквівалентного генератора з внутрішнім імпедансом Z_S , а навантаження у вигляді імпедансу Z_L . Якщо ці імпеданси неузгоджені, то частина енергії не потрапляє в навантаження: у низькочастотних колах це проявляється як зменшення корисної потужності на навантаженні, а у високочастотних трактах додатково виникають відбиття хвиль, які ще більше погіршують передачу енергії та стабільність режиму роботи [2]. Саме тому узгодження імпедансів розглядають як спосіб мінімізувати втрати передачі та забезпечити найбільш ефективне використання енергії, яку може віддати джерело.

У загальному випадку для синусоїдного сигналу імпеданс має комплексний характер і записується як:

$$Z = R + jX, \quad (1.1)$$

де R – активна складова, яка пов'язана з реальним споживанням енергії;

X – реактивна складова, що характеризує періодичне накопичення та повернення енергії електричним і магнітним полями;

j – уявна одиниця.

Для досягнення максимальної потужності, що передається в навантаження, повинна виконуватися умова комплексно-спряженого узгодження:

$$Z_L = Z_S^* = R_S - jX_S. \quad (1.2)$$

Це означає, що активні частини імпедансів джерела і навантаження мають бути однаковими, а реактивні рівними за модулем і протилежними за знаком. Якщо, наприклад, внутрішній імпеданс джерела має індуктивний характер, то навантаження або узгоджувальне коло повинно створити еквівалентну ємнісну складову, яка компенсує цю реактивність. У такому режимі реактивні складові не

заважають передачі енергії, а умови в колі стають найсприятливішими для віддачі потужності в навантаження.

У теоретичному аналізі зручно використовувати еквівалент Тевенена, у якому складне коло замінюють ідеальним джерелом напруги V_{Th} та послідовним внутрішнім імпедансом Z_S . За такого підходу потужність, що виділяється на навантаженні, досягає максимуму саме при умові $Z_L = Z_S^*$. Для чисто активного випадку (рис. 1.3), коли $Z_S = R_S$ і $Z_L = R_L$, ця умова спрощується до рівності $R_L = R_S$ [1].

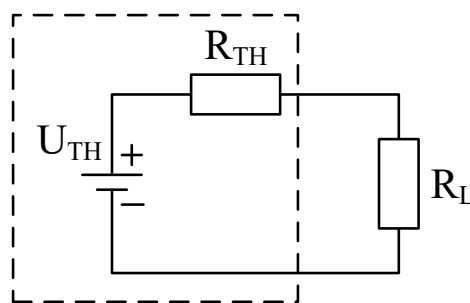


Рисунок 1.3 – Еквівалент Тевенена для складного кола [1]

Тоді потужність на навантаженні визначається співвідношенням:

$$P_L = \frac{V_{Th}^2}{4R_S}, \quad (1.3)$$

якщо використовується діюче значення напруги еквівалентного джерела. Цей результат показує, що ані занадто малий, ані занадто великий опір навантаження не дають максимальної потужності. Коли навантаження надто мале, зростає струм, але напруга на ньому зменшується; коли навантаження надто велике, навпаки, напруга велика, але струм малий. Максимум потужності досягається лише в певному балансі між напругою та струмом, який і забезпечує узгодження.

Слід відрізнити поняття максимальної передачі потужності від максимальної енергетичної ефективності. У найпростішій моделі джерела Тевенена при точному виконанні умови максимального передавання потужності

лише половина всієї генерованої потужності надходить у навантаження, а інша половина розсіюється на внутрішньому опорі джерела, тобто ККД такого режиму становить 50 %. Це не означає, що узгодження «неефективне» взагалі; це означає, що в простій моделі існує компроміс між максимальною потужністю на навантаженні та мінімальними внутрішніми втратами.

1.2.2 Максимальна ефективність підсилювача (PAE) як причина узгодження

У підсилювачах потужності узгодження імпедансів відіграє ключову роль у забезпеченні високої ефективності перетворення енергії. На відміну від малосигнальних каскадів, де головною метою є підсилення сигналу або мінімізація шуму, у підсилювачах потужності основним критерієм є ефективність, яка визначає, яка частина споживаної енергії перетворюється у корисну вихідну потужність.

Для оцінки ефективності використовується параметр Power Added Efficiency (PAE), який визначається як:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}, \quad (1.4)$$

де P_{out} – вихідна потужність сигналу;

P_{in} – вхідна потужність сигналу;

P_{DC} – потужність, що споживається від джерела живлення.

Цей показник характеризує, наскільки ефективно підсилювач перетворює енергію джерела живлення у корисний сигнал.

На відміну від ідеалізованого випадку, де навантаження задається фіксованим значенням, у реальних транзисторах оптимальне навантаження, при якому досягається максимальна потужність або максимальна ефективність, є функцією частоти, рівня сигналу та режиму роботи. Для визначення цього оптимального імпедансу використовується спеціальний метод варіювання навантаження (load-pull аналіз). Суть аналізу полягає у тому, що до виходу

транзистора підключають різні значення комплексного навантаження і вимірюють відповідні параметри, такі як вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії та лінійність. Результати представляють у вигляді контурів на комплексній площині імпедансів, які показують області, де досягаються максимальні значення певних характеристик. Наприклад, один контур може відповідати максимальній вихідній потужності, інший – максимальному ККД, а ще інший – мінімальним нелінійним спотворенням.

Це означає, що для кожного транзистора існує певне оптимальне значення навантаження Z_{opt} , яке не обов'язково дорівнює стандартному хвильовому опору системи. Узгоджувальне коло на виході підсилувача виконує функцію перетворення стандартного навантаження, наприклад 50 Ом, у це оптимальне значення: $Z_L \rightarrow Z_{opt}$. Фізично це пов'язано з тим, що форма струму і напруги на виході транзистора визначається не лише внутрішніми параметрами, але й зовнішнім навантаженням. Саме тому узгоджувальне коло фактично визначає режим роботи підсилувача, включаючи клас підсилення (А, В, С, Е тощо), рівень нелінійних спотворень та ефективність [6–7].

1.2.3 Мінімізація шуму як причина узгодження імпедансів

У високочастотних та телекомунікаційних системах однією з ключових задач є забезпечення мінімального рівня шуму на вході підсилувача. Це особливо важливо для приймальних трактів, де слабкі сигнали можуть бути суттєво спотворені власними шумами активних елементів. У таких умовах узгодження імпедансів виконується не лише з метою передачі потужності, а й для досягнення мінімального шумового внеску підсилувача.

Шумові властивості транзистора описуються параметрами, що залежать від його внутрішньої структури та режиму роботи [5, 7]. У загальному випадку вводиться поняття коефіцієнта шуму F , який визначається як відношення сигнал/шум на вході до сигнал/шум на виході:

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вхід}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вихід}}} \quad (1.5)$$

Чим менше значення F , тим кращі шумові характеристики підсилювача. У практиці часто використовують шумову температуру або шумову фігуру в децибелах $NF = 10 \log_{10} F$.

Важливою особливістю реальних транзисторів є те, що мінімальний шум досягається лише при певному значенні вхідного імпедансу, який називається оптимальним шумовим імпедансом і позначається як Z_{opt} . Це значення визначається виробником і залежить від частоти. При узгодженні вхідного кола таким чином, щоб імпеданс джерела дорівнював Z_{opt} , шум підсилювача досягає мінімального можливого значення F_{min} .

У високочастотній техніці для аналізу шумових властивостей використовують діаграму Сміта, на якій будують так звані шумові кола (noise circles). Кожне таке коло відповідає певному значенню шумового коефіцієнта. Центр одного з кіл відповідає Z_{opt} і чим ближче робоча точка до цього центру – тим менший шум.

Однак цей оптимальний шумовий імпеданс, як правило, не збігається зі стандартними значеннями, прийнятими в радіотехніці, такими як 50 Ом або 75 Ом. Більше того, він зазвичай має комплексний характер $Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$. Це означає, що для досягнення мінімального шуму необхідно використовувати узгоджувальні кола, які не лише змінюють величину опору, але й компенсують реактивну складову.

Фізично це пояснюється тим, що шум у транзисторі формується декількома джерелами, зокрема тепловим шумом і шумом струму бази або затвора. Ці джерела мають корельований характер, і їх сумарний вплив на вихідний сигнал залежить від того, як саме вхідний сигнал взаємодіє з внутрішніми параметрами транзистора. При правильному виборі вхідного імпедансу частина шумових складових може частково компенсуватися, що і призводить до мінімуму шуму.

У зв'язку з цим виникає принципове протиріччя: умова мінімального шуму не збігається з умовою максимальної передачі потужності. Якщо для максимальної передачі потужності потрібно виконати спряжене узгодження, то для мінімального шуму необхідно забезпечити рівність імпедансу джерела і Z_{opt} . У більшості випадків ці дві умови не співпадають, що змушує інженера знаходити компроміс між коефіцієнтом підсилення, рівнем шуму та відбиттями сигналу. На практиці у приймальних системах перший каскад (малошумний підсилювач LNA) оптимізується по шуму, а наступні каскади по потужності, оскільки саме перший каскад визначає загальний шум системи (рис. 1.4).

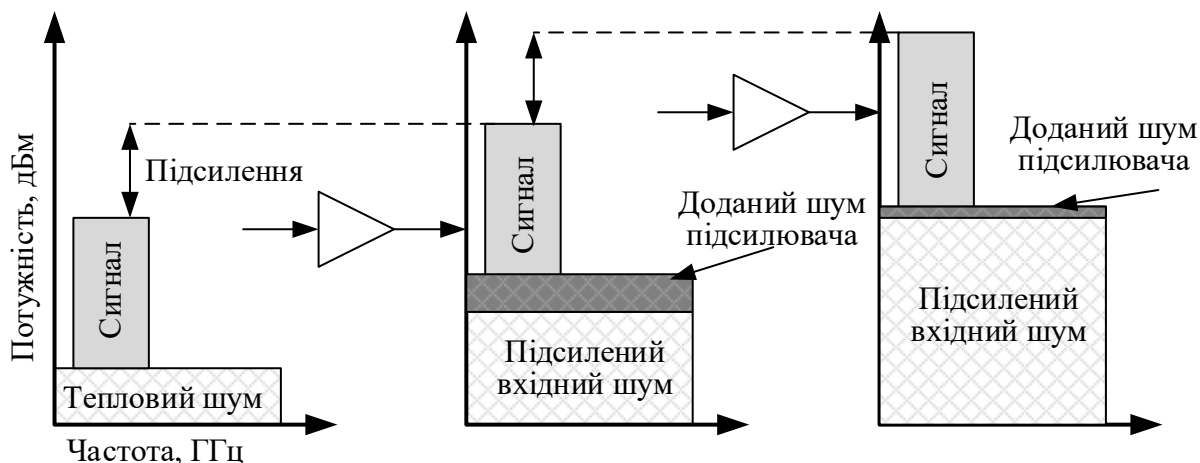


Рисунок 1.4 – Мінімізація шуму при каскадуванні підсилювачів

Таким чином, узгодження імпедансів у приймальних підсилювачах, особливо у малошумних підсилювачах (LNA), виконується з урахуванням шумових параметрів активного елемента.

1.3 Вплив узгодження на характеристики роботи підсилювачів

1.3.1 Частотні властивості підсилювача

Частотні характеристики визначаються його амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), яка показує залежність коефіцієнта підсилення від

частоти, та фазочастотною характеристикою (ФЧХ), що описує зміну фази сигналу [8].

На низьких і середніх частотах узгодження зазвичай реалізується за допомогою дискретних реактивних елементів, таких як індуктивності та конденсатори. У цьому випадку узгоджувальна мережа фактично утворює частотно-залежний фільтр, який змінює амплітудно-частотну характеристику підсилювача. Наприклад, послідовно-паралельна LC-мережа може діяти як смуговий або низькочастотний фільтр, забезпечуючи узгодження лише в певному діапазоні частот. Кожна з реалізацій використовує різне поєднання реактивних елементів, що дозволяє досягти однакового результату з точки зору перетворення імпедансу, проте відрізняється частотними властивостями. Це означає, що навіть при ідеальному узгодженні на центральній частоті на краях смуги виникає погіршення передачі сигналу.

Коефіцієнт підсилення за напругою або потужністю є функцією частоти:

$$A_v(f) = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)}, G(f) = \frac{P_{out}(f)}{P_{in}(f)}. \quad (1.6)$$

Одним із ключових параметрів, що характеризують частотні властивості підсилювача, є смуга пропускання, яка визначається як діапазон частот, у якому підсилення не зменшується більше ніж на 3 дБ від максимального значення. Граничні частоти f_L та f_H визначаються умовою:

$$|A_v(f)| = \frac{A_{v,max}}{\sqrt{2}}. \quad (1.7)$$

Узгоджувальні кола, що містять індуктивності та ємності, формують резонансні або квазірезонансні структури з характерною частотою:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.8)$$

При цьому параметр добротності Q визначає ширину смуги пропускання:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (1.9)$$

де Δf – ширина смуги.

Збільшення добротності, яке часто виникає при вузькосмуговому узгодженні, призводить до підвищення пікового підсилення, але одночасно звужує смугу пропускання. Таким чином, узгодження визначає компроміс між підсиленням і шириною робочого діапазону частот [8].

Важливим показником є також нерівномірність АЧХ, яка оцінюється як різниця між максимальним і мінімальним значенням підсилення в заданому діапазоні частот. Нерівномірність може виникати через частотну залежність імпедансів та недосконале узгодження. У практиці вона оцінюється як:

$$\Delta G = G_{max} - G_{min}. \quad (1.10)$$

Зменшення нерівномірності досягається шляхом оптимізації узгоджувальних кіл.

Окрім амплітудних характеристик, узгодження впливає на фазові властивості, зокрема на групову затримку:

$$\tau_g = \frac{-d\varphi}{d\omega}. \quad (1.11)$$

Нерівномірна групова затримка призводить до спотворення форми сигналу, особливо для широкосмугових або імпульсних сигналів. Узгоджувальні кола можуть як покращувати, так і погіршувати ці характеристики залежно від їх структури.

Для оцінки впливу узгодження на частотні характеристики застосовують декілька методів. Найпоширеним є АС-аналіз, який дозволяє отримати АЧХ та

ФЧХ підсилювача в середовищах моделювання. У високочастотних задачах широко використовується аналіз через S-параметри, який дає змогу оцінити коефіцієнти передачі та відбиття у широкому діапазоні частот. Графічним інструментом аналізу узгодження є діаграма Сміта, яка дозволяє наочно оцінити зміну імпедансу з частотою та ступінь узгодження.

Для кількісної оцінки також використовують коефіцієнт стоячої хвилі:

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}, \quad (1.12)$$

який відображає рівень відбиттів у лінії передачі, що викликає нерівномірність амплітудно-частотної характеристики [8].

1.3.2 Вплив узгодження імпедансів на рівень нелінійних спотворень

У реальних електронних підсилювачах рівень нелінійних спотворень є одним із ключових параметрів, що визначає якість обробки сигналу. Нелінійність виникає внаслідок того, що вольт-амперні характеристики активних елементів (транзисторів) не є строго лінійними, і залежність струму від напруги описується нелінійними функціями. Фізично нелінійність проявляється у появі гармонік та інтермодуляційних складових. Якщо на вхід підсилювача подати сигнал $u(t) = U_0 \cos \omega t$, то через нелінійність характеристики на виході з'являються компоненти виду:

$$u_{out}(t) = a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots, \quad (1.13)$$

де a_2, a_3 – коефіцієнти, що визначають рівень гармонічних спотворень.

Узгодження імпедансів впливає на ці коефіцієнти через зміну умов навантаження транзистора. Якщо навантаження вибране невдало, транзистор може працювати у режимах, близьких до насичення або відсічки, що призводить до значного зростання гармонічних складових. Навпаки, правильно підібране узгодження дозволяє обмежити амплітуди сигналу в допустимих межах і тим

самим зменшити нелінійні спотворення. Рівень нелінійності оцінюється через коефіцієнт гармонічних спотворень (THD):

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}, \quad (1.14)$$

де U_1, U_2, U_3 – амплітуди гармонік.

Узгодження імпедансів впливає на ці величини, оскільки змінює співвідношення між струмом і напругою на виході підсилувача.

Ще одним важливим механізмом впливу є керування гармонічним складом сигналу через реактивні елементи узгоджувального кола. Індуктивності та ємності можуть створювати умови, за яких певні гармоніки пригнічуються або, навпаки, підсилюються. Це широко використовується у високочастотній електроніці, де узгоджувальні кола одночасно виконують функцію фільтрів [7]. Наприклад, пригнічення другої та третьої гармонік дозволяє суттєво зменшити спотворення навіть при роботі транзистора у нелінійному режимі.

На рисунку 1.5 показано спектральний склад сигналу до і після застосування узгоджувального (фільтруючого) кола. Видно, що правильне узгодження дозволяє зменшити рівень небажаних гармонік.

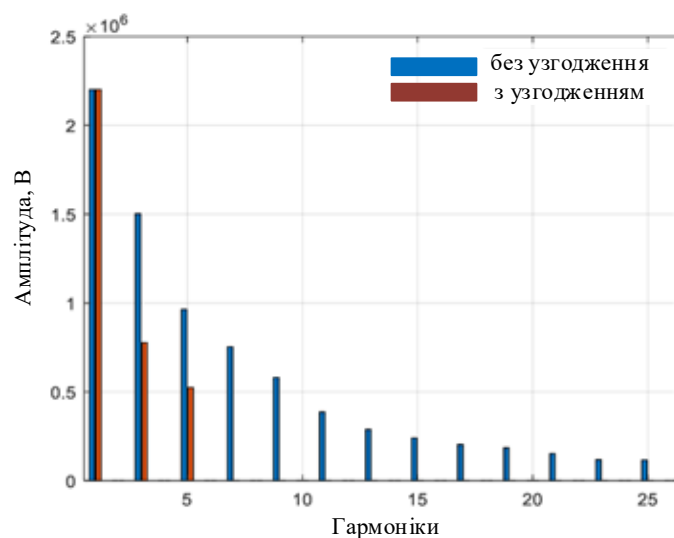


Рисунок 1.5 – Вплив узгодження імпедансів на рівень нелінійних спотворень [7]

Важливим параметром, який також використовується для оцінки нелінійності, є третій порядок інтермодуляційних спотворень і точка перетину третього порядку (ІРЗ). Узгодження імпедансів впливає на значення ІРЗ, оскільки змінює рівень нелінійних компонентів при взаємодії декількох сигналів. Зазвичай покращення узгодження в робочому діапазоні частот сприяє підвищенню ІРЗ і, відповідно, покращенню лінійності.

1.3.3 Вплив узгодження імпедансів на стабільність роботи електронного пристрою

Суттєвий вплив узгодження імпедансів проявляється у забезпеченні стабільності роботи електронних підсилювальних пристроїв. Стабільність у цьому контексті означає здатність системи працювати без самозбудження, тобто без виникнення небажаних власних коливань у відсутності або при слабкому вхідному сигналі.

Фізично причиною нестабільності є наявність паразитних зворотних зв'язків у транзисторі та схемі. Зокрема, параметр зворотної передачі S_{12} або міжелектродні ємності створюють умови, за яких частина сигналу з виходу повертається на вхід. Якщо при цьому сумарний коефіцієнт підсилення по замкненому контуру перевищує одиницю і виконується фазова умова автогенерації, система переходить у режим генерації. Ці умови формалізуються критерієм Баркгаузена [1]:

$$|A\beta| \geq 1, \arg(A\beta) = 2\pi n, \quad (1.15)$$

де A – коефіцієнт підсилення;

β – коефіцієнт зворотного зв'язку.

Коефіцієнт передачі S_{21} у децибелах визначає підсилення:

$$G_{dB}(f) = 20 \log_{10} |S_{21}(f)|. \quad (1.16)$$

Узгодження імпедансів впливає на величину S_{21} , оскільки при наявності відбиттів частина сигналу не потрапляє на вхід активного елемента або не передається у навантаження.

У високочастотних колах, особливо коли сигнал передається лініями з хвильовим опором Z_0 , будь-яка невідповідність між імпедансом навантаження і хвильовим опором лінії спричиняє появу відбитої хвилі.

Кількісно це описують коефіцієнти відбиття на вході і виході лінії:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \Gamma_{out} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (1.17)$$

Якщо $\Gamma = 0$, відбиття відсутнє, тобто вся падаюча потужність переходить у навантаження. Якщо ж Γ відмінне від нуля, частина енергії повертається назад до джерела, що зменшує корисну потужність на навантаженні, погіршує точність передавання сигналу та може викликати небажані стоячі хвилі в тракці. У результаті формується замкнений контур, що сприяє виникненню генерації. Тому в реальних RF- і мікрохвильових системах максимальна передача потужності практично означає не лише виконання умови спряженого узгодження між джерелом і навантаженням, а й погодження їх із хвильовим опором лінії, найчастіше 50 Ом або 75 Ом.

Для кількісної оцінки стабільності використовують параметри, визначені через S-параметри транзистора. Найбільш поширеним є фактор стабільності:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}, \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (1.18)$$

При виконанні умов $K > 1, |\Delta| < 1$, підсилювач вважається безумовно стабільним, тобто не переходить у режим генерації при будь-якому пасивному навантаженні. Узгодження імпедансів дозволяє впливати на значення Γ_{in} і Γ_{out} , а отже – на умови виконання цих критеріїв.

Важливо підкреслити, що узгодження може як покращувати, так і

погіршувати стабільність. Наприклад, ідеальне узгодження для максимальної передачі потужності може призвести до збільшення підсилення і, відповідно, до наближення системи до межі нестабільності. Тому в практичному проектуванні часто вводять додаткові елементи стабілізації, такі як резистори або демпфуючі ланки, які навмисно погіршують узгодження, але забезпечують надійну роботу пристрою.

1.3.4 Вплив узгодження імпедансів на динамічний діапазон пристрою

Ще одним важливим аспектом впливу узгодження імпедансів є формування динамічного діапазону електронного пристрою. Динамічний діапазон характеризує здатність системи коректно обробляти сигнали в широкому інтервалі амплітуд – від найменших, обмежених рівнем шуму, до максимально допустимих, при яких ще не виникають суттєві нелінійні спотворення. Формально динамічний діапазон визначається як відношення максимально допустимої потужності сигналу P_{max} до мінімальної корисної потужності P_{min} :

$$D = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{max}}{P_{min}} \right). \quad (1.19)$$

Нижня межа динамічного діапазону визначається шумовими характеристиками системи. Вона залежить від коефіцієнта шуму та узгодження вхідного імпедансу з джерелом сигналу. Якщо узгодження виконане неправильно, частина сигналу відбивається, що призводить до зменшення ефективного рівня корисного сигналу на вході підсилювача [7, 8]. У результаті співвідношення сигнал/шум погіршується, і нижня межа динамічного діапазону підвищується.

Верхня межа динамічного діапазону визначається нелінійними властивостями підсилювача. При збільшенні рівня сигналу активний елемент входить у нелінійний режим, що проявляється у появі гармонік і інтермодуляційних складових. Узгодження імпедансів впливає на амплітуди напруги та струму на виході транзистора, а отже – на момент настання нелінійності. Якщо навантаження не відповідає оптимальному значенню,

транзистор може раніше перейти в режим насичення або відсічки, що зменшує максимально допустимий рівень сигналу P_{max} .

Таким чином, узгодження одночасно впливає на обидві межі динамічного діапазону. З одного боку, воно визначає ефективність передачі слабких сигналів і рівень шуму, а з іншого – задає режим роботи транзистора при великих амплітудах сигналу. У практиці це означає, що неправильне узгодження може призвести до звуження динамічного діапазону як знизу, так і зверху.

Важливим є також вплив узгодження на теплові режими роботи елементів. Якщо імпеданс навантаження не відповідає оптимальному значенню, частина енергії не передається в навантаження, а розсіюється у вигляді тепла в активному елементі. Це призводить до підвищення температури, що може викликати зміну параметрів транзистора, зниження надійності або навіть його пошкодження. Узгодження імпедансів дозволяє мінімізувати внутрішні втрати і, відповідно, зменшити теплове навантаження на пристрій, що є критично важливим для силової електроніки та підсилювачів великої потужності.

Отже, можна зазначити, що узгодження імпедансів є універсальним інструментом керування параметрами електронних схем. Воно визначає не лише ефективність передачі енергії, але й форму частотної характеристики, рівень спотворень, стабільність, тепловий режим і динамічні властивості пристрою. У практичному проектуванні це означає, що узгоджувальне коло не може розглядатися ізольовано як допоміжний елемент, а повинно проектуватися одночасно з активним елементом з урахуванням усіх вимог до системи. Саме такий підхід дозволяє отримати оптимальні характеристики електронного пристрою в умовах реальної експлуатації.

РОЗДІЛ 2

СИНТЕЗ І АНАЛІЗ КІЛ УЗГОДЖЕННЯ В РАДІОЧАСТОТНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

2.1 Класифікація топологій узгоджувальних кіл підсилювачів

Задача проектування узгоджувальних кіл підсилювача може бути досить складною, особливо якщо необхідно забезпечити узгодження у широкому діапазоні частот. Тип узгоджувального кола зазвичай визначається робочою частотою підсилювача. На нижчих радіочастотах найчастіше використовують узгоджувальні кола на основі дискретних елементів – конденсаторів і котушок індуктивності. На дуже високих частотах частіше застосовують відрізки ліній передачі.

Розрахунки показали, що з точки зору електричних властивостей узгоджувальні кола, побудовані на дискретних елементах, і кола на основі ліній передачі можуть забезпечувати однаковий результат. Тому для пояснення принципів роботи зручніше розглядати саме схеми з дискретними елементами, оскільки вони простіші для аналізу. Отримані при цьому висновки можна застосовувати і до інших узгоджувальних схем, які мають подібні частотні властивості.

Існує кілька типових узгоджувальних схем, кожна з яких складається з трьох елементів. Такі триелементні схеми добре підходять для вузькосмугового узгодження, тобто коли підсилювач працює лише у невеликому діапазоні частот. Проте на практиці навіть за однакових умов роботи транзистора різні варіанти узгоджувальних кіл можуть давати суттєво різні результати щодо вихідної потужності та ефективності підсилювача.

У практиці електроніки та радіотехніки узгодження для максимальної передачі потужності зазвичай реалізують за допомогою спеціальних узгоджувальних кіл: L-, T- або П-подібних реактивних мереж, трансформаторів, а на високих частотах – відрізків ліній передачі [1, 2]. Функція такого кола полягає в тому, щоб перетворити реальний імпеданс навантаження у такий

еквівалентний вхідний імпеданс, який з боку джерела виглядатиме як спряжений до його внутрішнього імпедансу. Іншими словами, узгоджувальне коло виконує не просте «зменшення» чи «збільшення» опору, а повне частотнозалежне перетворення комплексного імпедансу. Саме тому в дослідженнях підсилювачів потужності аналіз узгоджувальних кіл є необхідним: зміна параметрів узгодження безпосередньо впливає на рівень потужності, що передається в навантаження, на величину відбиттів, на форму частотної характеристики і, в кінцевому підсумку, на якість та ефективність роботи всього підсилювального пристрою.

2.2 Порівняльний аналіз топологій узгоджувальних кіл

2.2.1 L-подібні узгоджувальні мережі

L-подібні узгоджувальні мережі є базовим і найбільш інтуїтивно зрозумілим класом узгоджувальних кіл, що широко застосовуються в підсилювачах радіочастотного діапазону. Вони складаються з двох реактивних елементів – одного послідовного та одного паралельного, які утворюють Г-подібну (L-подібну) структуру (рис. 2.1) [9].

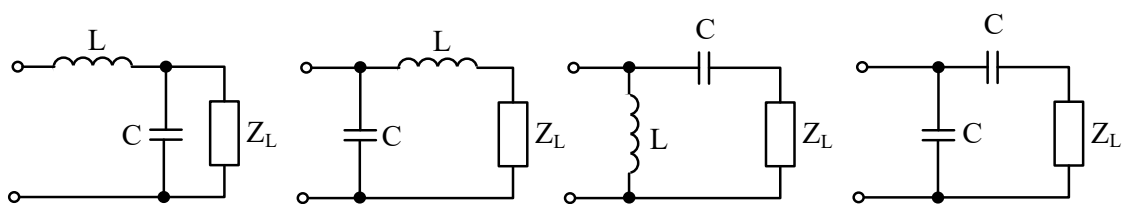


Рисунок 2.1 – Приклади топологій L-подібних узгоджувальних мереж

Основна ідея L-мережі полягає у поетапному перетворенні імпедансу: послідовний елемент (індуктивність або ємність) змінює реактивну складову імпедансу; паралельний елемент (шунт) змінює як активну, так і реактивну складові. Таким чином, здійснюється перехід від комплексного імпедансу джерела до необхідного значення навантаження (або навпаки), забезпечуючи

умову мінімального коефіцієнта відбиття.

Існує чотири базові варіанти L-мережі, що визначаються співвідношенням опорів $R_{дж} > R_n$ або $R_{дж} < R_n$ та вибором типу реактивних елементів L або C.

1. Понижуюча трансформація опору $R_{дж} > R_n$. Використовується послідовний елемент і паралельний шунт з боку навантаження. Забезпечує зменшення опору.

2. Підвищуюча трансформація опору $R_{дж} < R_n$. Паралельний елемент розташовується ближче до джерела. Дозволяє збільшити ефективний опір.

3. Індуктивно-ємнісні варіанти. В залежності від частоти і типу сигналу використовуються L (катушка) + C (конденсатор) або C + L (інверсна конфігурація).

Це дає змогу реалізувати як низькочастотні, так і високочастотні узгодження.

Особливості та властивості такого типу топології:

- L-мережа містить мінімальну кількість елементів, що зменшує втрати та спрощує реалізацію. Це особливо важливо для високочастотних підсилювачів;

- через використання лише двох реактивних елементів така мережа забезпечує ефективне узгодження лише в околі однієї робочої частоти. При відхиленні частоти параметри швидко погіршуються;

- L-мережі мають високу добротність (Q), що забезпечує низькі втрати, але обмежує смугу пропускання;

- для заданих опорів і частоти існує обмежена кількість варіантів реалізації, що спрощує проектування;

- проектування L-мережі природно реалізується на діаграмі Сміта як послідовні та паралельні переміщення імпедансу до центру (узгодження).

L-подібні мережі найчастіше використовуються: у вхідних та вихідних колах транзисторних підсилювачів; для узгодження антени з трактом передачі; у вузькосмугових радіочастотних каскадах; як базовий етап складніших узгоджувальних структур.

У сучасних САПР L-мережі часто застосовуються як початкове рішення, яке надалі оптимізується або трансформується в більш складну топологію.

2.2.2 П-подібні узгоджувальні мережі

П-подібні узгоджувальні мережі є одним із найпоширеніших типів узгодження в радіочастотних підсилювачах, особливо у вихідних каскадах (рис. 2.2).

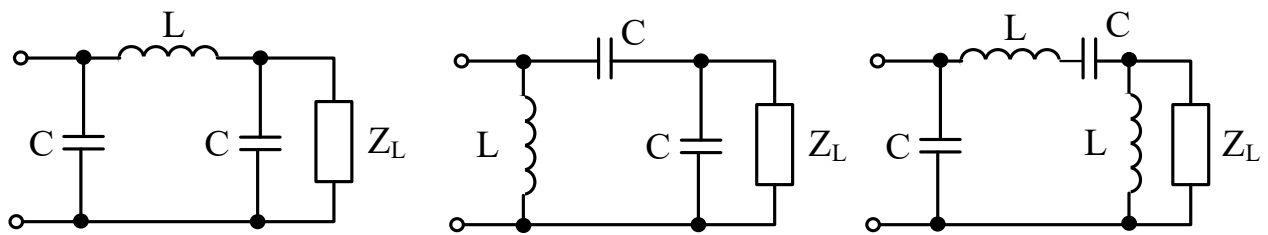


Рисунок 2.2 – Приклади топологій П-подібних узгоджувальних мереж

П-мережа виконує узгодження імпедансів у два етапи:

- перший шунтуючий елемент формує початкове перетворення імпедансу;
- послідовний елемент забезпечує основну трансформацію;
- другий шунтуючий елемент завершує узгодження до потрібного значення.

Фактично П-мережу можна розглядати як дві послідовно з'єднані L-мережі, що значно розширює її можливості.

П-мережі можуть реалізовуватись у різних варіантах залежно від частоти та вимог:

1. C – L – C (ємнісно-індуктивна конфігурація). Найбільш поширений варіант у високочастотних підсилювачах. Використовується для узгодження високих опорів та фільтрації гармонік.

2. L – C – L (індуктивно-ємнісна конфігурація). Застосовується при інших співвідношеннях імпедансів або в низькочастотних схемах.

3. Асиметричні П-мережі. Дозволяють узгоджувати складні (комплексні) імпеданси транзистора з джерелом або навантаженням.

Особливості та властивості П-подібних мереж:

- П-мережа дозволяє узгоджувати значно ширший діапазон імпедансів, ніж L-мережа, включаючи випадки великих коефіцієнтів трансформації;
- завдяки трьом реактивним елементам мережа має властивості смугового або низькочастотного фільтра, що дозволяє ефективно пригнічувати вищі гармоніки сигналу;
- П-мережа дозволяє керувати добротністю узгоджувального кола, що дає можливість балансувати між шириною смуги пропускання; рівнем втрат; селективністю;
- у порівнянні з L-мережею, П-топология забезпечує більш різке частотне відсікання небажаних компонентів;
- більша кількість елементів ускладнює розрахунок і налаштування, але водночас підвищує гнучкість проектування.

П-подібні мережі широко застосовуються: у вихідних каскадах підсилювачів потужності (особливо перед антенами); у передавачах для пригнічення гармонік; в антенних узгоджувальних пристроях (ATU); у вузькосмугових та селективних радіочастотних трактах.

У середовищах моделювання П-мережі часто використовуються для досягнення компромісу між максимальним підсиленням, стабільністю та шириною смуги.

2.2.3 Т-подібні узгоджувальні мережі

Т-подібна мережа є топологічним аналогом П-мережі та також містить три реактивні елементи. Вона часто використовується у випадках, коли необхідно узгоджувати низькоомні навантаження або забезпечити певну форму частотної характеристики (рис. 2.3). Основні конфігурації:

1. $L - C - L$ (індуктивно-ємнісна структура). Два послідовні індуктивні елементи та шунтуюча ємність. Часто використовується для узгодження низькоомних навантажень.

2. $C - L - C$ (ємнісно-індуктивна структура). Два послідовні конденсатори та шунтуюча індуктивність. Застосовується у високочастотних схемах і для роботи з високими імпедансами.

3. Асиметричні Т-мережі. Дозволяють узгоджувати комплексні імпеданси транзистора з урахуванням реальних умов роботи підсилювача.

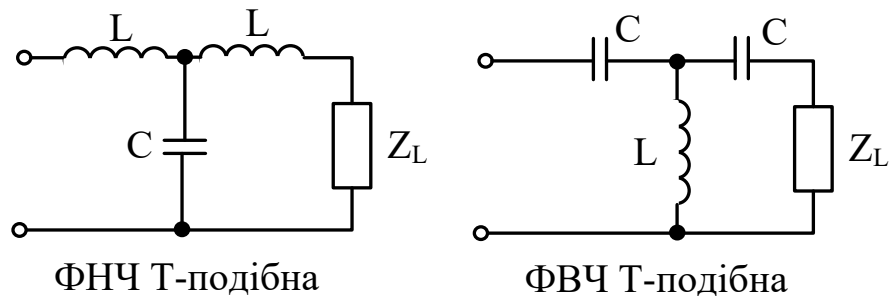


Рисунок 2.3 – Приклади топологій Т-подібних узгоджувальних мереж

На відміну від П-мереж, Т-топология часто є більш зручною при роботі з малими опорами, що характерно для вихідних каскадів потужних підсилювачів. Перевагою є можливість точнішого налаштування параметрів підсилювача, проте схема є складнішою для розрахунку і реалізації. Т-мережі застосовуються як у вхідних, так і у вихідних колах високочастотних підсилювачів.

2.2.4. N-подібні узгоджувальні мережі: структура та особливості

N-подібні узгоджувальні мережі є узагальненням простих топологій і представляють собою багатоланкові (каскадні) структури, що містять більше трьох реактивних елементів. Вони формуються шляхом послідовного з'єднання кількох елементарних узгоджувальних секцій і часто реалізуються у вигляді LC-драбинок або каскаду відрізків ліній передачі.

На відміну від простих мереж, N-топология виконує узгодження не за один або два кроки, а поетапно: кожна секція частково трансформує імпеданс; наступна секція уточнює перетворення; у результаті формується необхідне значення імпедансу на виході. Основні конфігурації:

1. LC-драбинкові структури (ladder networks). Чергування послідовних і паралельних індуктивностей та ємностей. Найбільш поширена реалізація в схемотехніці.

2. Багатосекційні узгоджувальні мережі. Кілька L- або П-ланок, з'єднаних послідовно. Використовуються для широкопasmового узгодження.

3. Розподілені N-мережі. Реалізуються на основі відрізків ліній передачі (мікросмужкові або коаксіальні структури), особливо в НВЧ-діапазоні.

N-подібні мережі використовуються: у широкосмугових підсилювачах і приймачах; у трактах з великим розкидом імпедансів; у високочастотних (НВЧ та мм-хвильових) системах; у фільтрувально-узгоджувальних пристроях; у складних антенних системах.

У сучасних САПР N-мережі синтезуються автоматично за заданими критеріями (смуга, КСХ, втрати), що значно спрощує їх використання.

2.2.5 Мікросмужкові узгоджувальні мережі

На високих частотах (ГГц-діапазон) зосереджені елементи замінюються розподіленими структурами, реалізованими у вигляді мікросмужкових ліній [9] (рис. 2.4).

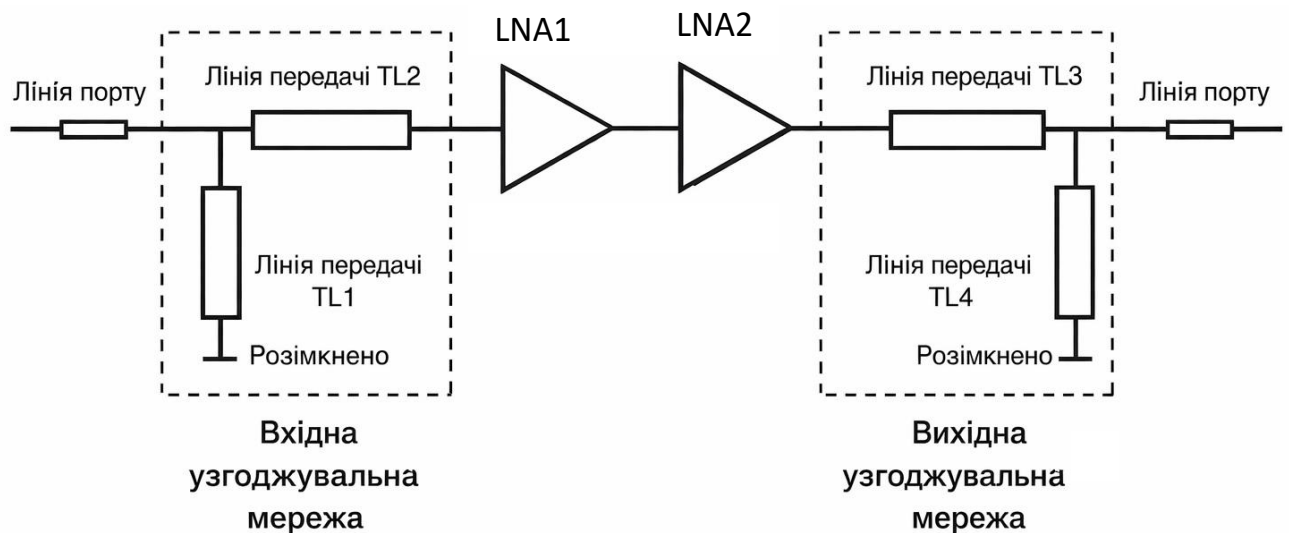


Рисунок 2.4 – Структурна схема підсилювального тракту з вхідною та вихідною мікросмужковими узгоджувальними мережами на основі відрізків ліній передачі та відкритих шлейфів

Мікросмужкові узгоджувальні мережі є ключовим елементом високочастотних і надвисокочастотних електронних систем, зокрема підсилювачів, антенних трактів і приймально-передавальних модулів. Їх основне призначення полягає у забезпеченні узгодження комплексних імпедансів джерела

та навантаження, що дозволяє мінімізувати відбиття сигналу та забезпечити максимальну передачу потужності в заданому частотному діапазоні.

На відміну від зосереджених LC-кіл, мікросмужкові мережі реалізуються у вигляді розподілених елементів – відрізків ліній передачі, шлейфів та їх комбінацій, що безпосередньо формуються на діелектричній підкладці друкованої плати.

Основною перевагою є висока точність та повторюваність параметрів, а також можливість інтеграції в друковані плати. Важливою особливістю мікросмужкових реалізацій є вплив геометричних параметрів підкладки та провідників. Характеристичний опір лінії визначається співвідношенням ширини провідника до товщини підкладки та її діелектричною проникністю, що безпосередньо впливає на умови узгодження. Також необхідно враховувати втрати в діелектрику та провіднику, паразитні випромінювання та взаємний зв'язок між елементами, які можуть погіршувати узгодження та знижувати ефективність системи.

Різноманіття топологій узгоджувальних кіл дозволяє інженеру обирати оптимальне рішення залежно від вимог до підсилювача. Прості L-, П- та T-мережі доцільні для вузькосмугових застосувань, тоді як широкосмугові, мікросмужкові та хвилевідні структури забезпечують ефективну роботу у високочастотних і широкосмугових системах.

2.3 Синтез кіл узгодження за допомогою діаграми Сміта

Діаграма Сміта є одним із основних інструментів аналізу та синтезу узгоджувальних кіл у радіочастотній та мікрохвильовій електроніці. Вона дозволяє виконувати наочне перетворення комплексних імпедансів і визначати параметри узгоджувальних елементів без складних аналітичних обчислень. Основна перевага діаграми полягає у можливості графічного відображення процесу узгодження та контролю траєкторії зміни імпедансу (рис. 2.5).

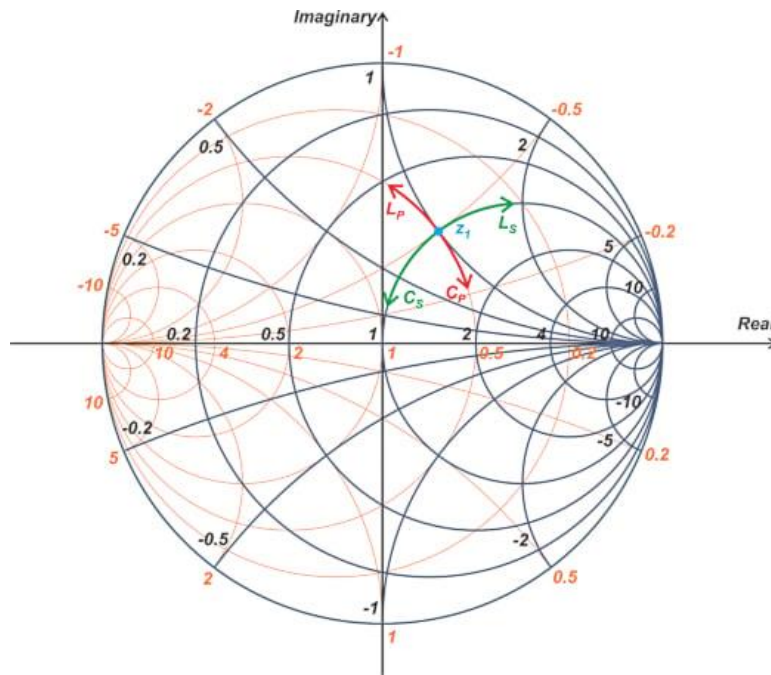


Рисунок 2.5 – Діаграма Сміта для проектування кіл узгодження [10]

Діаграма Сміта використовується у випадках, коли необхідно узгодити комплексний імпеданс навантаження з хвильовим опором тракту (зазвичай 50 Ом), проводиться проектування входних і вихідних кіл підсилювачів, аналізуються S-параметри транзисторів або антен, реалізуються узгоджувальні мережі на основі реактивних елементів або ліній передачі, потрібна оцінка коефіцієнта відбиття, КСХ та втрат [10]. Особливо ефективною діаграма Сміта є в задачах вузькосмугового узгодження на заданій частоті.

Для синтезу узгоджувального кола необхідно задати робочу частоту f , хвильовий опір системи Z_0 (найчастіше 50 Ом), комплексний імпеданс навантаження або S-параметри, вимоги до узгодження (мінімальний коефіцієнт відбиття, максимальна передача потужності, допустима смуга частот), обмеження на реалізацію (тип елементів, технологія – зосереджені або розподілені).

Процес узгодження за допомогою діаграми Сміта виконується у кілька послідовних етапів [10].

1. Нормування імпедансу. Початковий імпеданс навантаження нормується до хвильового опору:

$$z = \frac{Z_L}{Z_0}. \quad (2.1)$$

Отримане значення величини відкладається на діаграмі Сміта.

2. Аналіз положення точки навантаження. Визначається характер імпедансу, активна та реактивна складові, індуктивний або ємнісний характер. ступінь віддаленості від центру (ступінь неузгодження).

3. Вибір топології узгодження. На основі розташування точки та вимог до системи обирається тип топології мережі.

4. Побудова траєкторії узгодження.

На діаграмі виконується послідовне переміщення точки імпедансу до центру (ідеального узгодження). Побудова узгодження на діаграмі Сміта є не лише графічною процедурою переміщення точки імпедансу до центра, але й способом безпосереднього визначення параметрів елементів узгоджувальної мережі. Ключова ідея полягає в тому, що кожне переміщення точки на діаграмі відповідає додаванню певного реактивного елемента або відрізка лінії передачі з конкретними параметрами.

Початково на діаграмі відкладається нормований імпеданс навантаження. Далі вибирається перший елемент узгодження, наприклад послідовний або паралельний. Якщо додається послідовний реактивний елемент, то переміщення точки відбувається вздовж кола постійного активного опору (горизонтальне коло на діаграмі імпедансів). У процесі такого переміщення змінюється лише реактивна складова імпедансу, тоді як активна залишається сталою. За шкалою реактивностей діаграми визначається величина доданої реактивності x , яка безпосередньо відповідає нормованому значенню індуктивного або ємнісного опору.

Для переходу до паралельного елемента використовується перетворення імпедансу у провідність, що на діаграмі відповідає переходу в діаметрально протилежну точку. Після цього переміщення здійснюється вздовж кола постійної провідності, де змінюється лише уявна складова провідності. Значення цієї

складової дозволяє визначити нормовану провідність b , яка далі перераховується у параметри ємності або індуктивності.

Якщо узгодження реалізується за допомогою відрізків лінії передачі, то переміщення точки відбувається вздовж кола постійного коефіцієнта стоячої хвилі. У цьому випадку використовується зовнішня шкала довжин хвиль, за якою визначається електрична довжина відрізка. Відповідна фізична довжина обчислюється з урахуванням довжини хвилі в лінії.

Після кожного кроку перевіряється положення точки на діаграмі та визначається, який наступний елемент необхідний для подальшого наближення до центра. Послідовність таких переміщень формує траєкторію узгодження.

5. Перевірка результату.

Завершення процесу відповідає досягненню центра діаграми, де нормований імпеданс дорівнює одиниці $z = 1$, що означає повне узгодження з лінією передачі, тобто $Z = Z_0$. Це означає, що узгодження досягнуто.

На рисунку 2.6 показано порівняння узгоджувальних топологій T-, L-, П- та N-типу за їх здатністю узгоджувати різні комплексні навантаження. У лівій частині наведено принципові схеми відповідних мереж, а у правій – області на діаграмі Смита, що відповідають діапазонам імпедансів, які можуть бути узгоджені кожною топологією.

Сіра область відображає множину комплексних навантажень, для яких дана схема забезпечує трансформацію імпедансу до потрібного значення, як правило до хвильового опору тракту.

З рисунка видно, що зі зростанням складності мережі розширюється і область можливого узгодження: L-подібна мережа є найпростішою, але має обмежені можливості, тоді як T-, П- та особливо N-подібні мережі дозволяють узгоджувати значно ширший діапазон навантажень. N-мережа реалізує послідовність багатьох переміщень (чергування переходів по колах імпедансів і провідностей). Завдяки цьому траєкторія може проходити через складні області та досягати практично будь-якої точки. Саме тому область узгодження для N-топології є найбільшою серед усіх розглянутих варіантів.

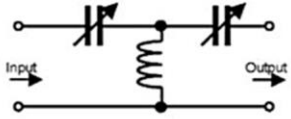
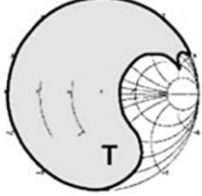
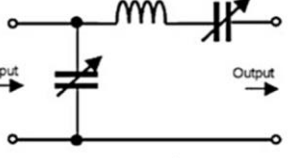
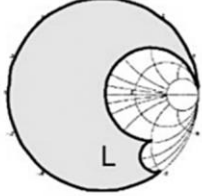
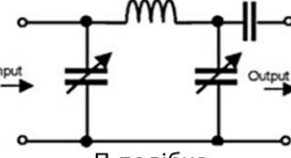

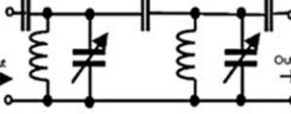
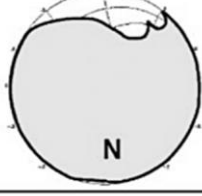
Конфігурація кола узгодження	Діапазон імпедансів узгодження
 <p data-bbox="587 376 699 405">Т-подібна</p>	 <p data-bbox="1118 376 1139 405">Т</p>
 <p data-bbox="587 600 699 629">L-подібна</p>	 <p data-bbox="1118 600 1139 629">L</p>
 <p data-bbox="587 824 699 853">П-подібна</p>	 <p data-bbox="1118 824 1139 853">П</p>
 <p data-bbox="587 1014 699 1043">N-подібна</p>	 <p data-bbox="1118 1014 1139 1043">N</p>

Рисунок 2.6 – Порівняння конфігурацій узгоджувальних мереж

РОЗДІЛ 3

РОЗРАХУНОК І ДОСЛІДЖЕННЯ ВХІДНОГО УЗГОДЖЕННЯ ТРАНЗИСТОРНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

3.1 Побудова малосигнальної моделі біполярного транзистора

Для дослідження процесів узгодження імпедансів використаємо малосигнальну модель біполярного транзистора, оскільки вона дозволяє перейти від нелінійної фізики напівпровідникового приладу до лінійного еквівалентного представлення, придатного для аналітичного та чисельного аналізу. У режимі малих сигналів транзистор працює поблизу робочої точки, що дає можливість застосовувати методи лінійної теорії кіл, зокрема аналіз імпедансів, частотних характеристик та передачі потужності. Використання малосигнальної моделі також дозволяє врахувати паразитні параметри та високочастотні ефекти, що визначають реальну поведінку транзистора та умов узгодження підсилювача в радіочастотних схемах.

Розглянемо схему підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером, який працює у режимі малого сигналу (рис. 3.1).

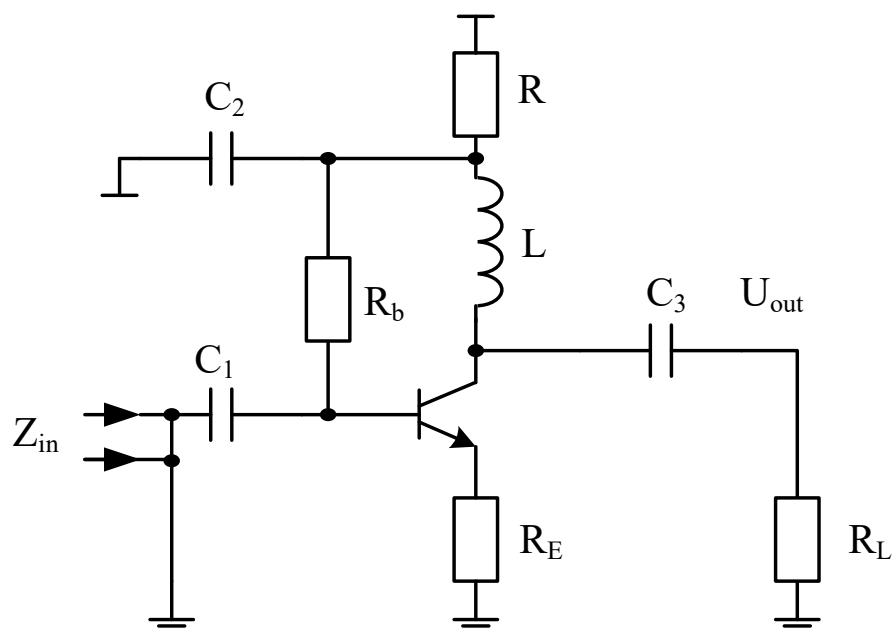


Рисунок 3.1 – Модель підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером

Вона містить коло зміщення (резистор R_{bias} та живлення), емітерний резистор R_E для стабілізації та підвищення лінійності, а також розділові конденсатори для відокремлення постійної та змінної складових сигналу. Навантаження Z_L підключене через вихідний конденсатор і визначає вихідну напругу.

Робоча точка транзистора встановлюється струмом, який формується за допомогою резистивної мережі зміщення. Така схема забезпечує негативний зворотний зв'язок за постійним струмом: збільшення колекторного струму призводить до зростання падіння напруги на емітерному резисторі, що, у свою чергу, зменшує базовий струм і повертає транзистор до рівноважного режиму. Це є важливим для термічної стабільності та повторюваності характеристик підсилювача.

Для змінного сигналу робота схеми суттєво спрощується. Розділові конденсатори, які використовуються для ізоляції постійної складової, на робочих частотах мають дуже малий реактивний опір і можуть вважатися коротким замиканням. Дросель, навпаки, має великий індуктивний опір і фактично еквівалентний розриву кола для змінного струму. Таким чином формується еквівалентна схема для аналізу змінних сигналів.

Навантаження підсилювача у даному випадку є активним і моделюється резистором. Емітерний резистор виконує подвійну функцію: з одного боку, він підвищує лінійність підсилення, зменшуючи нелінійні спотворення, а з іншого впливає на розподіл вхідної напруги між переходом база-емітер і зовнішнім колом. Це означає, що амплітуда керуючого сигналу частково «втрачається» на цьому резисторі, що слід враховувати при аналізі підсилення.

Ключовим інструментом подальшого аналізу є малосигнальна модель транзистора [11]. Вона базується на припущенні, що змінний сигнал є достатньо малим, щоб робоча точка транзистора практично не змінювалась. У такому випадку нелінійна характеристика транзистора може бути лінеаризована в околі точки спокою. Малосигнальна модель є строго прив'язаною до конкретного режиму зміщення. Це означає, що всі її параметри визначаються робочою точкою

транзистора, і при зміні струмів або напруг ці параметри також змінюються. Таким чином, модель є локальною апроксимацією реального пристрою.

Однією з найбільш наочних форм представлення є Т-подібна малосигнальна модель транзистора наведена на рисунку 3.2.

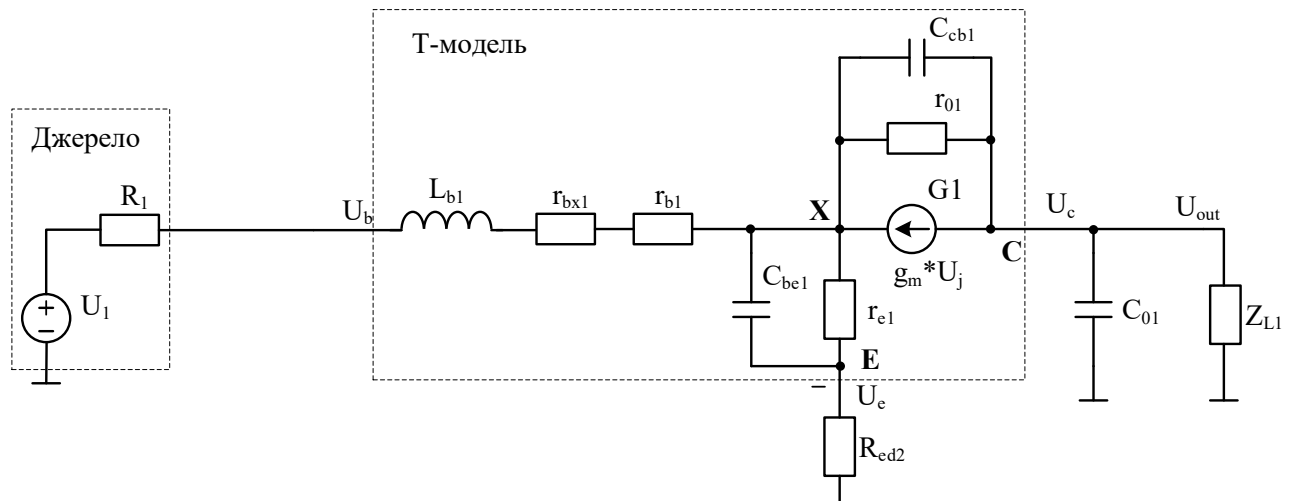


Рисунок 3.2 – Т-подібна малосигнальна модель транзистора [11]

Малосигнальна Т-модель біполярного транзистора описує його поведінку в лінійному режимі поблизу робочої точки, параметри схеми наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри схеми заміщення для малосигнальної моделі

I_C , мА	α ,	g_m , С	r_e , Ом	r_o , кОм	Z_L , Ом	R_{ed} , Ом	r_b , Ом	C_{be} , пФ	C_{cb} , пФ	C_o , пФ	r_{bx} , Ом	L_b , нГн	Z_{bias} , кОм
10	0,99	0,385	2,57	8	200	12	7,5	0,2	0,18	0,25	1,5	1,24	72

Ключовим елементом є диференційний опір переходу база-емітер r_e , який визначає перетворення вхідної напруги у зміну колекторного струму. Підсилення реалізується керованим джерелом струму з параметром транскондуктивності g_m , тоді як вихідний опір r_o враховує ефект Ерлі.

Для аналізу високочастотних властивостей модель доповнюється паразитними ємностями C_{be} та C_{cb} , причому остання визначає зворотний зв'язок і обмежує смугу пропускання через ефект Міллера. Враховуються також

паразитні параметри базового кола – опір розтікання r_b та індуктивність L_b , які суттєво впливають на вхідний імпеданс.

На виході моделі імпеданс навантаження Z_L відображає реальне навантаження, підключене до колектора транзистора, а ємність C_0 моделює паразитні вихідні ємності.

Елементи кола зміщення у даній моделі не враховуються, оскільки їх вплив на результати аналізу є незначним. Зокрема, резистор $R_{bias} = 72$ кОм має дуже велике значення, а розділові конденсатори та дросель на робочих частотах поведуться відповідно як коротке замикання та розрив кола.

Модуляція колекторного струму, яка формує вихідну напругу на навантаженні Z_L , як і раніше визначається напругою на опорі r_e . Однак у цій моделі ця напруга є внутрішньою величиною і позначається як U_j (напруга переходу), що дозволяє відрізнити її від зовнішньої напруги U_{be} .

Також у моделі введено резистор R_{ed} , який не є внутрішнім параметром транзистора і розташований поза його моделлю. Цей елемент відповідає емітерному резистору в реальній схемі, що використовувався для формування малосигнальної моделі.

На наступному етапі дослідження малосигнальна модель транзистора підключається до джерела сигналу, після чого було проведено аналіз її частотних характеристик для наступних параметрів: $R_1 = 100$ Ом, струм зміщення 10 мА за допомогою SPICE-моделювання.

Вхідний імпеданс транзистора може бути визначений як відношення напруги на базі U_b до струму джерела сигналу. Такий підхід відповідає загальному визначенню імпедансу і дозволяє дослідити його залежність від частоти, що є критично важливим для задач узгодження.

Результати моделювання демонструють частотні характеристики ключових напруг у схемі (рис. 3.3). Напруга на виході підсилювача U_{out} , напруга на базі U_b та внутрішня напруга переходу база-емітер U_j мають різну поведінку зі зростанням частоти. При низьких частотах підсилювач забезпечує значний коефіцієнт підсилення, який у даному випадку становить близько 20,2 дБ. Однак

зі збільшенням частоти спостерігається поступове зменшення підсилення, і на рівні приблизно 566 МГц досягається гранична частота зрізу, що відповідає зниженню амплітуди на 3 дБ.

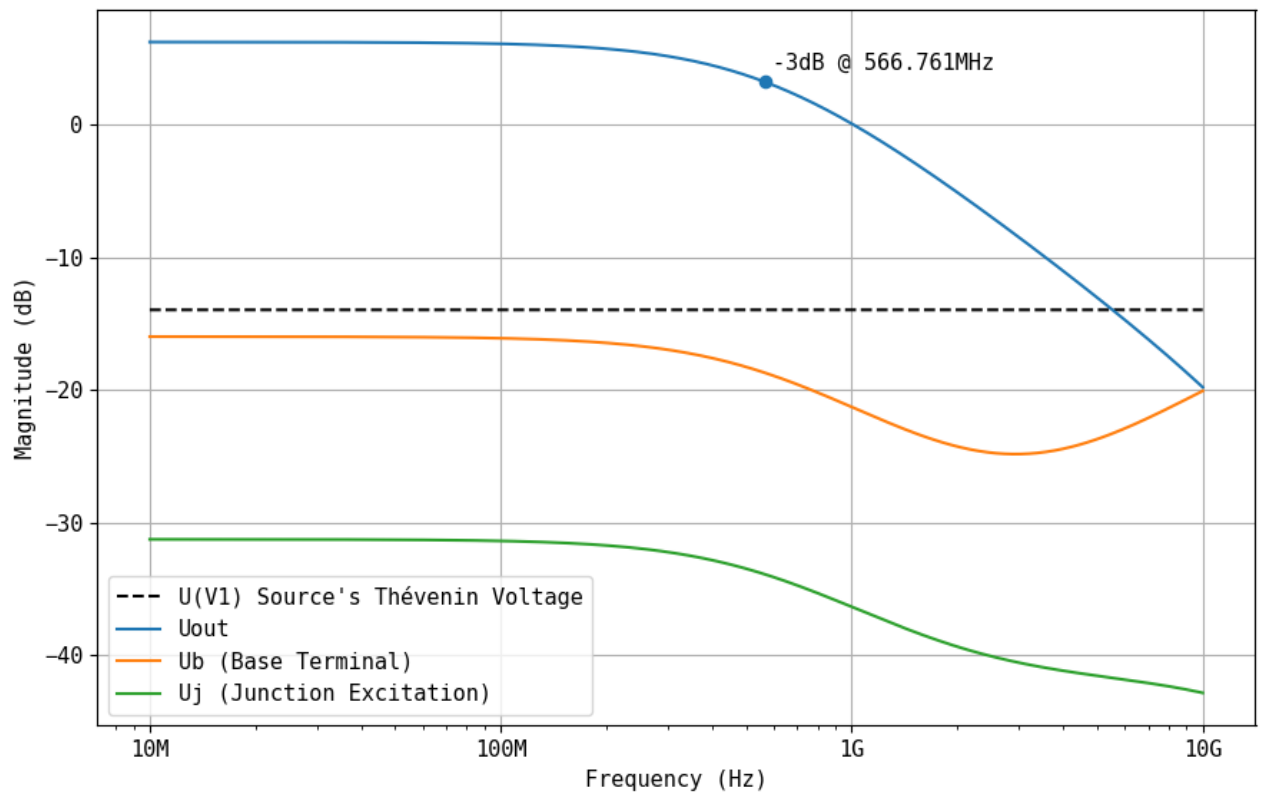


Рисунок 3.3 – Частотний аналіз не узгодженої малосигнальної моделі

Аналіз графіків показує, що внутрішня напруга U_j , яка безпосередньо керує колекторним струмом, зменшується значно швидше, ніж напруга на базі. Це свідчить про те, що частина енергії сигналу втрачається у паразитних елементах ще до того, як вона впливає на керуючий перехід транзистора. Таким чином, навіть якщо напруга на базі зберігає певний рівень, ефективність керування транзистором може істотно знижуватися.

Аналіз вхідного імпедансу транзистора (рис. 3.4) показує, що на високих частотах він визначається взаємодією базового опору r_b , паразитної індуктивності L_b , ємності переходу база-емітер C_{be} , а також ємності база-колектор C_{cb} . Це призводить до істотного зменшення верхньої граничної частоти підсилювача та ускладнює узгодження з джерелом сигналу.

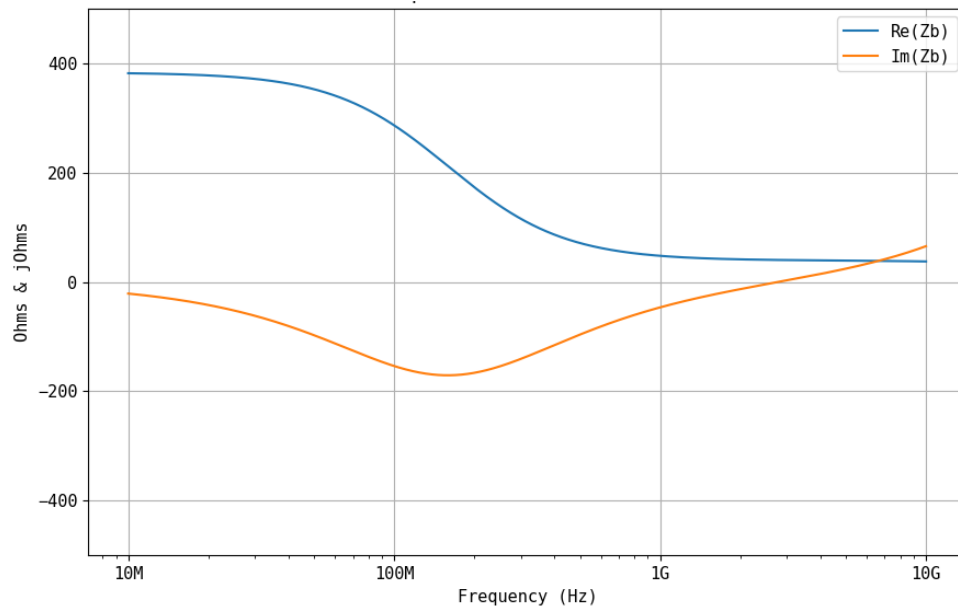


Рисунок 3.4 – Значення вхідного опору транзистора

Вихідний сигнал підсилювача безпосередньо визначається внутрішньою напругою U_j . Саме вона керує струмом колектора через транскондуктивність транзистора. Тому для досягнення максимального підсилення необхідно забезпечити максимальне значення цієї напруги. З точки зору енергетичного підходу це означає, що потрібно максимізувати потужність, яка передається на динамічний опір переходу база-емітер r_e . Відповідно до закону Ома, потужність, що виділяється на цьому елементі, визначається як:

$$P_j = U_j^2 / r_e. \quad (3.1)$$

Таким чином, максимізація потужності на r_e автоматично приводить до максимального значення U_j , а отже і до максимального колекторного струму та вихідної напруги. Графіки аналізу потужностей на вході наведені на рисунку 3.5.

Аналіз показує, що в неузгодженому режимі потужність, яка надходить на базу транзистора, суттєво менша за максимально доступну потужність джерела. При можливих 100 мкВт фактичне значення становить лише приблизно 65–82 мкВт і змінюється з частотою. Це свідчить про неповну передачу енергії, зумовлену відбиттями та невідповідністю імпедансів.

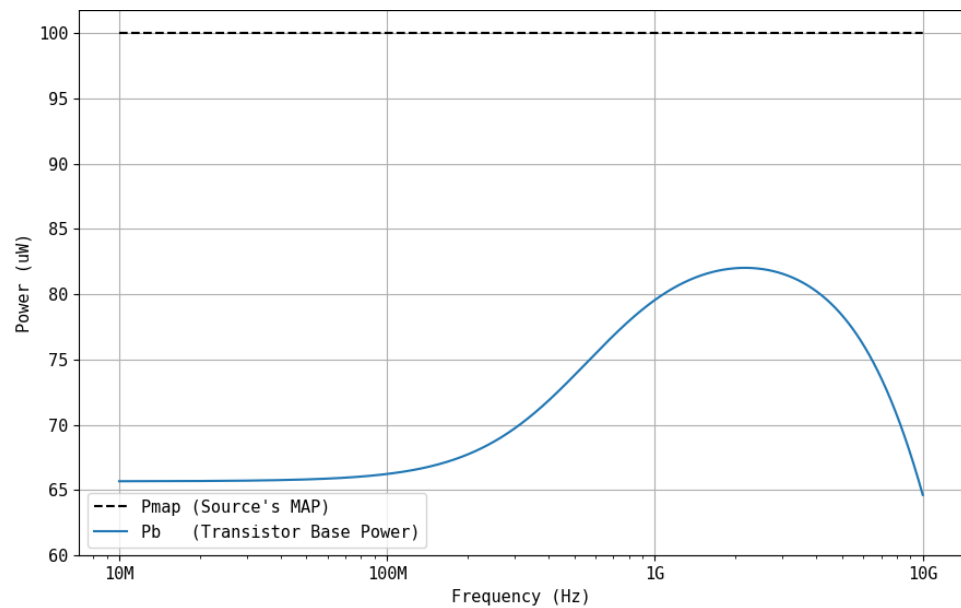


Рисунок 3.5 – Потужність на вході транзистора (неузгоджений режим)

Потужність на вході визначається як добуток напруги на базі U_b на комплексно-спряжений струм бази, що дозволяє коректно враховувати фазові співвідношення. Отримані результати підтверджують, що навіть при сталому рівні доступної потужності джерела її передача в транзистор є обмеженою через неузгодження. Зменшення вхідної потужності призводить до зниження внутрішньої напруги U_j , а отже до зменшення вихідного сигналу.

Отже, узгодження імпедансів є ключовою умовою ефективної роботи підсилювача, оскільки саме воно забезпечує максимальну передачу потужності від джерела до транзистора та дозволяє повністю реалізувати його підсилювальні властивості.

3.2 Розрахунок вхідної LC-мережі узгодження підсилювача

На наступному етапі дослідження між джерелом сигналу та входом транзисторного підсилювача вводиться узгоджувальна мережа (рис. 3.6). Її призначення полягає у перетворенні комплексного вхідного імпедансу бази транзистора Z_b у значення, еквівалентне внутрішньому опору джерела, тобто 100 Ом. За умови правильного узгодження джерело віддає в навантаження

максимально доступну потужність, а отже зростає і рівень збудження транзистора. Це безпосередньо підсилює його керуючу дію та створює передумови для збільшення амплітуди вихідного сигналу.

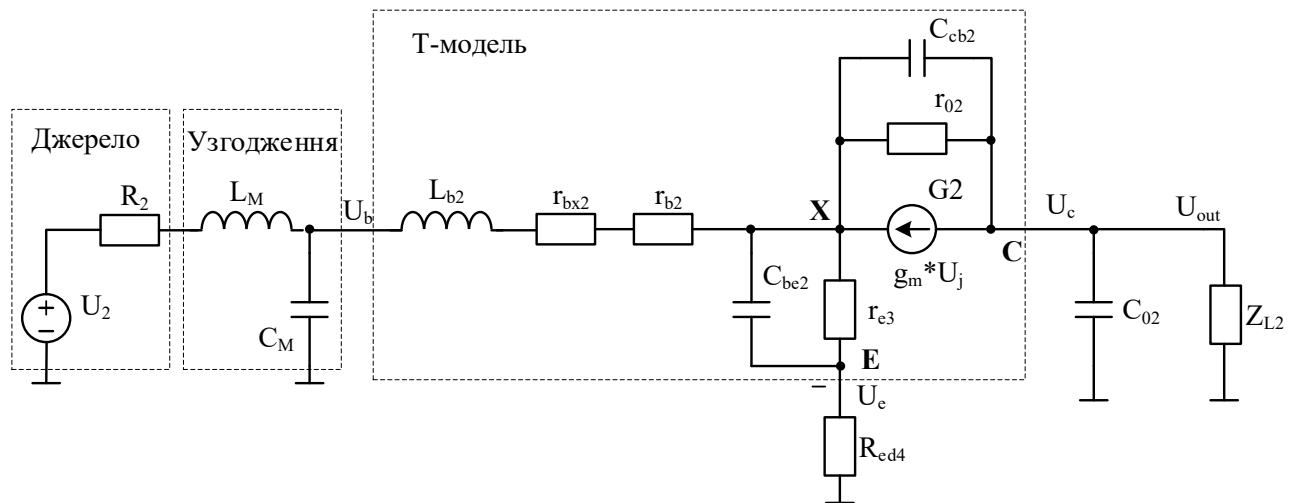


Рисунок 3.6 – Вхідне узгодження транзисторного підсилювача за допомогою LC-мережі

У розглянутій схемі перед входом транзистора використано найпростішу реактивну узгоджувальну мережу типу L, що складається з індуктивності L_M та ємності C_M . Така топологія є обґрунтованим вибором, оскільки вона має мінімальну кількість елементів, є простою для розрахунку, забезпечує малі активні втрати. Вибір саме односекційної L-мережі пояснюється тим, що в даному прикладі необхідно забезпечити узгодження на одній заданій частоті. На відміну від широкосмугових узгоджувальних кіл, багатосекційних фільтрів або трансформаторних рішень, проста LC-ланка найкраще підходить для вузькосмугового режиму роботи, коли відомою є робоча частота і не ставиться задача збереження доброго узгодження у широкому діапазоні. Саме тому така схема є доречною для аналізу підсилювача, який розраховується на роботу на частоті 100 МГц.

Вибір конкретної конфігурації L-мережі залежить від того, чи є активна частина навантаження меншою або більшою за опір джерела, а також від знака реактивної складової вхідного імпедансу транзистора. Якщо вхід транзистора

має ємнісний характер, доцільно застосувати послідовну індуктивність, яка частково або повністю компенсує цю ємність. Якщо ж після цього необхідно підвищити або знизити еквівалентний опір до 100 Ом, додається шунтувальна ємність або індуктивність. У схемі, зображеній на рисунку 3.6. мережа реалізована таким чином, щоб забезпечити потрібне перетворення саме для частоти 100 МГц, тобто в точці, де очікується максимальна ефективність підсилення.

Для розрахунку такої мережі визначаємо комплексний вхідний імпеданс транзистора на робочій частоті $Z_b(100\text{МГц}) = R_b + jX_b$.

Нехай вузлові напруги відносно загальної шини дорівнюють U_X, U_C, U_E , а напруга на базовому затискачі U_b . Тоді внутрішня керуюча напруга транзистора $U_j = U_X - U_E$. Тепер запишемо рівняння Кірхгофа для вузлів X, C та E, де Y – комплексні провідності відповідних елементів схеми.

$$\begin{cases} (Y_s + Y_{be} + Y_e + Y_o + Y_{cb} - g_m)U_X - (Y_o + Y_{cb})U_C + \\ \quad + (-Y_{be} - Y_e + g_m)U_E = Y_s U_b, \\ -(Y_o + Y_{cb} - g_m)U_X + (Y_o + Y_{cb} + Y_L)U_C - g_m U_E = 0, \\ (-Y_{be} - Y_e - g_m)U_X + (Y_{be} + Y_e + Y_{ed} + g_m)U_E = 0. \end{cases} \quad (3.2)$$

Після її розв'язання знаходимо вхідний струм бази:

$$I_b = \frac{U_b - U_X}{r_b + r_{bx} + j\omega L_b}, \quad (3.3)$$

і комплексний вхідний імпеданс транзистора:

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b}. \quad (3.4)$$

Отримуємо значення:

$$Z_b(100 \text{ МГц}) \approx 295.16 - j169.70 \text{ Ом.}$$

Це значення відповідає зображеному на рисунку 3.4.

Далі виконуємо розрахунок L-подібної узгоджувальної мережі, що включає послідовну індуктивність L_M і шунтувальну ємність C_M . Її задача полягає в тому, щоб перетворити імпеданс $Z_b(100 \text{ МГц}) \approx 295.16 - j169.70 \text{ Ом}$ у вхідний опір $Z_{in} = 100 + j0 \text{ Ом}$.

На першому етапі визначимо вхідну провідність транзистора:

$$Y_b = \frac{1}{Z_b} = \frac{1}{295,16 - j169,70} \approx 0,002546 + j0,001464 \text{ См.}$$

Шунтувальний конденсатор C_M додає до вхідної провідності додатну уявну складову:

$$Y_p = Y_b + j\omega C_M = G_b + j(B_b + \omega C_M) = G_b + jB_\Sigma. \quad (3.5)$$

Потрібно, щоб після підключення конденсатора еквівалентний опір паралельної комбінації мав дійсну частину 100 Ом. Для провідності Y_p еквівалентний опір дорівнює:

$$Z_p = \frac{1}{Y_p} = \frac{G_b - jB_\Sigma}{G_b^2 + B_\Sigma^2}, \quad \text{Re}(Z_p) = \frac{G_b}{G_b^2 + B_\Sigma^2}.$$

Тоді

$$\frac{G_b}{G_b^2 + B_\Sigma^2} = 100, \quad B_\Sigma^2 = \frac{G_b}{100} - G_b^2, \quad B_\Sigma \approx 0,004357 \text{ См.}$$

$$B_C = B_\Sigma - B_b = 0,004357 - 0,001464 = 0,002893 \text{ См.}$$

Звідси ємність узгодження:

$$C_M = B_C \omega = \frac{0,002893}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6} \approx 4,60 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Після підключення конденсатора C_M еквівалентний опір у вузлі перед послідовною індуктивністю становить

$$Z_p = 10,002546 + j0,004357 \approx 100 - j171,09 \text{ Ом.}$$

На наступному етапі потрібно компенсувати від'ємну реактивну складову послідовною індуктивністю $X_L = +171,09 \text{ Ом}$.

Тоді

$$L_M = X_L \omega = \frac{171,09}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6} \approx 272,3 \cdot 10^{-9} \text{ Гн.}$$

3.3 Аналіз впливу вхідного узгодження на підсилення, потужність і смугу пропускання

Результати моделювання після введення узгоджувальної LC-мережі демонструють чітке покращення роботи підсилювача в заданій робочій точці (рис. 3.7). На частоті 100 МГц спостерігається збільшення вихідної напруги, що еквівалентно приросту підсилення приблизно на 1,8 дБ. У термінах потужності це відповідає зростанню приблизно на 50 %, що є суттєвим результатом для одного лише етапу оптимізації без зміни активного елемента.

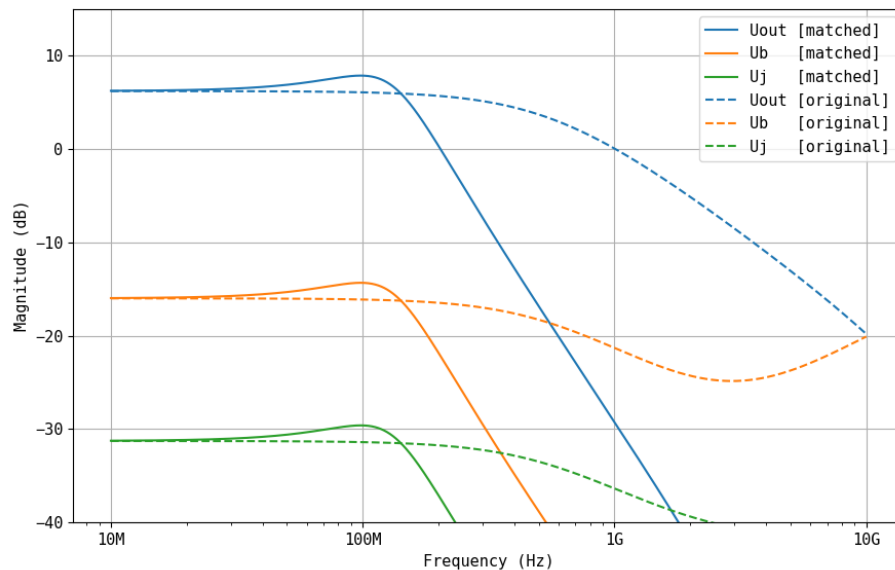


Рисунок 3.7 – Порівняння роботи узгодженого і неузгодженого кола

З графіків видно, що оскільки використана L-подібна мережа є односекційною реактивною системою, вона забезпечує точне узгодження лише в околі однієї частоти. При відхиленні від 100 МГц реактивні опори індуктивності та ємності змінюються, і умови узгодження порушуються. Це проявляється у зниженні переданої потужності та відповідному падінні підсилення.

Додатково важливо враховувати, що обрана конфігурація (послідовна індуктивність та шунтувальна ємність) має характер низькочастотного фільтра. Це означає, що зі зростанням частоти ефективність передачі сигналу погіршується не лише через розузгодження, але й через саму частотну характеристику мережі. У результаті відбувається звуження робочої смуги підсилювача, що є типовим компромісом при використанні простих узгоджувальних структур.

Водночас зі зростанням частоти порушується баланс реактивних складових мережі. Індуктивність починає домінувати, що призводить до зростання уявної частини імпедансу і до погіршення узгодження (рис. 3.8). Це безпосередньо пояснює різке зниження вихідного сигналу за межами розрахункової частоти, що було зафіксовано раніше. Таким чином, поведінка підсилювача у високочастотній області визначається не лише внутрішніми параметрами транзистора, але й властивостями узгоджувальної мережі.

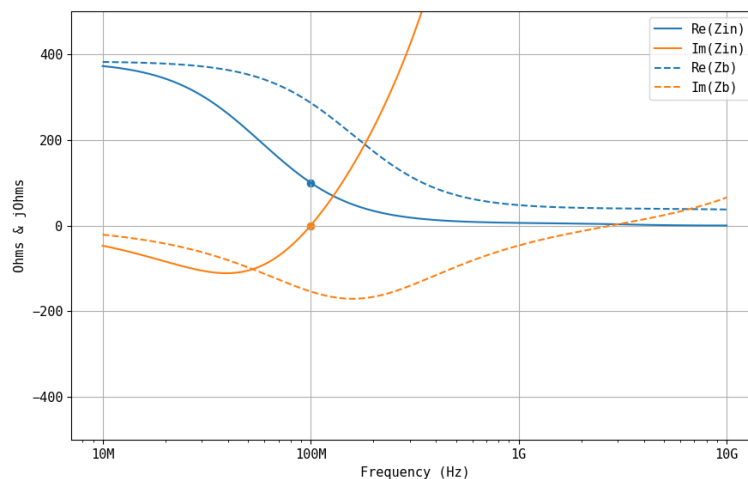


Рисунок 3.8 – Вхідний імпеданс узгодженого і неузгодженого кола

Енергетичний аналіз (рис. 3.9) підтверджує, що на частоті узгодження досягається максимальна передача потужності від джерела до входу транзистора. Потужність, яка надходить на базу, практично дорівнює максимально доступній потужності джерела, що означає відсутність відбиттів і мінімальні втрати на вході. Проте цей режим реалізується лише в одній частотній точці. При

відхиленні від неї передана потужність зменшується, що ще раз підкреслює вузькосмуговий характер односекційного узгодження.

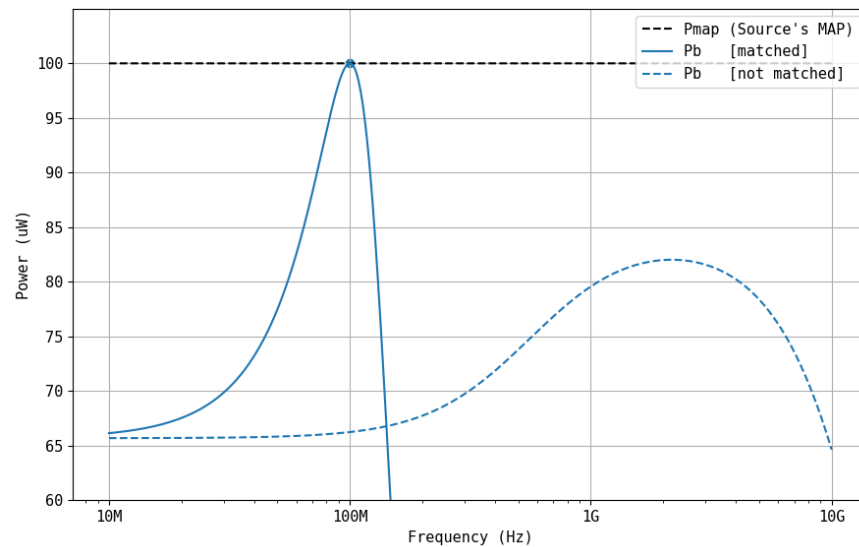


Рисунок 3.9 – Енергетичний аналіз кіл

Особливо важливим є застосування цієї ідеї для розширення смуги пропускання. Замість того щоб забезпечувати ідеальне узгодження на центральній частоті, доцільно змістити точку узгодження в область спаду амплітудно-частотної характеристики (рис. 3.10).

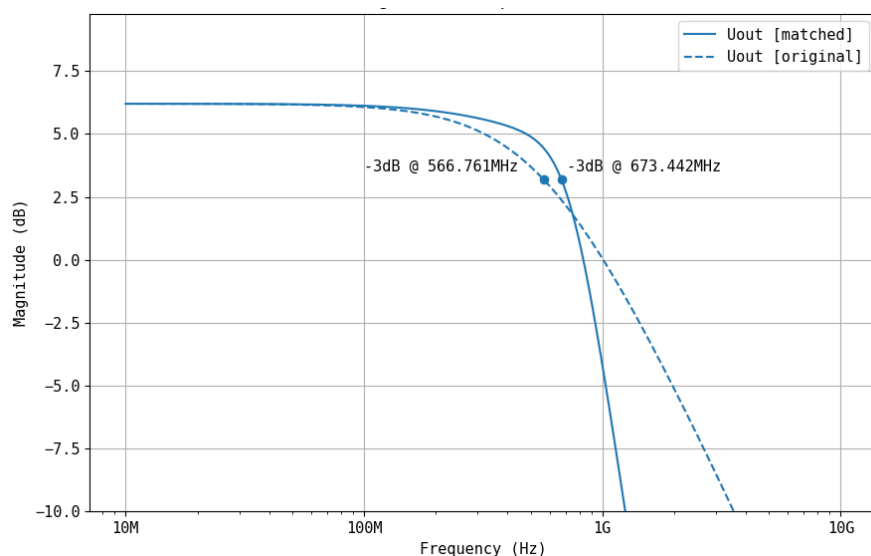


Рисунок 3.10 – Застосування мережі узгодження для розширення смуги пропускання підсилювача

У розглянутому випадку узгодження було перенесено приблизно на 20% нижче частоти зрізу, тобто в область близько 452 МГц. Такий підхід дозволяє компенсувати природний спад підсилення, зумовлений внутрішніми ємностями транзистора, і тим самим вирівняти характеристику.

Результати моделювання показують, що така оптимізація дозволяє розширити робочу смугу підсилювача приблизно на 100 МГц. Фактично відбувається перерозподіл енергії у частотній області: частина підсилення «переноситься» з низьких частот у область вищих частот, де воно було обмежене паразитними ефектами. Це є типовим прийомом у високочастотній техніці, коли за рахунок неідеального узгодження в одній області досягається покращення характеристик у іншій.

Отримані результати дозволяють сформулювати ряд практичних висновків. По-перше, узгодження імпедансів є одним із найбільш ефективних способів підвищення коефіцієнта підсилення без зміни активного елемента або режиму його роботи. По-друге, навіть проста LC-мережа може забезпечити суттєвий вигравш у потужності, якщо вона правильно розрахована для конкретної частоти. По-третє, вузькосмуговий характер таких мереж обмежує їх застосування у широкосмугових системах. Це означає, що вибір топології узгодження повинен визначатися вимогами до смуги пропускання. Для вузькосмугових підсилювачів, зокрема у радіочастотних трактах із фіксованою робочою частотою, односекційні LC-мережі є простим і ефективним рішенням. У випадку широкосмугових підсилювачів доцільно використовувати багатосекційні узгоджувальні мережі, трансформаторні структури або розподілені елементи, що дозволяють досягти прийняттого компромісу між узгодженням і шириною смуги.

Таким чином, проведений аналіз підтверджує, що узгодження є не допоміжним, а ключовим етапом проектування підсилювачів. Саме воно визначає, наскільки ефективно енергія джерела буде використана для керування транзистором, і, відповідно, який рівень підсилення може бути досягнутий у реальних умовах експлуатації.

РОЗДІЛ 4

САПР-ПРОЄКТУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ УЗГОДЖУВАЛЬНИХ МЕРЕЖ

4.1 Обґрунтування вибору середовища Keysight Genesys та постановка задачі синтезу

У сучасній практиці проектування високочастотних підсилювачів синтез узгоджувальних мереж виконується із застосуванням спеціалізованих САПР, які забезпечують моделювання на основі S-параметрів, електромагнітний аналіз та автоматичну оптимізацію. Найбільш поширеними є Keysight Genesys, Advanced Design System (ADS) та AWR Microwave Office, які відрізняються рівнем інтеграції інструментів, точністю моделювання та складністю реалізації. Так, ADS забезпечує найвищу точність завдяки повному електромагнітному аналізу та інтеграції з технологічними процесами, проте потребує значних обчислювальних ресурсів. AWR Microwave Office орієнтований на швидке схемотехнічне проектування з ефективними засобами оптимізації, тоді як Keysight Genesys є більш доступним і зручним для задач синтезу узгоджувальних мереж, поєднуючи достатню точність із високою швидкістю розрахунків. Перспективи розвитку таких систем пов'язані з розширенням можливостей автоматизованого синтезу, використанням методів штучного інтелекту для оптимізації параметрів та інтеграцією багаторівневого моделювання, що дозволяє підвищити ефективність проектування сучасних радіоелектронних пристроїв.

Keysight Genesys є сучасним середовищем для моделювання та проектування радіочастотних і мікрохвильових схем, яке широко використовується для розрахунку кіл узгодження підсилювачів. Програма забезпечує комплексний підхід до аналізу та синтезу узгоджувальних мереж на основі S-параметрів активних компонентів (транзисторів), що дозволяє досягати оптимальної передачі потужності та необхідних частотних характеристик.

Основні можливості середовища включають графічний аналіз на діаграмі Сміта, що дає змогу наочно визначати умови узгодження між джерелом, підсилювачем і навантаженням. За допомогою інструментів синтезу користувач може автоматично підбирати параметри узгоджувальних кіл (LC-ланцюгів, мікросмужкових ліній, відрізків ліній передачі) для досягнення заданих значень коефіцієнта відбиття, коефіцієнта підсилення або коефіцієнта стоячої хвилі.

Програма підтримує роботу з реальними моделями транзисторів із бібліотек S-параметрів, що дозволяє враховувати частотні властивості, стабільність та нелінійні ефекти. Вбудовані засоби аналізу стійкості (наприклад, коефіцієнти стабільності Роллета) дають змогу перевірити можливість реалізації одночасного узгодження входу та виходу підсилювача.

Крім того, Keysight Genesys забезпечує проведення параметричного та оптимізаційного аналізу, що дозволяє автоматично знаходити найкращі значення елементів схеми для заданих критеріїв (максимальний коефіцієнт підсилення, мінімальні втрати, необхідна смуга пропускання). Це значно спрощує процес проектування та підвищує точність результатів.

Проектування узгоджувального кола в середовищі Keysight Genesys виконується на основі заданих електричних параметрів джерела, навантаження та робочого частотного діапазону.

Розглянемо задачу узгодження при таких даних: діапазон частот: 1000-2000 МГц; імпеданс джерела: $Z_S = 75 + j10$, імпеданс навантаження: $Z_L = 50$.

Робота виконується з використанням вікна властивостей мережі узгодження, де встановлюються межі діапазону частот (рис. 4.1).

1. На першому етапі обирається тип узгоджувальної структури. У програмному середовищі доступні різні варіанти. Вибір топології визначається складністю навантаження (наявність реактивної складової); шириною робочої смуги частот; вимогами до втрат і селективності.

Використаємо П-подібну LC-мережу, яка забезпечує достатню гнучкість узгодження та дозволяє контролювати частотні характеристики.

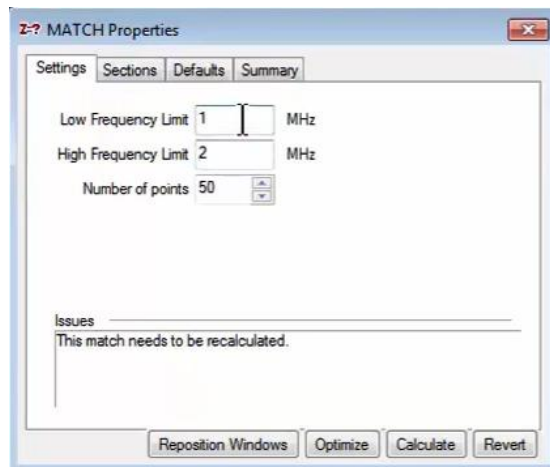


Рисунок 4.1 – Параметри мережі узгодження

2. Вибір характеру реактивності.

Важливим параметром при синтезі є вибір типу реактивної поведінки індуктивна (Inductive) чи ємнісна (Capacitive). Цей вибір впливає не лише на структуру схеми, а й на її фізичні властивості. Тип реактивності визначає, чи проходить через схему постійна складова (DC). Індуктивні елементи пропускають постійний струм, а ємнісні блокують його. Це особливо важливо для підсилювачів, де необхідно враховувати режими живлення транзистора.

3. Синтез узгоджувального кола в Genesys.

Після вибору топології у вікні MATCH Properties задаються:

- тип мережі (наприклад, LC Network);
- критерій оптимізації (наприклад, мінімізація добротності або втрат);
- робочий діапазон частот.

Далі програма автоматично виконує розрахунок номіналів елементів (індуктивностей і ємностей), побудову схеми узгодження і частотний аналіз отриманої структури.

На рисунку 4.2 показано приклад синтезованої схеми, де узгодження реалізовано за допомогою двох конденсаторів і однієї індуктивності.

В результаті отримуємо графіки залежності коефіцієнтів відбиття S_{11} та S_{22} від частоти (рис. 4.3). Видно, що розроблена П-подібна узгоджувальна мережа забезпечує ефективне узгодження в заданому діапазоні частот

1000...2000 МГц.

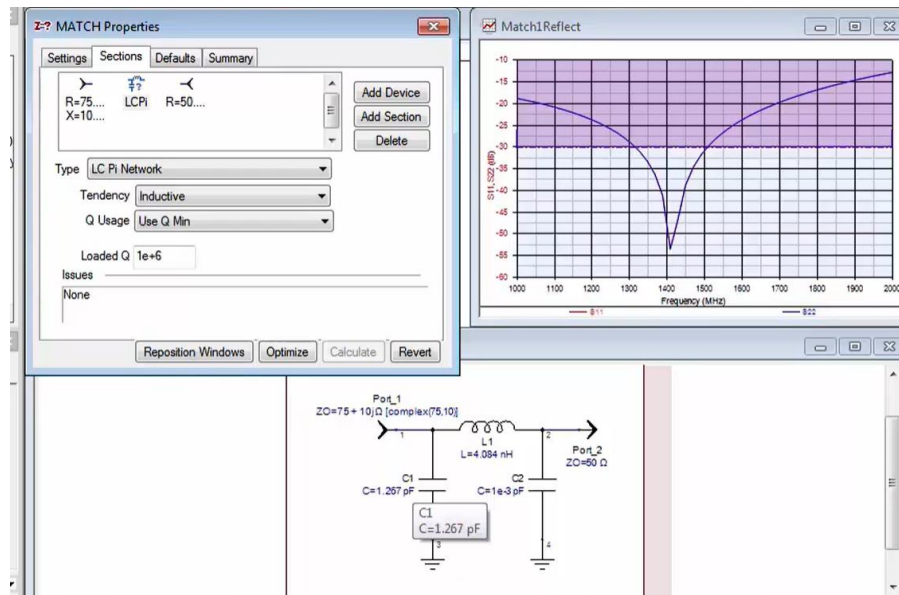


Рисунок 4.2 – Вибір параметрів П-подібної мережі

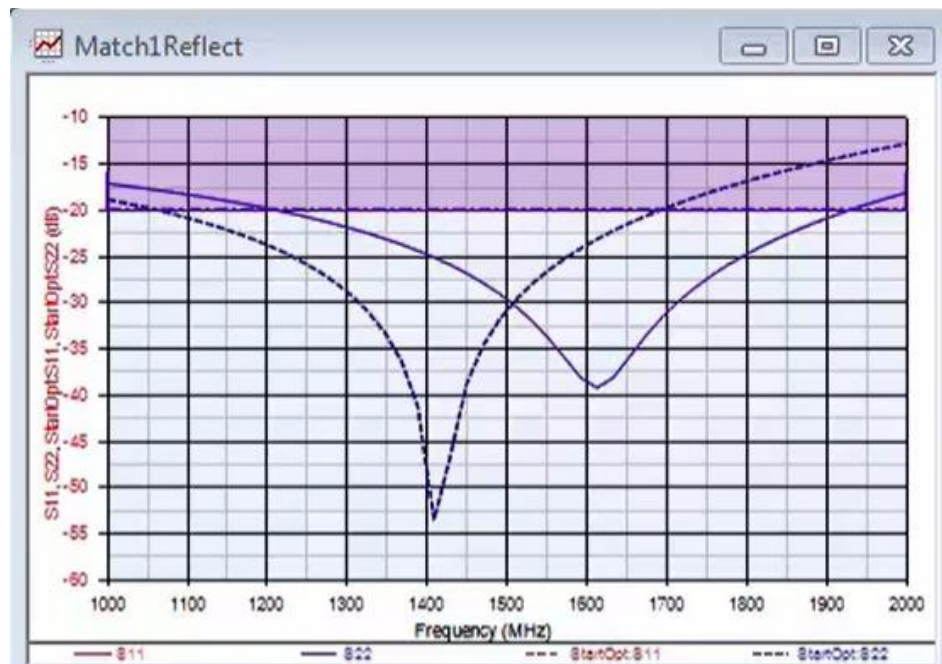


Рисунок 4.3 – Аналіз коефіцієнтів відбиття S_{11} та S_{22}

У центральній частині діапазону, приблизно на частоті 1400 МГц, спостерігається глибокий мінімум коефіцієнта відбиття, який досягає рівня близько $-50...-55$ dB. Це свідчить про практично повне узгодження імпедансів джерела та навантаження на цій частоті та максимальну передачу потужності.

У робочому діапазоні частот значення S_{11} не перевищує приблизно -20 dB, що відповідає хорошому рівню узгодження та задовольняє задані критерії. Аналогічна поведінка спостерігається і для параметра S_{22} , що підтверджує узгодження як на вході, так і на виході мережі.

Характерна форма кривої (глибокий резонансний провал) вказує на вузькосмуговий характер узгодження, що є типовим для П-подібних LC-мереж. При віддаленні від центральної частоти ефективність узгодження поступово зменшується, що проявляється у зростанні коефіцієнта відбиття.

Отже, отримані результати підтверджують, що синтезована П-подібна узгоджувальна мережа забезпечує якісне узгодження в заданому частотному діапазоні з максимальним ефектом у околі робочої частоти.

4.2 Оптимізація параметрів узгоджувальних мереж за заданим рівнем відбиття

Після початкового синтезу узгоджувальної мережі наступним етапом є оптимізація її параметрів з метою досягнення заданих характеристик узгодження у визначеному частотному діапазоні. У сучасних САПР, зокрема в Keysight Genesys, цей процес виконується автоматизовано на основі чисельних методів оптимізації. У практичних задачах часто використовується рівень -20 dB, оскільки він забезпечує достатню якість при спрощенні процесу оптимізації.

Основною метою оптимізації є мінімізація коефіцієнтів відбиття на вході та виході у заданому діапазоні частот. Це забезпечує ефективну передачу енергії від джерела до навантаження та мінімізацію втрат.

Задача формулюється як пошук таких значень елементів узгоджувальної мережі (індуктивностей, ємностей або параметрів ліній передачі), при яких виконується умова:

$$S_{11}(f), S_{22}(f) \leq S_{\text{допустиме}} \quad (4.1)$$

Оптимізація базується на цільовій функції, яка враховує відхилення S_{11} та S_{22} від заданого рівня; ширину смуги частот, у якій виконується узгодження; додаткові параметри (коефіцієнт підсилення, втрати, стабільність). Типова цільова функція може мати вигляд суми квадратів відхилень:

$$F = \sum_f (w_1 \cdot |S_{11}(f)|^2 + w_2 \cdot |S_{22}(f)|^2), \quad (4.2)$$

де w_1, w_2 — вагові коефіцієнти.

Практично оптимізація виконується у такій послідовності:

1. Задаються цільові параметри (рис. 4.4).
2. Вибираються параметри схеми, що будуть змінюватися (L, C тощо).
3. Встановлюються межі їх варіювання.
4. Запускається процедура оптимізації.
5. Аналізуються результати (графіки S-параметрів).

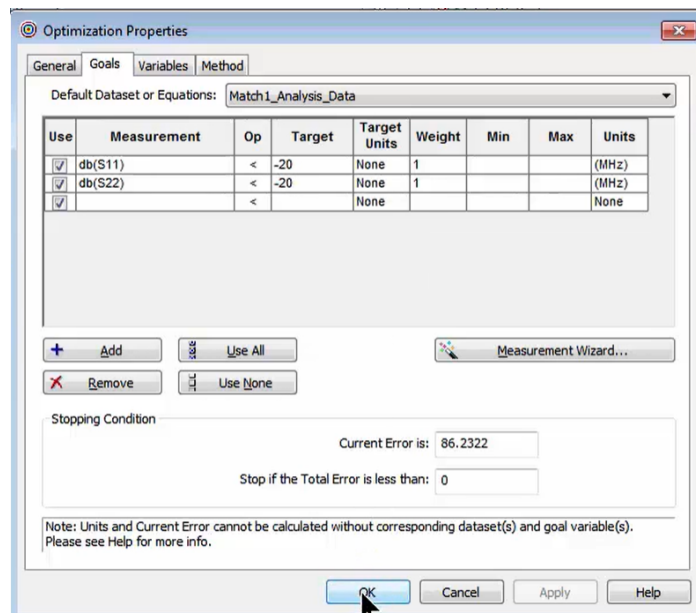


Рисунок 4.4 – Цільові параметри процесу оптимізації

У процесі оптимізації програма автоматично змінює параметри схеми, наближаючи характеристики до заданих. Якщо результати не задовільняють, то слід вибрати іншу топологію.

У процесі проєктування узгоджувальної мережі було проведено порівняльний аналіз кількох топологій із використанням вбудованих засобів синтезу та оптимізації в середовищі Keysight Genesys.

Спочатку оптимізацію було зупинено для поточної структури з метою перевірки альтернативних варіантів. Далі обрано топологію LC Band Pass (смугова LC-мережа) та виконано автоматичний синтез схеми за допомогою функції *Calculate*. У результаті було отримано структуру, що містить трансформатор (рис. 4.5).

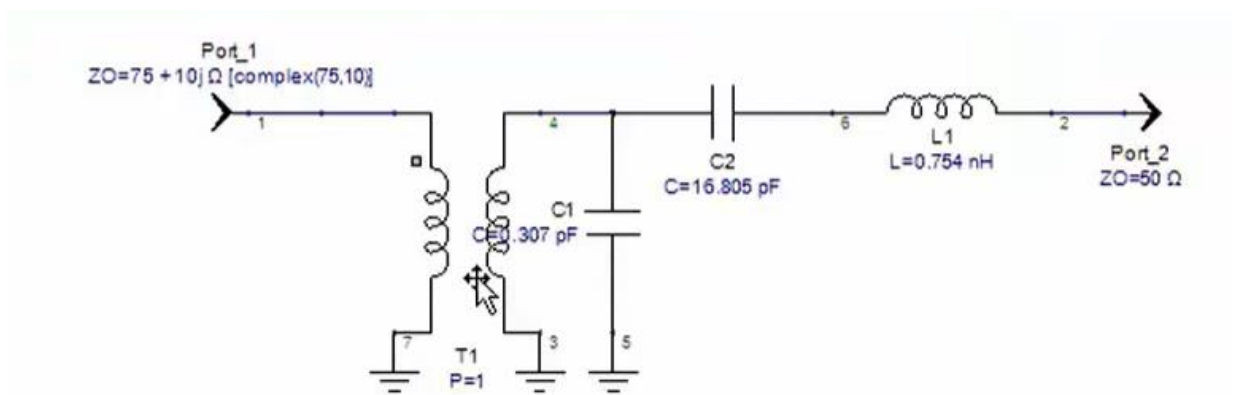


Рисунок 4.5 – Узгоджувальна структура з використанням трансформатора

Однак у практичній реалізації такі елементи є складними, тому було обрано варіант без трансформатора (*No Transformer*), після чого проведено повторну оптимізацію (рис.4.6).

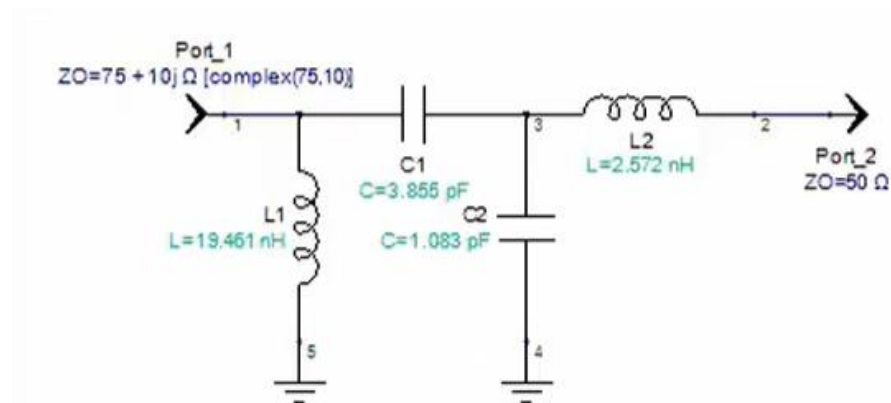


Рисунок 4.6 – Результуюча узгоджувальна структура для оптимізації

Отримані результати показали (рис. 4.7), що коефіцієнти відбиття S_{11} та S_{22} лише на межі задовольняють вимогу -20 dB на краях робочого діапазону частот. Це означає, що така топологія має обмежений запас по точності і може бути чутливою до розкиду параметрів елементів (допусків компонентів).

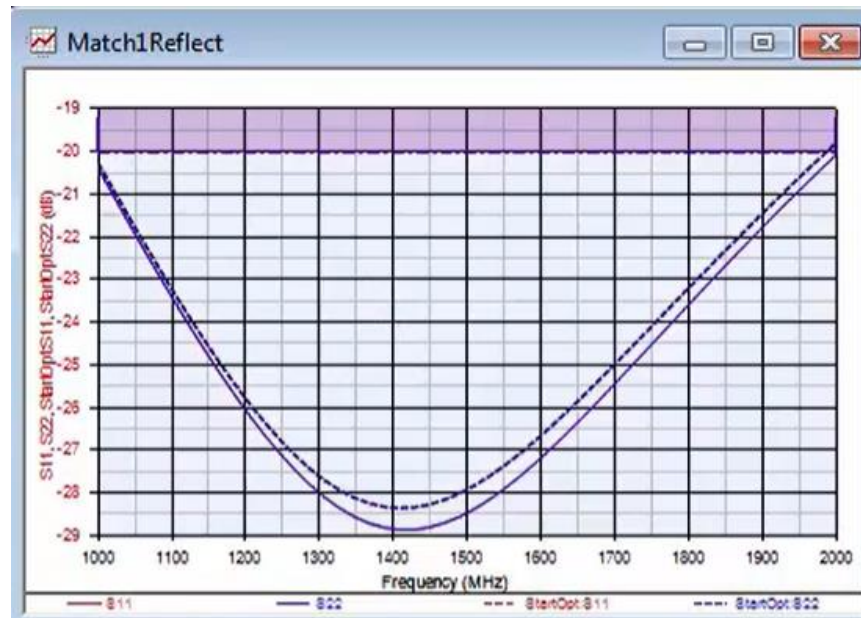


Рисунок 4.7 – Результати оптимізації

Перевіримо іншу структуру – LC Pseudo Lowpass (псевдонизькочастотну LC-мережу) (рис. 4.8). Після розрахунку та оптимізації (рис. 4.9) було встановлено, що ця топологія забезпечує кращі результати, а саме рівень коефіцієнта відбиття кращий за -20 dB у всьому заданому частотному діапазоні.

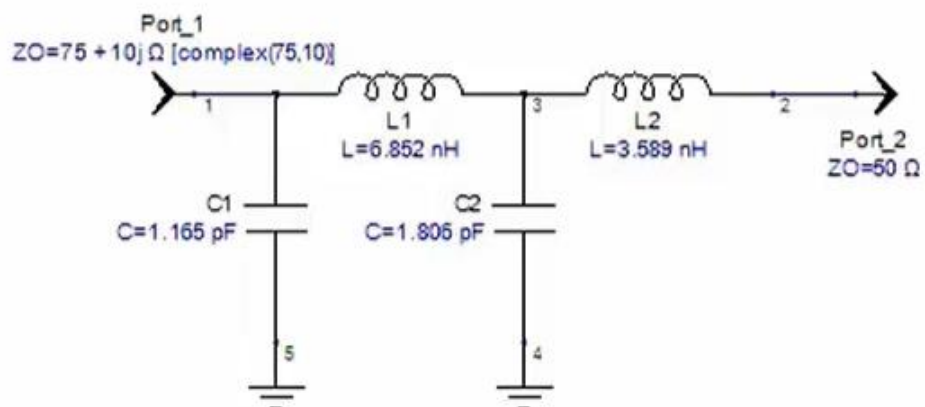


Рисунок 4.8 – Узгоджувальна структура LC Pseudo Lowpass

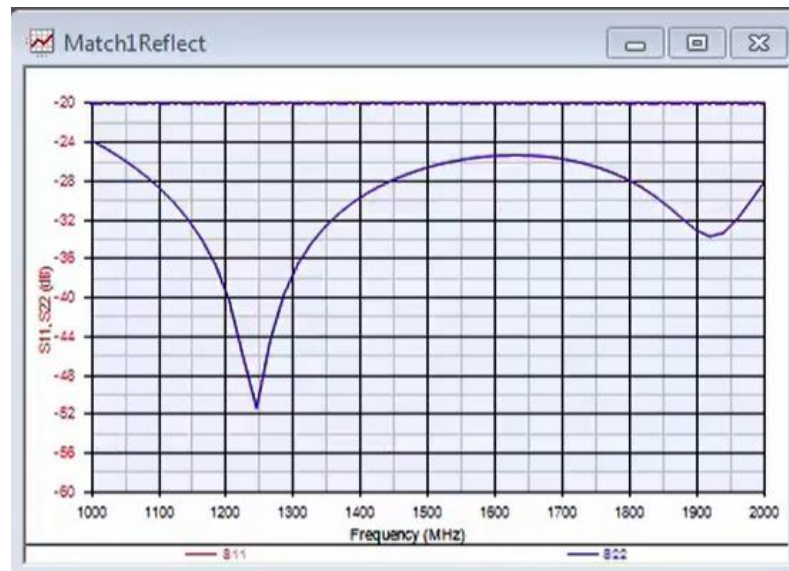


Рисунок 4.9 – Результати оптимізації для LC Pseudo Lowpass

4.3 Перетворення LC-мережі у мікросмужкову реалізацію

Додатковою перевагою LC Pseudo Lowpass є можливість її реалізації у вигляді розподіленої структури на основі ліній передачі. Така реалізація (TRL Pseudo Lowpass) зручна для використання у мікросмужковій технології. При цьому геометричні параметри ліній (ширина провідника) визначаються через максимально та мінімально допустимі значення хвильового опору.

Після вибору відповідної реалізації було виконано синтез TRL Pseudo Lowpass топології, яка за своєю структурою еквівалентна LC-варіанту (рис. 4.10).

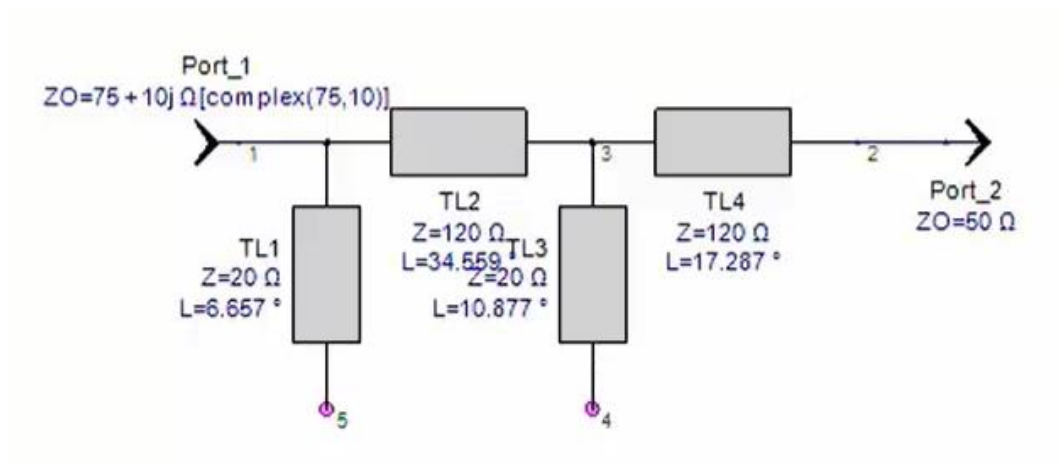


Рисунок 4.10 – Вигляд структури кола на основі ліній передачі

Результати оптимізації показали, що дана мережа також дозволяє досягти заданих критеріїв узгодження. У випадку, якщо вимоги до рівня узгодження не виконуються, рекомендується підвищити порядок мережі (додати більше секцій) і повторити процедуру синтезу та оптимізації. Після проведення оптимізації отримали результати.

Після завершення синтезу та оптимізації узгоджувальної мережі наступним етапом є її перетворення у фізичну реалізацію. У середовищі Keysight Genesys це виконується автоматизовано шляхом переходу від принципової схеми до топології на основі ліній передачі.

Для цього всі елементи схеми виділяються, після чого обирається команда Schematic → Convert Using Advanced TLINE. Даний інструмент дозволяє замінити зосереджені елементи еквівалентними розподіленими структурами.

На цьому етапі користувачу пропонується вибрати фізичну реалізацію узгоджувальної мережі (рис. 4.11). Серед доступних варіантів мікросмужкова лінія (microstrip) або інші типи ліній передачі (наприклад, стриплайн, копланарні структури). Найбільш поширеним і зручним варіантом є мікросмужкова реалізація, яка широко використовується у високочастотних друкованих платах.

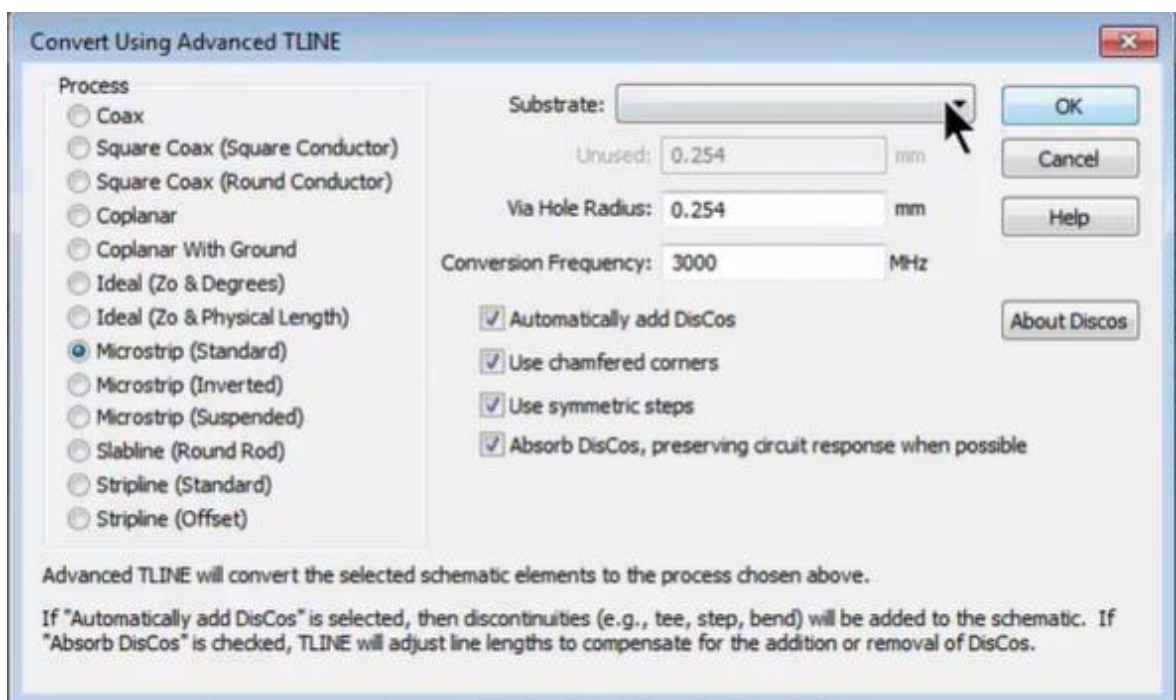


Рисунок 4.11 – Вибір параметрів для фізичної реалізації узгоджувальної мережі

Для коректного моделювання необхідно задати параметри підкладки (substrate), на якій буде реалізовано схему. Якщо підкладка ще не була визначена, список буде порожнім. Після вибору підкладки програма автоматично формує фізичну модель узгоджувальної мережі. При цьому: додається мікросмужкове T-з'єднання (T-junction); враховуються крайові неоднорідності (end discontinuities); створюється схема, придатна для подальшого схемного та електромагнітного (EM) моделювання. Це дозволяє врахувати реальні ефекти, які виникають у фізичній структурі, і підвищує точність розрахунків.

Після цього формується повністю з'єднана фізична структура, яка відповідає синтезованій узгоджувальній мережі (рис. 4.12).

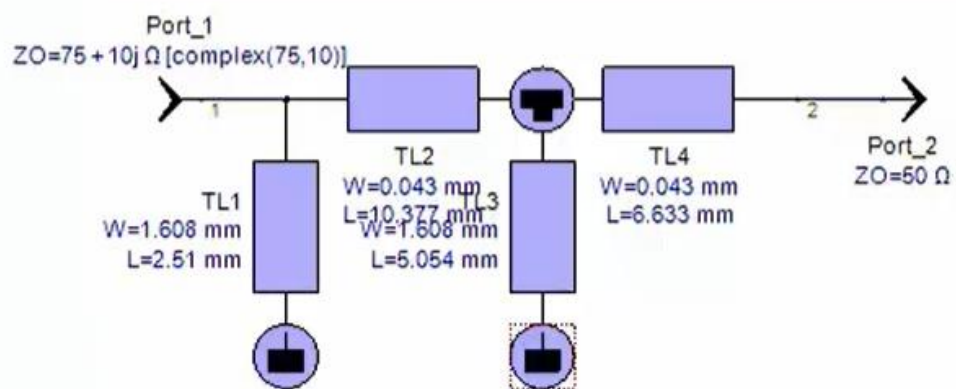


Рисунок 4.12 – Фізична структура синтезованої мережі

4.4 Одночасне узгодження входу та виходу транзисторного підсилювача

Наступним етапом є одночасне узгодження входу та виходу активного пристрою (транзистора) з джерелом і навантаженням для забезпечення максимальної передачі потужності. Робочий діапазон транзистора 2–2.5 ГГц; імпеданс джерела і навантаження 50 Ом.

Для реалізації цієї задачі обирається транзистор із бібліотеки S-параметричних моделей (рис. 4.13). Основою аналізу є його S-параметри, які характеризують поведінку пристрою на високих частотах.

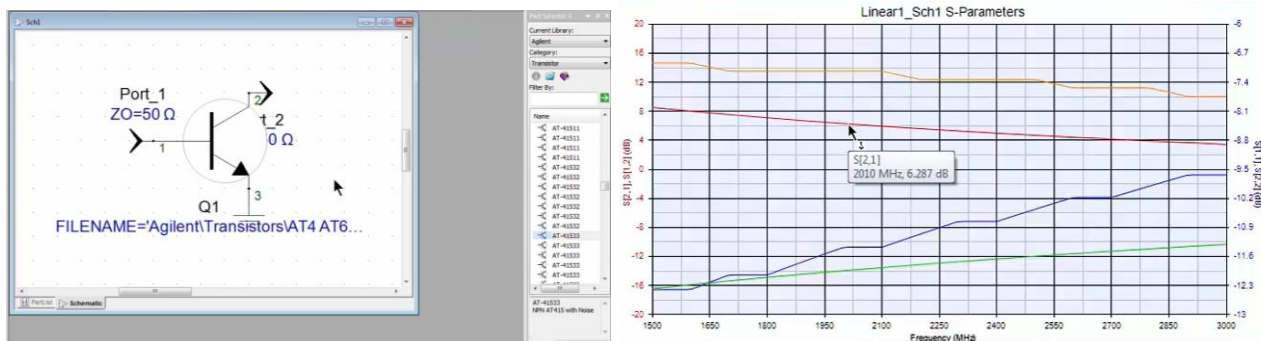


Рисунок 4.13 – Модель транзистора та аналіз S-параметрів

У даному випадку видно, що транзистор має коефіцієнт підсилення $S_{21} \approx 6$ дБ. Це означає, що пристрій забезпечує помірне підсилення сигналу в заданому діапазоні.

Для коректного узгодження необхідно, щоб транзистор був безумовно стійким у робочому діапазоні частот. Як критерії стійкості вибираємо коефіцієнт стабільності ($K > 1$).

Аналіз виконується у ширшому частотному діапазоні (1.5–3 ГГц), ніж робочий (2–2.5 ГГц), щоб забезпечити запас стійкості (рис. 4.14).

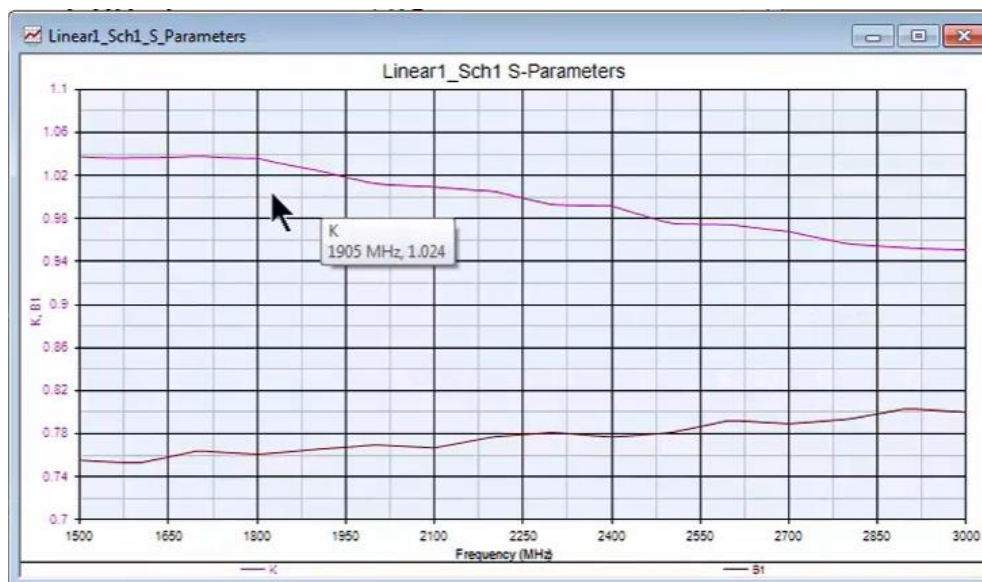


Рисунок 4.14 – Оцінка коефіцієнта стійкості транзистора

Побудова графіків показує, що $K < 1$ ближче до правої половини графіка, що означає потенційну нестійкість. Для стабілізації транзистора у схему

вводиться додатковий елемент резистор у колі зміщення. Далі виконується підбір оптимального значення резистора. Вибираємо початкове значення 470 Ом, поступове збільшення дозволяє зменшити вплив на роботу транзистора.

Оптимальним обрано значення $R = 1200$ Ом. Це забезпечує компроміс між стабільністю та мінімальним впливом на підсилювальні властивості.

Виконання одночасного узгодження входу та виходу транзистора включає наступні кроки:

- 1) вибір топології вхідного узгоджувального кола (аналогічно попередньому етапу);
- 2) додавання транзистора до схеми після вхідної узгоджувальної мережі;
- 3) використання S-параметричної моделі транзистора або відповідної схеми з робочого проекту;
- 4) подальше проектування вихідного узгоджувального кола.

На відміну від простого узгодження, у цьому випадку:

- вхід і вихід взаємопов'язані через параметри транзистора;
- зміна одного узгоджувального кола впливає на інше;
- необхідно враховувати не лише S_{11} , а й S_{22} , а також коефіцієнт підсилення.

Тому задача вирішується ітераційно або з використанням автоматичної оптимізації. Отримуємо повну схему підсилювача, зображена на рис. 4.15.

Перед початком оптимізації необхідно визначити цільові параметри. Задається умова S_{11} та $S_{22} < -15$ дБ. Це означає, що відбиття як на вході, так і на виході повинно бути достатньо малим для забезпечення ефективної передачі потужності.

Аналіз базової П-подібної мережі показує, що цільова функція залишається на рівні близько 17 і вимоги до узгодження не виконуються. Це свідчить про те, що дана топологія є недостатньо ефективною для цієї задачі.

Аналогічно виконано синтез альтернативної топології мережі типу TRL Pseudo Lowpass, який реалізується на основі ліній передачі. Після виконання розрахунку та оптимізації отримано вхідне і вихідне узгоджувальні кола;

досягнуто відповідності заданим критеріям узгодження (рис. 4.16).

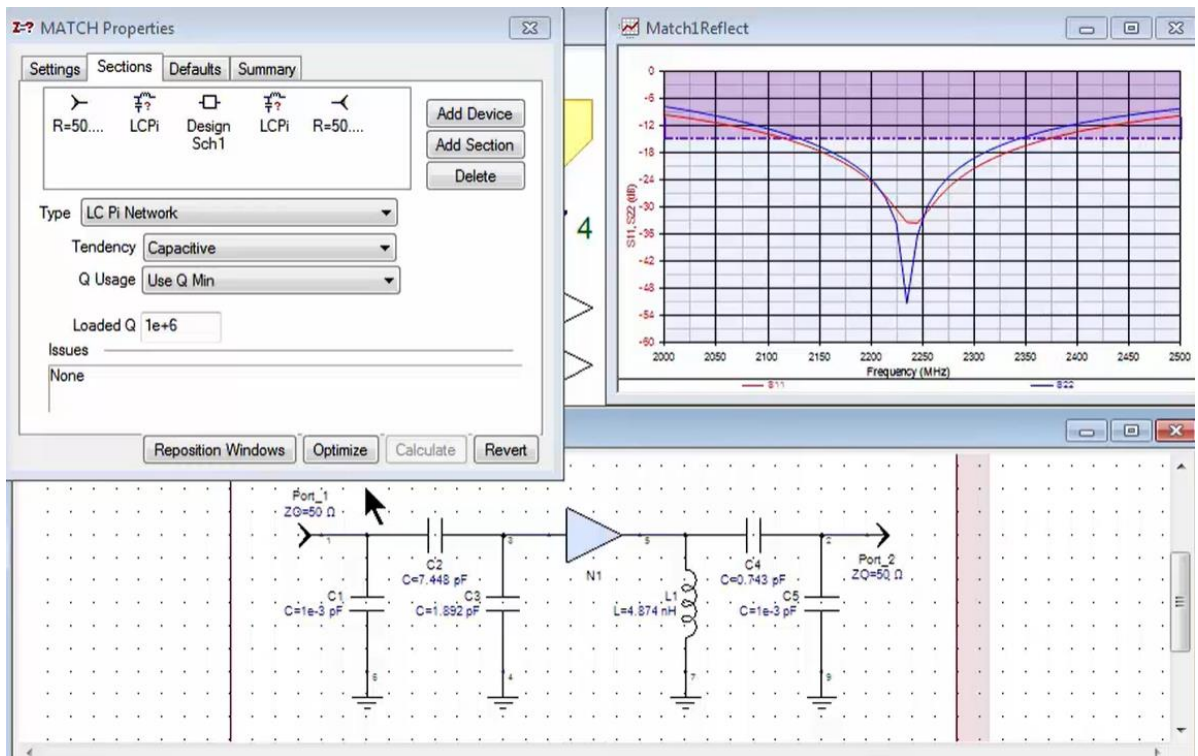


Рисунок 4.15 – Схема узгодження входу та виходу транзистора П-подібної топології

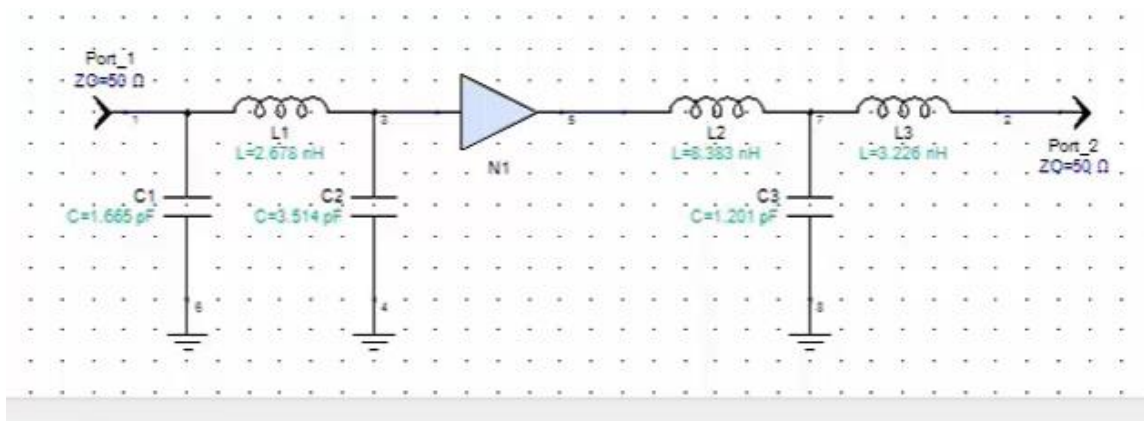


Рисунок 4.16 – Схема узгодження входу та виходу транзистора TRL Pseudo Lowpass топології

Результати аналізу коефіцієнтів відбиття підтверджують, що дана структура також задовольняє вимоги та має додаткову перевагу – зручність реалізації у вигляді мікросмушкової топології (рис. 4.17).

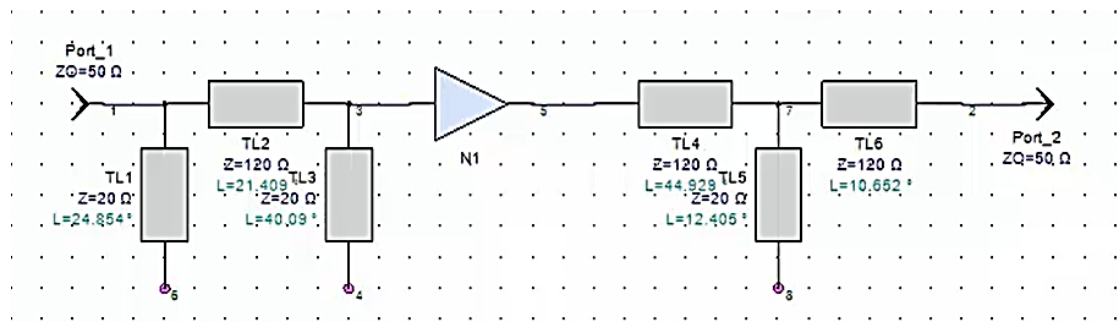


Рисунок 4.17 – Реалізація мікросмушкової топології TRL Pseudo Lowpass

Отримані результати демонструють ефективність використання Keysight Genesys для задач одночасного узгодження входу та виходу підсилювача.

У процесі дослідження було проведено порівняльний аналіз кількох топологій узгоджувальних мереж, синтезованих у середовищі Keysight Genesys, з метою визначення структури, яка забезпечує найкращі характеристики узгодження в заданому діапазоні частот 1000–2000 МГц. Аналіз виконувався на основі коефіцієнтів відбиття, ширини смуги ефективного узгодження, стабільності характеристик та можливості практичної реалізації.

Таблиця 4.1 – Порівняльний аналіз характеристик узгоджувальних мереж

Тип мережі	Мінімальний S_{11} , дБ	Діапазон $S_{11} < -20$, дБ	Центральна частота, МГц	Особливості
П-LC	-55	1200–1650	1400	Вузькосмугова
LC Band Pass	-26	1300–1700	1450	Чутлива до допусків
LC Pseudo Lowpass	-47	1000–2000	1250	Найкраще узгодження
TRL Pseudo Lowpass	-45	1050–1950	1350	Зручна для мікросмушкової реалізації

Початково була досліджена П-подібна LC-мережа, яка забезпечила глибокий мінімум коефіцієнта відбиття на частоті близько 1400 МГц. Значення S_{11} у точці резонансу досягало приблизно $-50 \dots -55$ дБ, що свідчить про практично повне узгодження імпедансів та мінімальні втрати потужності. Водночас така структура характеризувалася вузькосмуговим режимом роботи. При відхиленні від центральної частоти коефіцієнт відбиття швидко зростає, що призводило до погіршення ефективності передачі енергії на краях робочого

діапазону.

Подальший аналіз LC Band Pass топології показав покращення смугових характеристик, однак рівень узгодження на межах діапазону залишався близьким до граничного значення -20 дБ. Це вказує на обмежений запас за параметрами узгодження та підвищену чутливість схеми до технологічних допусків елементів. Крім того, використання трансформаторних елементів ускладнює практичну реалізацію такої структури у високочастотних пристроях.

Найкращі результати були отримані для топології LC Pseudo Lowpass. Після оптимізації коефіцієнт відбиття залишався кращим за -20 дБ у всьому робочому діапазоні частот, що свідчить про більш рівномірне та широкосмугове узгодження. Дана структура продемонструвала кращу стабільність характеристик та меншу чутливість до зміни параметрів елементів. Додатковою перевагою стало те, що ця мережа легко реалізується як у вигляді зосереджених елементів, так і у вигляді мікросмужкових ліній передачі.

Синтезована TRL Pseudo Lowpass мережа також забезпечила виконання вимог до рівня узгодження та підтвердила можливість ефективної реалізації у мікросмужковій технології. Хоча рівень коефіцієнта відбиття був дещо гіршим порівняно з LC Pseudo Lowpass, дана структура є більш придатною для практичного використання у високочастотних друкованих платах.

Отримані результати показують, що вибір топології узгоджувальної мережі суттєво впливає на частотні характеристики, стабільність та технологічність підсилювача. Найбільш ефективними виявилися структури типу LC Pseudo Lowpass та TRL Pseudo Lowpass, які забезпечують компроміс між якістю узгодження, шириною робочої смуги та можливістю практичної реалізації.

ВИСНОВКИ

В результаті виконаної кваліфікаційної роботи досліджено процеси узгодження імпедансів у радіочастотних підсилювачах та обґрунтовано ефективні підходи до їх синтезу й оптимізації. На основі проведеного теоретичного аналізу, розрахунків і комп'ютерного моделювання отримано такі основні результати.

1. Систематизовано теоретичні основи узгодження імпедансів у радіочастотних трактах та показано, що ефективність роботи підсилювача визначається умовами максимальної передачі потужності, шумовими характеристиками та стабільністю.

2. Побудовано малосигнальну модель біполярного транзистора та визначено частотну залежність його вхідного імпедансу, що дозволило встановити причини втрат потужності в неузгодженому режимі.

3. Розраховано параметри вхідної L-подібної узгоджувальної мережі, яка забезпечує перетворення комплексного імпедансу транзистора до опору джерела та дозволяє реалізувати ефективну передачу енергії.

4. За результатами моделювання встановлено, що застосування узгодження забезпечує зростання підсилення (приблизно на 1,8 дБ) і підвищення переданої потужності до 50 %, а також виявлено компроміс між максимальним підсиленням і шириною смуги пропускання.

5. Із використанням САПР Keysight Genesys виконано синтез, оптимізацію та реалізацію узгоджувальних мереж, включаючи перехід до мікросмужкової структури, що підтвердило ефективність сучасних методів автоматизованого проєктування.

Отримані результати мають практичне значення для проєктування радіочастотних підсилювачів і можуть бути використані при розробці телекомунікаційних систем різного призначення.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Pozar D. M. *Microwave Engineering*. 5th ed. Wiley. 2024. 800 p.
2. Tomov M., Sadinov S., Arsov B. Impedance Matching Optimization of RF Networks. *Engineering Proceedings*. 2024. Vol. 70, No. 1. Article 46.
3. Kok M. O., Gullu S. A 2–GHz Low-Noise Amplifier Using Fully Distributed Microstrip Matching Networks. *Electronics*. 2026. Vol. 15, No. 3. Article 588.
4. Choi K. D., Paik S., Lee K. J., Kim D. M., Park J. E., Yoo S. S., Hwang K. C., Yang Y., Lee K. Y. A 0.73 dB Multi-Gain Low Noise Amplifier Design with Fast Mode-Switching for 5G/4G Applications. *Sensors*. 2024. Vol. 24, No. 24. Article 8082.
5. Huang T. W., Chung C. L., Liang Y. J., Bai W. T., Li Y. P., Tsai J. H. A 28-nm E-band low noise amplifier with minimum 3.8 dB noise figure. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2024. Vol. 16, No. 6. P. 946–954.
6. Silicon Laboratories. AN923.2: EFR32 Series 2 sub-GHz Matching Guide. Rev. 0.8. 2023. 42 p. URL: <https://www.silabs.com>. (дата звернення: 30.04.2026 р.).
7. Analog Devices. AN-2622: Selecting an Analog Devices RF Low Noise Amplifier. URL: <https://www.analog.com/en/resources/app-notes/an-2622.html> (дата звернення: 30.04.2026 р.).
8. Keysight Technologies. Why Do Network Analyzers Measure S-Parameters? URL: <https://docs.keysight.com/kkbopen/why-do-network-analyzers-measure-s-parameters-588266727.html> (дата звернення: 30.04.2026 р.).
9. Hoffmann J., de Prévile S., Eckmann B., Lin H.-J., Herzog B., Haddadi K., Théron D., Gramse G., Richert D., Morán-Meza J., Piquemal F. Comparison of Impedance Matching Networks for Scanning Microwave Microscopy. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2024. Vol. 73. P. 1–9.
10. Georgescu A. F., Niculae D., Iordache M., Stănculescu M., Bumbeneci A.-M., Bobaru L., Zainea G., Rotaru M. Automatic Procedure and the Use of the Smith Chart in Impedance Matching in Analog Circuits. *Electronics*. 2025. 14(14): 2746.
11. Yuce E., Minaei S. Small-Signal Analysis of Bipolar Junction Transistors. *Fundamentals of Electronics*. 2025. P. 185–207.