

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«__» _____ 2025 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

**за освітньо-професійною програмою «Інженерія та програмування
інфокомунікацій»**

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

**на тему: «Проектування підсилювача сигналів для систем цифрового
телевізійного мовлення»**

Виконав:

студент ІV курсу, групи ТЗ-11
Литвиненко Дмитро Ігорович

Керівник:

Доцент кафедри ТК НН ІТС, к.т.н.,
Авдєєнко Гліб Леонідович

Рецензент:

Доцент кафедри ІТТ, к.т.н., доц.,
Новогрудська Ріна Леонідівна

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2025 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інженерія та програмування інфокомунікацій»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій КРАВЧУК

«__» _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Литвиненку Дмитру Ігоровичу

1. Тема роботи «Проектування підсилювача сигналів для систем цифрового телевізійного мовлення», керівник роботи Авдеєнко Гліб Леонідович, к.т.н., затверджені наказом по університету від «26» травня 2025 р. № 1755-с.
2. Термін подання студентом роботи 9 червня 2025 р.
3. Вихідні дані до роботи: Технічна документація на транзистори BFR740 та інші елементи схеми; нормативна база ETSI EN 300 744, EN 300 429, EN 302 755 (стандарти DVB-T2, DVB-C, DVB-S2); підручники з аналогової схемотехніки, ВЧ-підсилювачів, теорії модуляції та цифрового телебачення; середовище комп'ютерного моделювання NI Multisim та AWR Microwave Office; результати моделювання: осцилограми, спектральні й частотні характеристики, S-параметри, коефіцієнт шуму.
4. Зміст роботи: Проведено аналіз схемотехнічних рішень для підсилювачів телевізійного сигналу. Обґрунтовано вибір схеми на біполярних транзисторах у лінійному класі. Розроблено двокаскадну структуру підсилювача, яка забезпечує високу лінійність у широкому частотному діапазоні. Виконано імітаційне моделювання у середовищі AWR Microwave Office (загальні характеристики, АЧХ, коефіцієнт шуму, S-параметри, відбиття, узгодження, стабільність).

5. Перелік ілюстративного матеріалу:

- 1) Тема, актуальність, мета та задачі дипломної роботи;
- 2) Теоретичні основи побудови та аналізу підсилювачів сигналів у системах цифрового телебачення (DVB-T2/C/S2);
- 3) Обґрунтування вибору схеми підсилювача та елементної бази (біполярні транзистори, лінійний клас);
- 4) Результати моделювання в AWR Microwave Office (АЧХ, S-параметри, VSWR, коефіцієнт шуму);
- 5) Загальні висновки по роботі.

6. Дата видачі завдання 20 лютого 2025 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вибір теми, формування мети та задач дослідження	20.02.2025- 07.03.2025	Виконано
2	Збір теоретичного матеріалу та аналіз літературних джерел	08.03.2025- 24.03.2025	Виконано
3	Дослідження програмного забезпечення AWR, розробка схеми підсилювача	25.03.2025- 23.04.2025	Виконано
4	Підготовка матеріалів до друку та оформлення пояснювальної записки	28.04.2025- 20.05.2025	Виконано
5	Підготовка та оформлення презентації для доповіді	25.05.2025- 08.06.2025	Виконано

Студент

Дмитро ЛИТВИНЕНКО

Керівник

Гліб АВДЄЄНКО

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи містить 99 сторінок, включає 126 ілюстрацій, 7 таблиць. За переліком посилань використано 8 джерел.

Метою роботи є проектування широкопasmового підсилювача сигналів, призначеного для застосування в системах цифрового телевізійного мовлення стандартів DVB (T2/C), та дослідження його характеристик шляхом комп'ютерного моделювання в середовищі AWR. Інженерно-дослідна частина зосереджена на досягненні необхідних параметрів підсилення, смуги пропускання, стабільності та лінійності для забезпечення високої якості підсиленого цифрового сигналу.

Методи дослідження: моделювання електричних схем у середовищі AWR Design Environment, аналіз S-параметрів, визначення смуги пропускання, КСВН, коефіцієнта підсилення та шуму, оцінка стабільності каскадів.

Отримані результати. У результаті роботи створено модель двокаскадного підсилювача класу А на транзисторі BFR740L3RH. Підсилювач забезпечує підсилення до 37,2 дБ в діапазоні частот до 1,2 ГГц, коефіцієнт шуму не перевищує 2,6 дБ у межах робочої смуги, КСВН в межах допустимих значень. Параметри стабільності свідчать про безумовно стабільну роботу підсилювача у вказаному частотному діапазоні.

Рекомендації до впровадження. Розроблена модель може бути застосована в побутових та професійних рішеннях для покращення якості прийому телевізійного сигналу, у навчальному процесі при підготовці фахівців з телекомунікацій, а також як основа для подальших інженерних і дослідницьких розробок у галузі підсилювальної техніки.

Ключові слова: цифрове телебачення, DVB-T2, DVB-S2, підсилювач сигналу, смуга пропускання, AWR, коефіцієнт підсилення, коефіцієнт шуму, КСВН, стабільність, моделювання, транзистор BFR740, клас А, радіочастотна

техніка, підсилення потужності, телекомунікації, S-параметри, частотний аналіз, векторна похибка, BER, MER.

ABSTRACT

The explanatory note to the thesis consists of 99 pages, including 126 illustrations and 7 tables. The list of references includes 8 sources.

The aim of the work is to design a broadband signal amplifier intended for use in DVB (T2/C) digital television broadcasting systems and to study its characteristics by computer modeling in the AWR environment. The engineering and research part is focused on achieving the required parameters of gain, bandwidth, stability and linearity to ensure high quality of the amplified digital signal.

Research methods: modeling of electrical circuits in the AWR Design Environment, analysis of S-parameters, determination of bandwidth, VSWR, gain and noise, evaluation of cascade stability.

Results. As a result of the work, a model of a two-stage class A amplifier based on the BFR740L3RH transistor was created. The amplifier provides a gain of up to 37.2 dB in the frequency range up to 1.2 GHz, the noise figure does not exceed 2.6 dB within the operating band, and the VSWR is within acceptable limits. The stability parameters indicate an unconditionally stable operation of the amplifier in the specified frequency range.

Recommendations for implementation. The developed model can be used in household and professional solutions to improve the quality of television signal reception, in the educational process in the training of telecommunications specialists, as well as as a basis for further engineering and research developments in the field of amplification equipment.

Keywords: digital television, DVB-T2, DVB-S2, signal amplifier, bandwidth, AWR, gain, noise figure, VSWR, stability, modeling, BFR740 transistor, class A, radio frequency engineering, power amplification, telecommunications, S-parameters, frequency analysis, vector error, BER, MER.

ЗМІСТ

ВСТУП	11
РОЗДІЛ 1	16
КОРОТКИЙ ОГЛЯД СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ДЛЯ ПРОЕКТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ СИГНАЛІВ	16
1.1 Призначення підсилювачів у цифровому телебаченні	16
1.2 Типи та класи підсилювачів сигналів	17
1.2 Схемотехнічні особливості та вибір елементної бази	19
1.3 Схемотехнічні рішення підсилювачів телевізійних сигналів на базі біполярних транзисторів	21
1.4 Схемотехнічні рішення підсилювачів телевізійних сигналів на базі польових транзисторів	23
1.5 Схемотехнічні рішення підсилювачів телевізійних сигналів на базі інтегральних мікросхем (ІМС)	26
Висновки	28
РОЗДІЛ 2	30
ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧА ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ	30
2.1 Формулювання вихідних даних до підсилювача сигналів	30
2.3 Обґрунтування вибору транзисторів	33
2.4 Розрахунок параметрів першого каскаду підсилювача на постійному струмі за допомогою САПР AWR	38
2.5 Розрахунок параметрів першого каскаду підсилювача на змінному струмі за допомогою САПР AWR	44
2.6 Розрахунок параметрів другого каскаду підсилювача на постійному струмі за допомогою САПР AWR	67
2.7 Розрахунок параметрів другого каскаду підсилювача на змінному струмі за допомогою САПР AWR	69
2.8 Розрахунок параметрів двокаскадного підсилювача на змінному струмі за допомогою САПР AWR	78
2.9 Моделювання нелінійних параметрів двокаскадного підсилювача	84
2.9.1 Визначення амплітудної характеристики підсилювача	84
2.9.2 Визначення залежності коефіцієнта підсилення за потужністю від рівня вхідного сигналу	85

2.9.3 Часові форми сигналів та їх спектри в режимах малого та великого сигналів	86
2.9.4 Потужність та струм споживання підсилювача	89
2.9.5 Дослідження інтермодуляції в підсилювачі.....	90
Висновки	93
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	96

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

TV	Television / Телебачення
RF	Radio Frequency / Радіочастота
DVB	Digital Video Broadcasting / Цифрове телевізійне мовлення
DVB-T2	Digital Video Broadcasting — Terrestrial, second generation
DVB-C	Digital Video Broadcasting — Cable
DVB-S2	Digital Video Broadcasting — Satellite, second generation
MER	Modulation Error Ratio / Співвідношення помилки модуляції
BER	Bit Error Rate / Імовірність бітової помилки
EVM	Error Vector Magnitude / Величина векторної помилки
THD	Total Harmonic Distortion / Сумарні гармонічні спотворення
NF	Noise Figure / Коефіцієнт шуму
SNR	Signal-to-Noise Ratio / Співвідношення сигнал/шум
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio / Коефіцієнт стоячої хвилі
S-параметри	Scattering Parameters / Параметри розсіювання
АЧХ	Амплітудно-частотна характеристика
ФЧХ	Фазочастотна характеристика
ПК	Персональний комп'ютер
CAD	Computer-Aided Design / Система автоматизованого проектування
ПТ	Польовий транзистор
VJT	Bipolar Junction Transistor / Біполярний транзистор
MOSFET	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor / ПТ з ізольованим затвором
ОРА	Operational Amplifier / Операційний підсилювач
NI	National Instruments
AWR	Applied Wave Research (Microwave Office)
LNA	Low Noise Amplifier / Малошумний підсилювач
LNB	Low Noise Block / Малошумний блок-конвертор
РЕБ	Радіоелектронна боротьба

	GaAs FET	Gallium Arsenide Field-Effect Transistor / Польовий транзистор на арсеніді галію
ВЧ		Високі частоти
ККД		Коефіцієнт корисної дії
	QAM	Quadrature Amplitude Modulation / Квадратурна амплітудна модуляція
	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Ортогональне частотне мультиплексування
VHF		Very High Frequency / Дуже високі частоти
UHF		Ultra High Frequency / Ультрависокі частоти
АРУ		Автоматичне регулювання підсилення

ВСТУП

Актуальність теми дипломної роботи. Станом на сьогодні телевізійне мовлення в Україні повністю перейшло на цифрові стандарти. У серпні 2018 року було остаточно вимкнено ефірне аналогове телебачення і запроваджено цифрове мовлення. Відтоді прийом телесигналу здійснюється за стандартами DVB-T2 (ефірне наземне ТБ), DVB-C (кабельне ТБ) та DVB-S/S2 (супутникове ТБ). Кожен із цих стандартів має свої частотні діапазони та особливості модуляції та завадостіке кодування, але усі вони потребують високої якості сигналу на вході приймача[1]. Для побутових і напівпрофесійних умов – таких як домашні антени, колективні антенно-фідерні системи багатоквартирних будинків чи приватних секторів, а також розподілені системи на кілька приймачів – актуальним є застосування широкосмугових підсилювачів телевізійного сигналу. Розробка підсилювача, здатного працювати з сигналами стандартів DVB-T2, DVB-C та DVB-S/S2, забезпечить сумісність з усіма видами сучасного телемовлення. Це дозволить підсилити ефірний сигнал для телевізорів і тюнерів у різних ситуаціях: від індивідуального прийому на кімнатну чи зовнішню антену до колективних мереж розподілу сигналу на кілька пристроїв.

Перехід на «цифру» висуває нові вимоги до обладнання прийому. Цифрові сигнали, особливо стандарту DVB-T2, чутливі до рівня та якості сигналу: при недостатньому рівні виникають так звані «цифрові провали» (втрата зображення і звуку), на відміну від аналогового ТБ, яке могло давати зниженої якості картинку, але все ж прийматися[2]. Тому забезпечення стабільного потужного сигналу є критично важливим, особливо в умовах віддалених від передавачів. Загальнонаціональна мережа DVB-T2, яку експлуатує компанія «Зеонбуд», охоплює до 95% території України, однак у практиці є «білі плями» покриття. Зокрема, в сільській місцевості та гірських районах сигнал може бути слабким або нестабільним через велику відстань до передавальної вежі, рельєф місцевості та перешкоди на шляху поширення радіохвиль. Наприклад, у віддалених гірських населених пунктах Закарпаття

місцями взагалі відсутній впевнений прийом DVB-T2. Це створює потребу у використанні підсилювачів для ефірних антен, щоби підняти рівень сигналу до прийняттого для тюнера значення і забезпечити якісний прийом цифрового телебачення. Аналогічно, у великих колективних системах (наприклад, внутрішньобудинкових кабельних мережах) для стандарту DVB-C часто необхідне підсилення сигналу, щоб компенсувати втрати в довгих кабелях і розгалужувачах та довести сигнал до кожного телевізора без погіршення якості. У випадку супутникового телебачення DVB-S/S2, хоча малошумні підсилювачі інтегровані в конвертори (LNB) на антені, при розподілі сигналу від однієї антени на декілька приймачів або при довгих лініях теж можуть застосовуватися лінійні підсилювачі супутникового діапазону[3].

Окремим викликом для ефірного телебачення в Україні стала поява навмисних перешкод в умовах воєнного часу. Засоби радіоелектронної боротьби (РЕБ), які застосовує противник, здатні глушити як аналогові, так і цифрові сигнали телерадіомовлення. Зафіксовані випадки використання таких систем поблизу Києва та в прифронтових районах, де потужні передавачі РЕБ пригнічують сигнали в діапазонах мовлення. Внаслідок дії РЕБ рівень корисного сигналу DVB-T2 на вході приймача може різко знижуватися, що призводить до зникнення телесигналу навіть у зонах, які зазвичай впевнено покриті мережею. Це обумовлює підвищені вимоги до підсилювачів: вони мають лінійно та стійко підсилювати дуже слабкі сигнали, працюючи на межі чутливості, не вносячи значних власних шумів і спотворень. Висока лінійність підсилювача особливо важлива для цифрових стандартів, оскільки DVB-T2 використовує багаточастотну OFDM-модуляцію, і будь-які нелінійні спотворення або інтермодуляція можуть викликати помилки декодування. Отже, в умовах навмисних радіоперешкод підсилювач повинен забезпечувати максимальне співвідношення сигнал/шум і зберігати форму цифрового сигналу, аби телебачення залишалось доступним навіть під час інформаційного протистояння[4].

Крім індивідуального прийому, набуває значення і розподіл телесигналу в локальних мережах різних закладів. У навчальних корпусах університетів, школах, медичних закладах, військових частинах та інших об'єктах все частіше розгортаються власні системи розподілу телевізійного сигналу. Вони можуть використовуватися для трансляції освітніх програм, оперативного інформування, або підключення до загальнонаціонального цифрового мовлення у бомбосховищах та казармах. Такі локальні мережі розподілу цифрового ТБ нерідко поєднують різні джерела сигналу – ефірні DVB-T2 антени, кабельні входи DVB-C або супутникові приймачі DVB-S/S2 – з наступним розподілом контенту на багато екранів. Для узгодженого підсилення всіх цих сигналів потрібні універсальні підсилювачі з широкою смугою пропускання, які задовольняють технічні вимоги кожного стандарту. Зростання числа подібних систем підсилення і розподілу сигналу у закритих мережах пояснюється потребою забезпечити якісний прийом телебачення у будь-яких приміщеннях і умовах – від конференц-залів і навчальних аудиторій до польових госпіталів. Розробка підсилювача, здатного працювати в таких мережах, є на часі з огляду на тенденцію децентралізації мовлення та створення резервних каналів доведення інформації.

Більшість доступних рішень на ринку є універсальними, але не оптимізованими для умов саме цифрового мовлення. Наприклад, в аналогових системах допускалося деяке нелінійне спотворення, тоді як у DVB-T2 навіть незначні фазові викривлення можуть призвести до різкого зростання BER (bit error rate) або зниження MER (modulation error ratio).

Саме тому тема дипломної роботи є актуальною як у технічному, так і в прикладному аспектах. Відмова від апаратної реалізації дозволяє зосередитись на глибокому імітаційному аналізі, що включає побудову моделі в середовищі NI Multisim, дослідження її характеристик (АЧХ, фазова, імпедансна, енергетична), а також оцінку впливу параметрів підсилювача на якість цифрового сигналу за критеріями ETSI (EN 300 744, EN 302 755, EN 302 307, EN 300 429).

Таким чином, дане дослідження має не лише навчальну цінність, але й потенціал до подальшого практичного використання, наприклад, як основи для конструкторської розробки або апробації під час участі у профільних студентських конференціях.

Мета роботи - проектування підсилювача сигналів, призначеного для використання в системах цифрового телевізійного мовлення (стандарту DVB), та дослідження його характеристик за допомогою моделювання в середовищі AWR. Інженерно-дослідна мета полягає у створенні підсилювача з необхідними параметрами підсилення, смуги пропускання та лінійності, який забезпечить якісне підсилення цифрового телевізійного сигналу без суттєвого погіршення показників якості передачі (таких як MER, BER та EVM).

Завдання. Відповідно до поставленої мети, у роботі визначено наступні основні завдання та етапи дослідження:

1. Провести огляд сучасних схемотехнічних рішень для підсилювачів сигналів у системах цифрового телебачення, з метою вибору оптимальної схемної топології;

2. Здійснити вибір елементної бази (активних і пасивних компонентів) для реалізації обраної схеми підсилювача з урахуванням вимог DVB-стандартів;

3. Побудувати комп'ютерну модель підсилювача в середовищі NI Multisim або AWR і налаштувати параметри симуляції відповідно до робочого діапазону частот цифрового телевізійного мовлення;

4. Проаналізувати основні робочі характеристики спроектованого підсилювача (коефіцієнт підсилення, робочу смугу частот, вихідну потужність, лінійність, рівень шумів тощо) на основі результатів моделювання;

Підготувати висновки та рекомендації щодо подальшого використання або вдосконалення підсилювача на основі отриманих результатів аналізу.

Об'єктом дослідження є процес підсилення сигналу, що застосовується в тракці цифрового телевізійного мовлення (фізичний пристрій підсилювача високочастотного сигналу в системі DVB).

Предметом дослідження виступають параметри та робочі характеристики цього підсилювача (коефіцієнт підсилення, частотний діапазон, лінійність, рівень власних шумів, вихідна потужність тощо), які аналізуються в контексті їхнього впливу на якість передавання цифрового телесигналу за стандартами DVB.

Практична цінність роботи полягає у поглибленні знань про вплив характеристик підсилювачів на якість сигналів у цифрових телекомунікаційних системах. Отримані результати й напрацювання можуть слугувати основою для подальших досліджень і розробок у сфері підсилювальної техніки для цифрового телебачення, зокрема для вдосконалення підсилювачів з метою підвищення ефективності та якості передачі сигналів. Практична цінність роботи визначається важливістю параметрів підсилювача для надійної роботи систем DVB: правильно спроектований підсилювач із достатнім коефіцієнтом підсилення, широкою смугою пропускання, високою лінійністю та низьким рівнем шумів є критично необхідним, щоб забезпечити дотримання вимог стандартів DVB і підтримувати високий рівень MER та низький BER/EVM при передаванні сигналу. Розроблена в рамках роботи комп'ютерна модель підсилювача може бути використана в навчальних цілях (для демонстрації роботи високочастотних підсилювачів і впливу їх параметрів на цифровий сигнал) та в інженерній практиці як інструмент попередньої оцінки характеристик підсилювачів перед їх практичною реалізацією.

РОЗДІЛ 1

КОРОТКИЙ ОГЛЯД СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ДЛЯ ПРОЕКТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ СИГНАЛІВ

1.1 Призначення підсилювачів у цифровому телебаченні

Підсилювачі радіочастотних сигналів є невід'ємною частиною трактів передавання і приймання цифрового телевізійного сигналу. Їх основна функція – забезпечити необхідний рівень потужності або напруги сигналу для його якісного передавання на відстань або подальшої обробки приймачем. У системах цифрового телебачення (DVB-T2, DVB-C, DVB-S2 тощо) підсилювачі використовуються на різних етапах: від малошумних підсилювачів високочастотного тракту приймача (LNA) до потужних підсилювачів передавача, а також підсилювачів розподільчих мереж (кабельних підсилювачів, ретрансляторів). Кожен підсилювач вносить певні спотворення і шуми, тому від його якості залежить збереження параметрів цифрового сигналу – таких як відношення сигнал/шум, MER, BER та інші – на належному рівні.

У типовій системі DVB підсилювачі покращують рівень сигналу, але водночас погіршують співвідношення сигнал/шум через власні шуми і спотворення. Тому при проектуванні важливо забезпечити мінімальний шум підсилювача та максимальну лінійність, щоб не допустити суттєвого погіршення якості цифрового телевізійного сигналу. Особливо це критично для систем з багатокаскадним підсиленням, де декілька підсилювачів каскадно збільшують потужність сигналу: навіть невеликі нелінійності чи невідповідності імпедансів можуть накопичуватися і призвести до помітних помилок у переданих даних.

1.2 Типи та класи підсилювачів сигналів

Малошумні підсилювачі (LNA) зазвичай встановлюються на вході приймальних пристроїв або ретрансляторів. Вони працюють з дуже малими рівнями сигналів, тому головний критерій – мінімальний коефіцієнт шуму при достатньому підсиленні. Такі підсилювачі часто виконуються на арсенід-галієвих транзисторах з бар'єром Шоттки (GaAs FET), що дозволяє досягти шумів порядку 0,5–1 дБ. Наприклад, у роботі зазначено, що сучасні малосигнальні підсилювачі часто використовують GaAs ПТШ-транзистори, які забезпечують низький рівень власних шумів. Малошумні підсилювачі зазвичай працюють в класі А (лінійному режимі) для уникнення будь-якої нелінійності, оскільки навіть незначне введення спотворень може погіршити розпізнавання цифрового сигналу на приймачі.

Підсилювачі середньої та високої потужності застосовуються в передавальних трактах та розподільчих мережах. В передавачах цифрового телебачення (наприклад, DVB-T2 передавач) останній каскад підсилення – це потужний ВЧ підсилювач, який доводить сигнал до необхідної вихідної потужності (від кількох ват для малопотужних передавачів до кількох кіловат для ширококомовних станцій). Такі підсилювачі найчастіше працюють у класі АВ – компромісному режимі, який поєднує достатню лінійність з вищим ККД, ніж у класі А. Клас АВ означає, що транзистори зміщені поблизу межі провідності: це зменшує спотворення порівняно з класом В, але й покращує ефективність порівняно з класом А. Для цифрових модульованих сигналів (OFDM, QAM тощо) висока лінійність особливо важлива, тому підсилювачі налаштовують на роботу далеко нижче точки насичення. Як зазначається у технічній літературі, широкосмугові підсилювачі сигналів зазвичай обмежені не досягненням максимальної потужності, а саме нелінійними спотвореннями, тому їх експлуатують при рівнях, значно нижчих за насичення, в залежності від вимог до якості сигналу. Це дозволяє зменшити внесок нелінійності у сумарні завади сигналу.

Розподільчі та магістральні підсилювачі використовуються у кабельних мережах та колективних системах прийому (SMATV). Їх завдання – компенсувати згасання в довгих кабелях і розгалужувачах, забезпечивши достатній рівень сигналу на кожному телевізійному приймачі. Такі підсилювачі зазвичай мають регулятори підсилення та нахилу АЧХ, щоб вирівняти рівні різних каналів. Вони мають працювати лінійно при сумарному сигналі від багатьох телевізійних каналів одночасно. Наприклад, типовий будинковий підсилювач охоплює діапазони 47–400 МГц (VHF) та 470–862 МГц (UHF) з максимальним коефіцієнтом підсилення близько 20–25 дБ і максимальним вихідним рівнем ~ 105 дБмВ. Вихідний рівень 105 дБмВ вважається граничним для забезпечення допустимих спотворень: при перевищенні цього рівня в кабельній мережі можуть з’являтися міжмодуляційні перешкоди та зростати BER. Тому розподільчі підсилювачі проектують з високим запасом лінійності та часто оснащують схемами автоматичного регулювання посилення (APU) для підтримання сталого рівня.

Каскадні підсилювачі та їх параметри. У практичних реалізаціях підсилювачі можуть складатися з кількох каскадів (стадій) для досягнення потрібного загального підсилення. На перших каскадах важливо мінімізувати шуми (щоб не підсилювати шум власного підсилювача), на останніх каскадах – забезпечити необхідну вихідну потужність при збереженні лінійності. Застосовуються різні схемотехнічні рішення: однотранзисторні підсилювачі з загальним емітером (для біполярних транзисторів) або із загальним витоком (для польових транзисторів), диференційні підсилювачі, двотактні (push-pull) конфігурації для потужних вихідних каскадів. Двотактна схема класу АВ на комплементарних або парних транзисторах дозволяє суттєво зменшити парні гармоніки та підвищити вихідну потужність, тому широко використовується в телевізійних передавачах. Зокрема, реалізація підсилювача 10 Вт на весь UHF-діапазон 470–862 МГц може бути виконана на двох транзисторах у двотактній конфігурації, забезпечуючи підсилення близько 17 дБ при хорошій лінійності. Для підвищення лінійності також застосовують емітерні резистори, що

лінійаризують передатну характеристику транзистора ціною деякого зниження підсилення.

1.2 Схемотехнічні особливості та вибір елементної бази

При проектуванні підсилювачів телевізійного діапазону враховують низку схемотехнічних вимог. По-перше, забезпечення необхідної смуги пропускання: для DVB-T2 це близько 8 МГц для одного каналу, але підсилювач часто має бути широкосмуговим, щоб покрити весь діапазон мовлення (наприклад, 470–790 МГц для DVB-T2 наземного мовлення, або до 862 МГц для кабельних стандартів). Тому застосовуються широкосмугові matching-кола (узгоджувальні кола) на вході та виході – часто це комбінації L-С елементів або трансформаторів, виконані у вигляді мікросмужкових ліній на друкованій платі. Широкосмугові підсилювачі можуть будуватися за принципом розподіленого підсилювача (distributed amplifier), коли кілька транзисторів об'єднуються через лінії затримки, щоб сумарно покращити смугу пропускання. Модель розподіленого підсилювача спеціально для стандарту DVB-T2 – показано, що правильна нормалізація спектру на виході підсилювача дозволяє виконати вимоги спектральної маски DVB-T2. Таким чином, вибір топології багато в чому визначається вимогами стандартів: якщо потрібна дуже широка смуга (наприклад, для сумісності з різними стандартами DVB-T2/C/S2), можуть застосовуватися розподілені схеми або паралельне підсилення різних діапазонів.

Вибір активних елементів (транзисторів) залежить від робочої частоти та необхідної вихідної потужності. Для малопотужних підсилювачів до кількох сотень міліват зазвичай використовуються біполярні транзистори з високою граничною частотою (f_T декілька ГГц) або ПНР-транзистори (польові на високій частоті). Для потужних вихідних каскадів (>1 Вт) у діапазоні до 1 ГГц традиційно використовувалися LDMOS-транзистори на основі кремнію – вони забезпечують високу вихідну потужність при відносно високій

ефективності роботи та пристосовані до роботи в класах АВ, В. В останні роки популярними стають транзистори на основі GaN (нітрид галію) на підкладці SiC, які мають вищу пробивну напругу і здатні працювати з більшим ККД у класах Е та F. Проте у сфері телевізійного мовлення найчастіше використовуються саме кремнієві LDMOS у вихідних підсилювачах. Для прикладу, у передавачах стандарту DVB-T2 часто застосовують двотактні LDMOS підсилювачі, які на виході дають десятки ват потужності з плечем лінійності.

Джерела живлення та режими зміщення. Підсилювачі класу А потребують постійного струму зміщення, що відповідає максимальному коливанню вихідного сигналу, через що їх ККД низький (~10–20%). Клас АВ дозволяє знизити струм спокою: транзистор проводить трохи більше ніж півперіоду сигналу. ККД класу АВ в режимі значного вихідного сигналу може сягати 30–50%, залежно від ступеня відсічки. Для ще більшого підвищення ККД у сучасних цифрових передавачах застосовують динамічні режими живлення – наприклад, Doherty-підсилювачі або системи з відстеженням огинаючої (envelope tracking). Ці технології дозволяють автоматично змінювати напругу живлення транзисторів за миттєвою потужністю сигналу, підтримуючи транзистор ближче до насичення тільки на піках сигналу. У такий спосіб, ефективність зростає, однак ці рішення ускладнюють схемотехніку і можуть внести додаткові нелінійності, якщо не виконані належним чином. Для нашої роботи обираємо більш традиційний підхід – підсилювач класичної схеми (одно- або двокаскадний підсилювач класу АВ) з фіксованими джерелами живлення, який простіше моделювати в Multisim або AWR.

1.3 Схемотехнічні рішення підсилювачів телевізійних сигналів на базі біполярних транзисторів

Підсилювачі на біполярних транзисторах традиційно широко застосовуються в радіочастотних трактах телевізійних систем через їх здатність забезпечувати високий коефіцієнт підсилення, хорошу лінійність та достатню частотну смугу. Основними схемотехнічними підходами для реалізації таких підсилювачів є конфігурації із загальним емітером, двотактні підсилювачі класу АВ, каскодні структури та каскадні рішення з елементами негативного зворотного зв'язку.

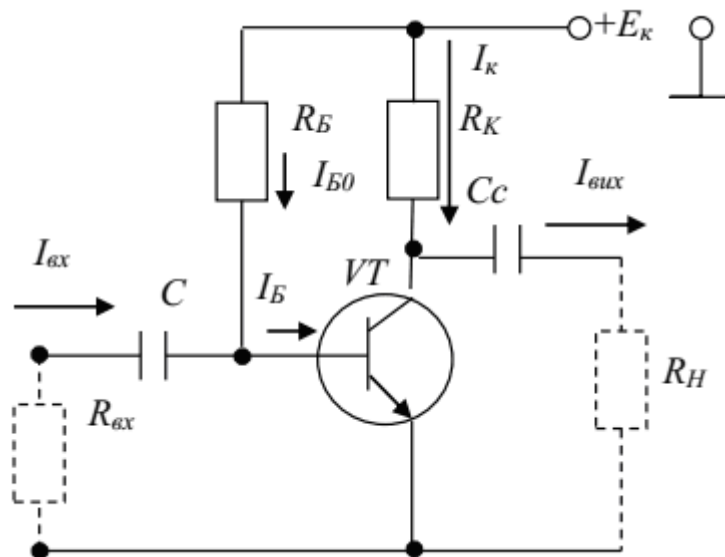


Рис. 1.1 - Схема найпростішого підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

Схема з загальним емітером (рис. 1.1) є базовою для побудови багатьох підсилювальних каскадів. Вона забезпечує значне підсилення напруги, має інверсну фазу та демонструє добрі частотні характеристики. Для забезпечення стабільності режиму роботи та зменшення впливу температурних змін часто застосовується емітерний резистор, який створює локальний зворотний зв'язок по постійному струму. Такий підхід також покращує лінійність, що є критичним у телевізійних підсилювачах, особливо при роботі з модуляцією OFDM[5].

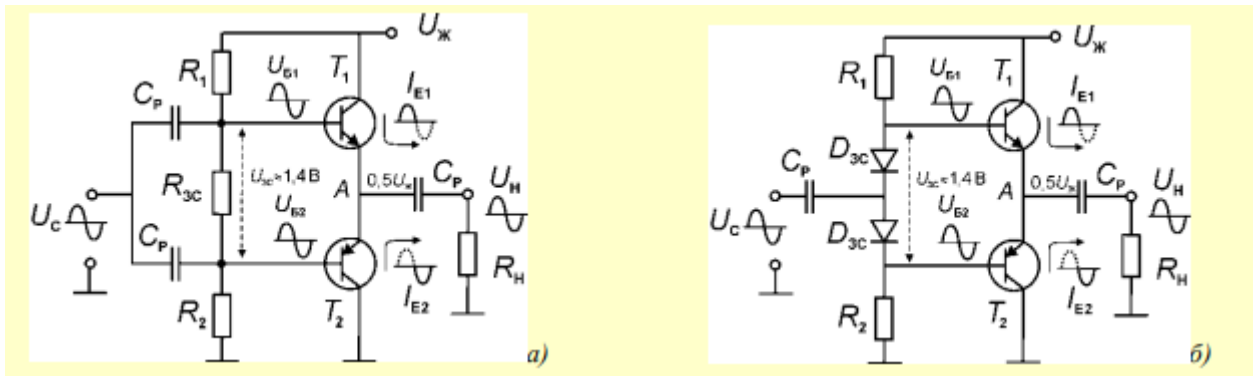


Рис. 1.2 – Двотактний підсилювач на комплементарних транзисторах:
основна схема – а, схема із зсувними діодами

Двотактні підсилювачі на біполярних транзисторах (рис. 1.2) зазвичай використовуються в якості вихідних каскадів для досягнення більшої потужності та зменшення парних гармонік. У телевізійних застосуваннях перевага часто надається класу АВ, який є компромісом між класами А (максимальна лінійність) та В (максимальний ККД). Клас АВ дозволяє покращити енергетичну ефективність без значного погіршення лінійності, що є важливим для цифрових систем.

Каскодні підсилювачі забезпечують високу вхідну імпедансну стабільність і покращену відокремленість входу від виходу. У конфігураціях на біполярних транзисторах каскодна структура складається з каскаду з загальним емітером і каскаду з загальною базою. Такий підхід зменшує паразитні зворотні зв'язки та дозволяє розширити робочу смугу.

Застосування багатокаскадних підсилювачів з проміжним узгодженням дає можливість отримати високе сумарне підсилення без суттєвого зниження лінійності. Міжкаскадне узгодження реалізується шляхом LC-фільтрів або трансформаторних з'єднань. Для покращення частотної характеристики використовують частотні корекції в колекторному або емітерному колі [6].

У високочастотних підсилювачах на біполярних транзисторах важливим є також правильний вибір активного елемента. Використовуються високочастотні транзистори з граничною частотою f_T в діапазоні від сотень МГц до кількох ГГц. Наприклад, транзистори типу BFR93, BFW92, або їх

сучасні аналоги дозволяють реалізовувати підсилення на частотах до 1–2 ГГц. Важливо також враховувати коефіцієнт шуму транзистора, який прямо впливає на MER при роботі підсилювача в приймальному тракті.

У роботах, присвячених аналізу таких схем, особливу увагу приділяють стабільності, частотній рівномірності АЧХ, коефіцієнту гармонік та інтермодуляційним спотворенням. Оптимізація цих параметрів дозволяє забезпечити надійне функціонування підсилювача в умовах цифрового мовлення, зокрема при використанні стандартів DVB-T2, де до лінійності та частотних властивостей пред'являються особливо високі вимоги.

1.4 Схемотехнічні рішення підсилювачів телевізійних сигналів на базі польових транзисторів

Польові транзистори (ПТ), особливо з ізольованим затвором (MOSFET, JFET), широко використовуються у ВЧ-підсилювачах, де критичною є мінімізація шумів, забезпечення високого вхідного імпедансу та стабільна робота в широкому частотному діапазоні. У телерадіомовних системах на базі стандартів DVB-T2, DVB-C і DVB-S/S2 польові транзистори відіграють особливу роль в каскадах приймання, оскільки дозволяють реалізувати високоякісні малошумні підсилювачі (LNA), а також каскади з високою лінійністю для передпідсилення та буферизації сигналу.

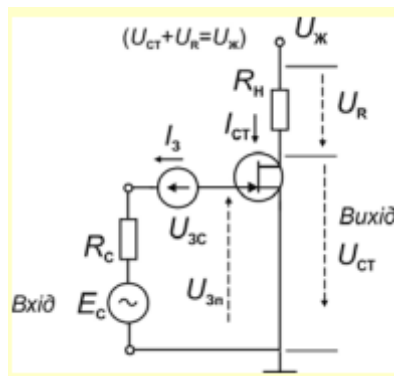


Рис. 1.3 - схема підсилювача з загальним витоком

Однією з найпоширеніших схем є підсилювач з загальним витоком (рис. 1.3) (аналог загального колектора в біполярному випадку). Така схема забезпечує високий вхідний опір і низький вихідний, що дозволяє ефективно узгодити її з попередніми і наступними каскадами. При використанні JFET або n-канальних MOSFET транзистор працює у режимі зворотного зміщення затвора, що дозволяє зменшити споживання потужності й рівень власного шуму[6].

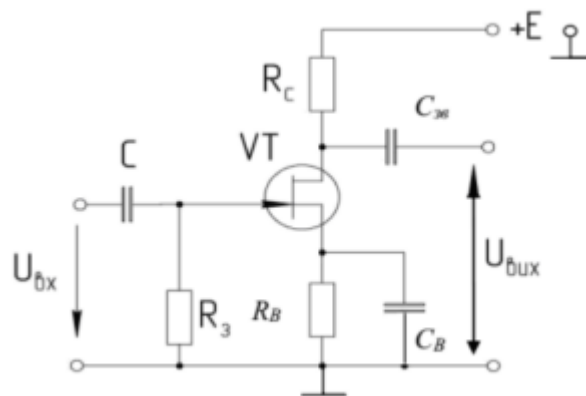


Рис. 1.4 - схема підсилювача з загальним джерелом

Інша популярна конфігурація — схема з загальним джерелом (рис. 1.4), яка забезпечує значне підсилення напруги і широко використовується у якості основного підсилювального каскаду. За аналогією із схемою з загальним емітером у БТ, вона має інверсну фазу і рівномірну частотну характеристику. Для стабілізації робочої точки і лінеаризації характеристики застосовується джерельний резистор з частковим конденсатором прохідного типу. Така структура забезпечує гарний компроміс між підсиленням і стабільністю.

У випадку, коли необхідно зменшити паразитні зв'язки між входом і виходом, застосовується каскодна конфігурація на польових транзисторах. Вона дає змогу зменшити ефект Міллера (від зворотного зв'язку затвор–стік), покращити стабільність і розширити робочий діапазон частот. Наприклад, поєднання підсилювача з загальним витоком і підсилювача з загальним затвором утворює ефективну каскодну структуру з високим коефіцієнтом підсилення та покращеною відокремленістю входу-виходу. У телевізійних

трактах це особливо важливо, оскільки мінімізація міжкаскадного збурення прямо впливає на якість цифрового сигналу (зокрема, на параметри MER та EVM).

На частотах понад 500 МГц використовуються ПТШ-транзистори (наприклад, GaAs MESFET, HEMT), які характеризуються дуже високим граничним значенням частоти ($f_T > 10$ ГГц) та низьким рівнем шумів (<1 дБ). Вони часто застосовуються в антенних підсилювачах і передпідсилювачах супутникових ресиверів (LNB), а також у професійних передавачах DVB-S/S2. Наприклад, у підсилювачах вхідного каскаду супутникового тюнера використовують HEMT-транзистори для досягнення мінімального власного шуму — це критично для декодування слабких сигналів із супутника, особливо у важких погодних умовах.

Для розширення функціональності ПТ-підсилювачів, особливо в пристроях з адаптивною фільтрацією або АРУ (автоматичним регулюванням підсилення), застосовуються MOSFET з керованим рівнем провідності, що дає змогу реалізувати змінне підсилення без погіршення лінійності. В умовах цифрового мовлення це дозволяє оптимізувати роботу підсилювача при змінному рівні сигналу, наприклад, під час перемикання каналів або змін у зоні покриття.

Ще однією перевагою польових транзисторів є можливість роботи з низькими напругами живлення, що робить їх ідеальними для портативних приймачів, мобільного ТБ-обладнання, автономних ретрансляторів. Крім того, їх вхідна ємність менша, ніж у БТ, що зменшує чутливість до перешкод і підвищує стабільність[6].

Таким чином, польові транзистори — це гнучкий інструмент для побудови як малошумних, так і потужних каскадів телевізійних підсилювачів. Завдяки високій частотній здатності, стабільності і широкому діапазону робочих режимів, вони успішно застосовуються як в побутових, так і в професійних DVB-системах, забезпечуючи збереження критичних параметрів сигналу.

1.5 Схемотехнічні рішення підсилювачів телевізійних сигналів на базі інтегральних мікросхем (ІМС)

Інтегральні мікросхеми (ІМС) відіграють важливу роль у сучасному телебаченні, особливо в побутових приймачах, антенно-фідерних трактах і компактних пристроях. Завдяки високому ступеню інтеграції, ІМС дозволяють суттєво зменшити габарити, енергоспоживання і кількість зовнішніх компонентів при збереженні високих електричних характеристик. Підсилювачі на базі ІМС здатні поєднувати у собі кілька функціональних каскадів — наприклад, попереднє підсилення, АРУ, фільтрацію, узгодження, захист від перенавантаження.

Найбільш розповсюдженими є малошумні підсилювачі (LNA) на базі ІМС. Наприклад, мікросхеми серії BF/NE/NJN/МС (BF998, NE/МС13191, NJM2151 тощо) часто застосовуються в антенних підсилювачах ефірного телебачення DVB-T2. Вони забезпечують коефіцієнт шуму в межах 1–2 дБ і підсилення понад 20 дБ, що є цілком прийнятним для приймального каскаду побутового телевізора або приставки. Важливо, що такі мікросхеми мають стабільну роботу в діапазоні 40–860 МГц (VHF/UHF) і не потребують складного налаштування.

Окрему групу складають ІМС широкосмугових підсилювачів, призначених для кабельного телебачення (DVB-C), з типовою смугою до 1 ГГц і високим рівнем лінійності (наприклад, GALI, ERA, MGA, TSL, TSA, ADL, MAX). Ці мікросхеми мають широке застосування в підсилювальних блоках магістральних ліній, головних станціях CATV та розподільних вузлах. Вони відзначаються низьким рівнем міжмодуляційних спотворень ($IMD3 < -60$ дБм) і високою стабільністю роботи, що важливо при багатоканальному сигналі.

Особливою перевагою ІМС є наявність вбудованих функцій, які в транзисторних рішеннях потребують зовнішніх схем. Наприклад, у багатьох сучасних ІМС передбачено:

- захист від перевантаження;
- автоматичне регулювання підсилення (AGC);
- фільтрація за частотою;
- контроль температури;
- автоматичне вимкнення за відсутності сигналу.

Ці властивості дозволяють створити адаптивні телевізійні підсилювачі, що працюють ефективно при змінних умовах — наприклад, при зменшенні рівня сигналу в зонах з нестабільним покриттям або при сильному впливі РЕБ.

Поширеною є також концепція однокристальних рішень, де в межах одного корпусу реалізується повний тракт: вхідний фільтр, LNA, каскад підсилення, буфер, узгодження, регулювання підсилення. Наприклад, MAX2640, TSA5523, MGA-62563 або ADA4960 дозволяють суттєво скоротити час і складність проектування. Це ідеально для недорогих серійних рішень у телеприймачах, тюнерах і маршрутизаторах із підтримкою IPTV.

Водночас слід зазначити і обмеження ІМС-підсилювачів: обмежена гнучкість налаштувань, залежність характеристик від живлення та температури, складність інтеграції в системи з нестандартними вимогами до імпедансу або форми сигналу. У професійних системах інженери часто поєднують ІМС із зовнішніми каскадами на транзисторах для досягнення максимальної оптимізації.

Порівняно з дискретними транзисторами, ІМС дають переваги в повторюваності параметрів, стабільності та масовості виробництва. Саме тому їх часто застосовують у масовому виробництві телевізійного обладнання, а також у прототипуванні, коли важливо швидко отримати прогнозовані результати.

Висновки

У межах огляду схемотехнічних рішень телевізійних підсилювачів були проаналізовані три основні підходи до побудови підсилювальних каскадів: на біполярних транзисторах, польових транзисторах та інтегральних мікросхемах. Кожна з цих технологій має свої переваги, обмеження та доцільні області застосування в системах цифрового телевізійного мовлення.

Біполярні транзистори підсилювачі на біполярних транзисторах забезпечують високе підсилення, добру лінійність і мають широкий діапазон схемних реалізацій — від простих каскадів із загальним емітером до каскодних і багатокаскодних конфігурацій. Вони ефективно застосовуються у вихідних каскадах або при потребі великої потужності, особливо в класах АВ. Проте, потребують ретельного налаштування робочої точки та температурної стабілізації.

Польові транзистори схеми на польових транзисторах, зокрема JFET та MOSFET, мають високий вхідний опір, низький рівень шумів і забезпечують добру стабільність у широкій смузі частот. Вони особливо ефективні для вхідних каскадів та мал шумних підсилювачів (LNA). У професійних DVB-системах перевагу часто надають HEMT/MESFET через їхню надвисоку частотну здатність і мінімальні втрати. Польові транзистори забезпечують гнучкість у побудові адаптивних рішень, придатних до використання в умовах змінного сигналу.

Інтегральні мікросхеми (ІМС) підсилювачі на ІМС є компактним, економним та функціонально насиченим рішенням для побутових і серійних пристроїв. Їх перевагою є висока повторюваність параметрів, наявність вбудованих функцій (AGC, захист, фільтрація), і можливість швидкого впровадження у продукти масового виробництва. Проте, для складних інженерних завдань або спеціалізованих систем (наприклад, з жорсткими вимогами до імпедансу чи шумів) можуть знадобитися комбіновані підходи з дискретними компонентами.

У системах цифрового телемовлення (DVB-T2/C/S2) вибір схемотехнічного рішення для підсилювача залежить від:

- розташування каскаду в тракті (вхідний, проміжний, вихідний),
- вимог до шумів, лінійності, підсилення, імпедансної відповідності,
- умов експлуатації (побутові/професійні, фіксоване/мобільне використання).

Раціональне поєднання переваг кожної технології дозволяє отримати високоякісний підсилювач, оптимізований під цифрові стандарти мовлення, з мінімальними спотвореннями та максимальною стабільністю у роботі. Це є основою для подальшого проєктування в дипломній роботі.

РОЗДІЛ 2

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧА ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Формулювання вихідних даних до підсилювача сигналів

При проектуванні широкосмугового підсилювача для систем цифрового телевізійного мовлення (DVB-T/T2/C) було враховано такі вихідні дані:

1. Робочий частотний діапазон: від 260 МГц до 1200 МГц, що охоплює діапазони стандартів DVB-T (470–862 МГц), DVB-C.
2. Тип підсилювача: широкосмуговий лінійний підсилювач потужності класу А, здатний забезпечити стабільне підсилення без суттєвих нелінійних спотворень.
3. Необхідне загальне підсилення: орієнтовно 20–30 дБ (залежно від рівня вхідного сигналу і кінцевого застосування).
4. Навантаження: типове значення 75 Ом, що відповідає коаксіальним трактам у телевізійних системах.
5. Коефіцієнт стоячої хвилі (VSWR): бажано не більше 2:1 у всьому робочому діапазоні.
6. Тип сигналів: OFDM або QAM-модуляція, які вимагають високої лінійності та низької інтермодуляції.
7. Живлення підсилювача: постійна напруга +5 В, що дозволяє реалізувати схему на транзисторах з низьким споживанням.
8. Максимальний рівень вихідного сигналу: має не перевищувати межі лінійної області роботи каскадів (визначається точкою компресії на 1 дБ).

2.2 Обґрунтування вибору електричної схеми підсилювача сигналів та елементної бази для його реалізації

Для проектування підсилювача сигналів цифрового телевізійного мовлення були визначені ключові вихідні дані, які враховують як загальні

технічні вимоги до підсилювача, так і специфічні параметри, обумовлені особливостями роботи в широкому частотному діапазоні. Підсилювач має функціонувати в лінійному класі, який забезпечує найкращу лінійність підсилення сигналу за рахунок повного циклу провідності транзистора протягом періоду сигналу. Хоча такий режим характеризується невисоким коефіцієнтом корисної дії, який становить приблизно 50%, його вибір обумовлений високими вимогами до спектральної чистоти та мінімального рівня нелінійних спотворень у телевізійному діапазоні.

Робочий частотний діапазон підсилювача охоплює ділянку від 174 до 862 МГц, що є типовим для наземного цифрового телебачення у форматах DVB-T і DVB-T2. Однак, у зв'язку з можливістю використання підсилювача також у кабельних системах, передбачається його робота і в розширеному діапазоні — від 47 до 900 МГц. Такий широкий частотний спектр висуває підвищені вимоги до стабільності амплітудно-частотної характеристики, широкосмугового узгодження та сталості імпедансних параметрів.

Запроектований підсилювач має забезпечувати коефіцієнт підсилення в межах від 20 до 30 дБ. Це дозволяє ефективно компенсувати втрати в антенному тракті або кабельних лініях та забезпечити належний рівень сигналу для подальшої обробки або передавання.

Умови живлення передбачають використання стандартної постійної напруги +5 В, а типовий струм споживання становить близько 200 мА. Така конфігурація дозволяє отримати потужність споживання до 1 Вт, що є достатнім для локальних ретрансляцій або як частина передпідсилювача у приймальному каскаді.

З метою ефективного узгодження з навантаженням та попередніми каскадами, коефіцієнт стоячої хвилі на вході та виході не повинен перевищувати значення 2. Такий рівень VSWR є допустимим у більшості ВЧ систем і забезпечує помірні втрати на відбиття, які не призводять до істотного погіршення характеристик сигналу.

Особливу увагу в конструкції підсилювача слід приділити забезпеченню високої лінійності. Параметром, який характеризує межу лінійного підсилення, є точка 1 дБ стискання ($P1dB$). Вона визначає рівень вихідної потужності, при якому коефіцієнт підсилення зменшується на 1 дБ унаслідок наближення до області насичення. Для систем цифрового телебачення, де є висока щільність каналів, важливо також мінімізувати інтермодуляційні спотворення, що виникають при одночасному надходженні двох або більше частот на вхід підсилювача. Ці спотворення проявляються у вигляді додаткових спектральних компонентів ($2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$) і можуть створювати перешкоди сусіднім каналам.

Вхідний та вихідний імпеданс підсилювача повинен відповідати 75 Ом, що є стандартною величиною для радіочастотних трактів. Оскільки схема має широкосмуговий характер, імпеданс є частотно-залежною функцією, тому при моделюванні необхідно аналізувати його зміну в усьому робочому діапазоні частот.

Ключовим параметром для цифрових приймальних систем є також коефіцієнт шуму (NF), який має бути мінімальним. У межах даного проєкту передбачається забезпечення NF у діапазоні від 0,5 до 2,5 дБ. Це дозволить зберегти високий рівень відношення сигнал/шум навіть при низькому рівні вхідного сигналу. Додатково враховується коефіцієнт шуму вхідного каскаду, значення якого коливається в межах 4...7,25 dB. Формально коефіцієнт шуму можна визначити як різницю відношення потужності сигналу до шуму на виході та вході, що дозволяє кількісно оцінити вплив схеми на якість обробки слабких сигналів.

Таким чином, зібрані вихідні дані дозволяють сформулювати чіткі вимоги до проєктування підсилювача, орієнтованого на стабільну, лінійну та малошумну роботу в системах цифрового телевізійного мовлення з широким частотним охопленням.

2.3 Обґрунтування вибору транзисторів

У якості транзистора для побудови підсилювача радіочастоти на основний діапазон частот ефірного телебачення (до 1 ГГц) оберемо надвисокочастотний біполярний транзистор n-p-n типу з гетеропереходом BFR740L3RH компанії Infineon. Відповідно до технічного паспорта [7], транзистор BFR740L3RH має:

1) мінімальний рівень шуму $NF_{\min} = 0,5$ дБ на частоті 1,9 ГГц та $NF_{\min} = 0,8$ дБ на частоті 5,5 ГГц при струмі колектора $I_K = 6$ мА та напрузі між колектором та емітером, що дорівнює $U_{KE} = 3$ В;

2) високий коефіцієнт підсилення за потужністю, що дорівнює $G_{ms} = 20$ дБ на частоті 5,5 ГГц при струмі колектора $I_K = 15$ мА та напрузі між колектором та емітером, що дорівнює $U_{KE} = 3$ В.

Максимально допустимі напруги та струми транзистора наведено в табл.2.1.

Таблиця 2.1

Максимальні гранично допустимі напруги та струми транзистора BFR740L3RH при температурі навколишнього середовища $T_{\text{сер}} = 25$ °С.

Параметр	Позначення	Значення	Примітка
Напруга «колектор-емітер»	$U_{KE.x.x}$	4,0 В	При розімкненій базі (холостий хід)
Напруга «колектор-емітер»	$U_{KE.k.z}$	13,0 В	При короткому замиканні «база-емітер»
Напруга «колектор-база»	$U_{KB.x.x}$	13,0 В	При розімкненому емітері (холостий хід)
Напруга «емітер-база»	$U_{EB.x.x}$	1,2 В	При розімкненому колекторі (холостий хід)
Струм бази	$I_{B.\text{макс}}$	4 мА	–
Струм колектора	$I_{K.\text{макс}}$	40 мА	–

Продовження таблиці 2.1

Максимальна розсіювальна потужність	P	160 мВт	При температурі пайки $T_{п} \leq 105^{\circ}\text{C}$
Температура переходу	$T_{пер}$	150 °C	–
Температура зберігання	$T_{зб}$	-55 °C	Мінімальна температура

Основні характеристики транзистора BFR740L3RH на постійному струмі наведено в табл.2.2, а основні характеристики на змінному струмі – в табл.2.3. Значення частотно-залежних параметрів транзистора, які характеризують його підсилювальні властивості, шумові параметри та лінійність представлено в табл.2.4

Таблиця 2.2

Основні характеристики транзистора BFR740L3RH на постійному струмі при температурі навколишнього середовища $T_{сеп} = 25^{\circ}\text{C}$.

Параметр	Позначення	Значення			Примітка
		Мін.	Ном.	Макс.	
Напруга пробою «колектор-емітер»	$U_{KE.проб}$	4 В	4,7 В		При розімкненій базі (холостий хід), $I_K = 1 \text{ мА}$, $I_B = 0$
Зворотній струм «колектор-емітер»	$I_{KE.зв}$	–	1 1	400 нА 40 нА	$U_{KE} = 13 \text{ В}$, $U_{BE} = 0$ $U_{KE} = 5 \text{ В}$, $U_{BE} = 0$ При короткому замиканні «база-емітер»
Зворотній струм переходу «колектор-база»	$I_{KB.зв}$	–	1	40 нА	$U_{KB} = 5 \text{ В}$, $I_E = 0$, розімкнутий емітер
Зворотній струм переходу «емітер-база»	$I_{EB.зв}$	–	1	40 нА	$U_{EB} = 0,5 \text{ В}$, $I_K = 0$ розімкнутий колектор
Коефіцієнт підсилення струму бази	h_{21}	160	250	400	$U_{KE} = 3 \text{ В}$, $I_K = 25 \text{ мА}$, вимірено імпульсним методом

Таблиця 2.3

Основні характеристики транзистора BFR740L3RH на постійному струмі при температурі навколишнього середовища $T_{\text{сер}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Параметр	Позначення	Значення			Примітка
		Мін.	Ном.	Макс.	
Частота одиничного підсилення	f_T	-	42 ГГц		$U_{KE} = 3\text{ В}, I_K = 25\text{ мА}$
Емність переходу «колектор-база»	C_B		0,09 пФ	0,12 пФ	$U_{KB} = 3\text{ В}, U_{BE} = 0, f = 1\text{ МГц}$, емітер заземлений
Емність «колектор-емітер»	C_{KE}		0,3 пФ		$U_{KE} = 3\text{ В}, U_{BE} = 0, f = 1\text{ МГц}$, база заземлена
Емність «емітер-база»	C_{EB}		0,4 пФ		$U_{EB} = 0,5\text{ В}, U_{KB} = 0, f = 1\text{ МГц}$, колектор заземлений

Таблиця 2.4.

Значення частотно-залежних параметрів транзистора, які характеризують його підсилувальні властивості, шумові параметри та лінійність при нарузі $U_{KE} = 3\text{ В}$.

Параметр	Позначення	Значення										Примітка
		Частота, ГГц										
		0,15	0,45	0,9	1,5	1,9	2,4	3,5	5,5	10	12	
Коефіцієнт підсилення												
1) максимальний	G_{ms} , дБ	35	31	28	25,5	24,5	23,5	22	20	13	11	$I_K = 15\text{ мА}$
2) коефіцієнт передачі	$ S_{21} ^2$, дБ	29,5	29	27	25	23,5	21,5	18,5	14,5	9	7	
Коефіцієнт шуму												
1) мінімальний	NF_{\min} , дБ	0,45	0,45	0,45	0,5	0,5	0,5	0,6	0,8	1,3	1,5	$I_K = 6\text{ мА}$

Продовження таблиці 2.4

2) коефіцієнт підсилення при мінімальному рівні коефіцієнта шуму	G_{ass} , дБ	27,5	26,5	25	22,5	21	19,5	16,5	13	8,5	7,5	$I_K = 6$ мА
Лінійність												
1) Рівень вихідної потужності при інтермодуляції 3го порядку	OP_3 , дБм	21	21	22,5	23	23	23	24,5	25	24	20,5	При опорі джерел а та навантаження $Z = 50$ Ом $I_K = 15$ мА
2) Рівень вихідної потужності при компресії 1 дБ	OP_{1dB} , дБм	3,5	7	8	8	8	8	9	9,5	9	6,5	

На рис.2.1 - рис.2.3 представлено значення максимального коефіцієнту підсилення за потужністю, максимального коефіцієнта передачі та мінімального коефіцієнта шуму транзистора BFR740L3RH від струму колектора $I_C = I_K$, напруги «колектор-емітер» U_{KE} при різних значеннях частоти сигналу. Аналіз цих рисунків а також даних табл.2.4 показує, що зі збільшенням частоти сигналу підсилення транзистору падає, а його рівень шумів зростає.

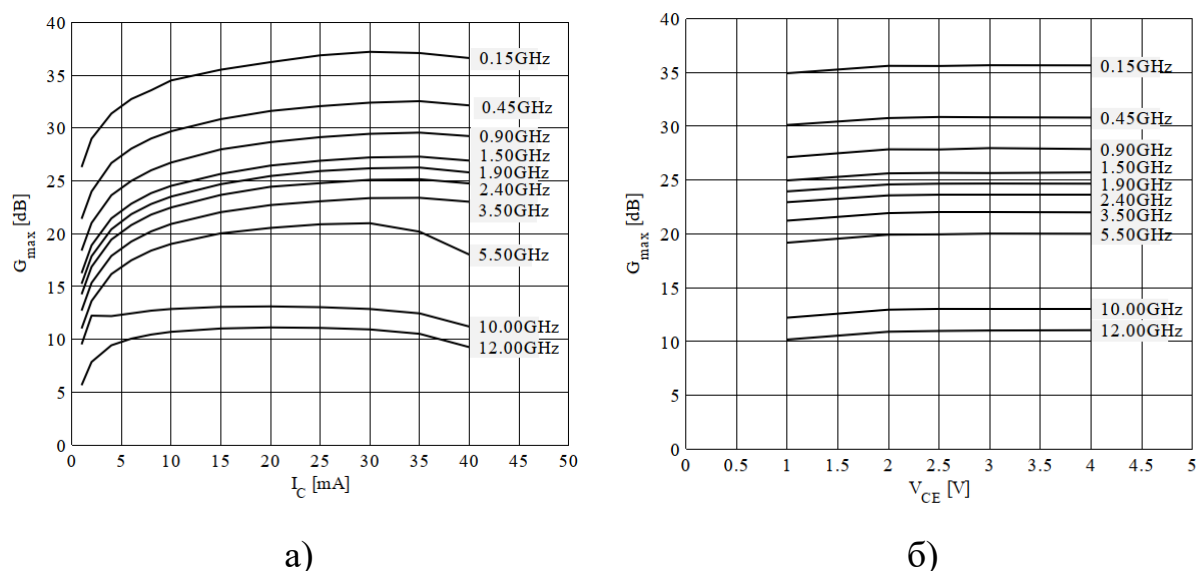


Рис.2.1 – Максимальне значення коефіцієнта підсилення транзистора BFR740L3RH за потужністю при різних значеннях: а) струму колектора $I_C=I_K$ та $U_{KE} = 3$ В; б) при різних значеннях напруги U_{KE} та $I_C=I_K = 15$ мА.

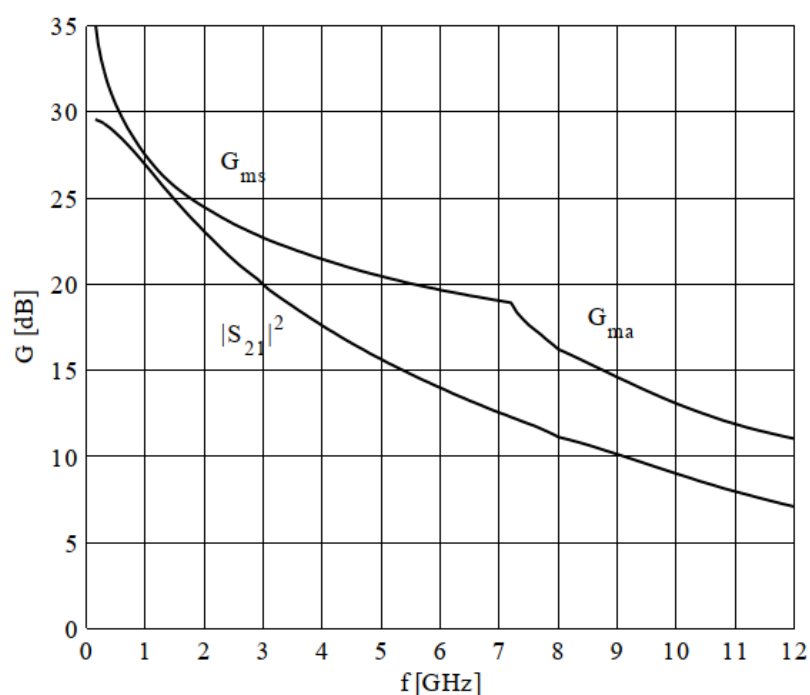


Рис.2.2 – Максимальне значення коефіцієнта підсилення за потужністю та коефіцієнта передачі транзистора BFR740L3RH від частоти сигналу при $U_{KE} = 3$ В та $I_K = 15$ мА

Враховуючи те, що проектуємий підсилювач повинен мати коефіцієнт підсилення не гірше 25-30 дБ в діапазоні частот до 2,1 ГГц і рівень шуму не гірше вище за 1 дБ, з урахуванням даних, що показані в табл.2.1-табл.2.4 та

рис.2.1-рис.2.2 раціональним є застосування двокаскадної схеми підсилювача, в якій перший каскад забезпечуватиме таке підсилення, при якому реалізується мінімальний рівень шуму, а другий каскад – максимальне підсилення. У такому підсилювачі загальний коефіцієнт шуму буде здебільшого визначатися шумами першого каскаду, а загальний коефіцієнт підсилення – сумою коефіцієнтів підсилення його окремих каскадів.

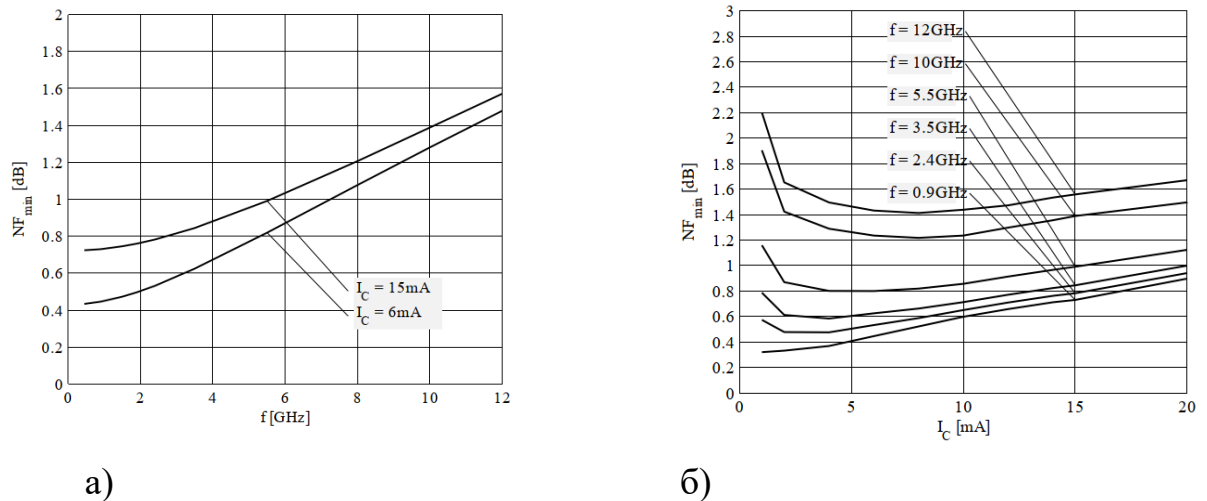


Рис.2.3 Мінімальне значення коефіцієнта шуму транзистора при : а) різних частотах та $U_{KE} = 3\text{ В}$; б) різних значеннях струму колектора $I_C=I_K$ та $U_{KE} = 3\text{ В}$

2.4 Розрахунок параметрів першого каскаду підсилювача на постійному струмі за допомогою САПР AWR

Виконаємо розрахунок електричної схеми однокаскадного підсилювача сигналів із спільним емітером на постійному струмі. Для цього:

1) Побудуємо сімство вихідних та прохідних (передатних) вольт-амперних характеристик біполярного транзистора BFR740L3RH.

2) Побудуємо лінію навантаження, оберемо робочу точку та за її допомогою визначимо струми бази I_{B0} , колектора I_{K0} , емітера I_{E0} , а також напруги база-емітер U_{BE0} та колектор-емітер U_{KE0} .

3) Розрахуємо номінальні значення резисторів зміщення, які реалізують вищевказані струми та напруги.

Прохідною ВАХ біполярного транзистора називається залежність вихідного струму колектора I_K від вхідної напруги база-емітер U_{BE} , що вимірена при постійному значенні вихідної напруги колектор-емітер U_{KE} :

$$I_K = f(U_{BE}) \text{ при } U_{KE} = const \quad (2.1)$$

Змінюючи напругу U_{KE} в певних межах можна згідно (2.1) побудувати набір прохідних ВАХ транзистора, які називаються сімейством прохідних ВАХ транзистора.

Вихідною ВАХ біполярного транзистора називається залежність вихідного струму колектора I_K від вихідної напруги колектор-емітер U_{KE} , що вимірена при постійному значенні вхідної напруги база-емітер U_{BE} :

$$I_K = f(U_{KE}) \text{ при } U_{BE} = const \quad (2.2)$$

Змінюючи напругу U_{BE} в певних межах можна згідно (2.2) побудувати набір вихідних ВАХ транзистора, які називаються сімейством вихідних ВАХ транзистора.

Для побудови сімейства прохідних та вихідних ВАХ в AWR скористаємося інструментом *IVCurve* (рис.2.4). При цьому при вимірюванні прохідної ВАХ задамо діапазон зміни вхідної напруги $U_{BE} = 0 \dots 1,2$ В з кроком 0,01 В, діапазон зміни вихідної напруги $U_{KE} = 0 \dots 5$ В з кроком 0,5 В, а при вимірюванні вихідної ВАХ – діапазон зміни вихідної напруги $U_{KE} = 0 \dots 4$ В з кроком 0,05 В, а діапазон зміни вхідної напруги $U_{BE} = 0,7 \dots 0,81$ В з кроком 0,01 В. Результати проведених вимірювань прохідної та вихідної ВАХ транзистора BFR740L3RH представлено на рис.2.5 та рис.2.6 відповідно[8].

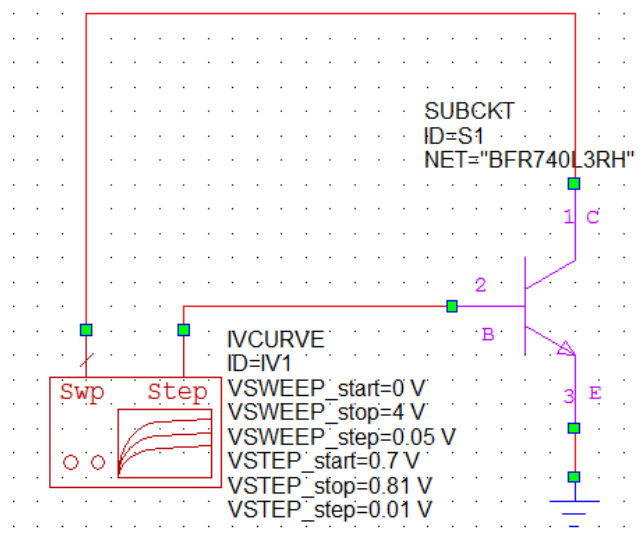


Рис.2.4 Схема підключення вимірювача ВАХ IVCurve до транзистора

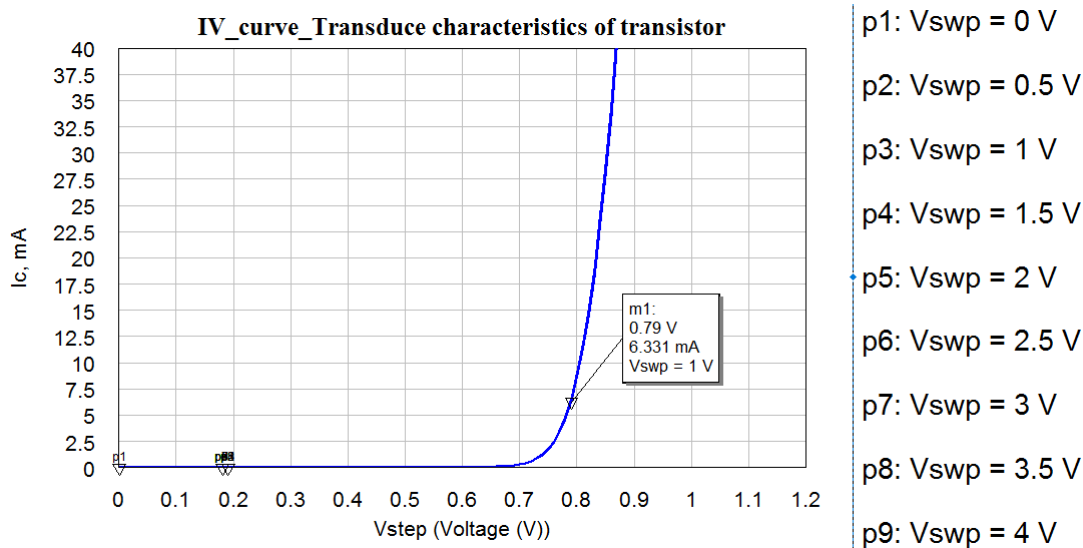


Рис.2.5 Сімейство прохідних ВАХ транзистора при $U_{BE} = 0, 0.1 \dots 1,2 \text{ В}$
та $U_{KE} = 0, 0.5 \dots 4 \text{ В}$ [8].

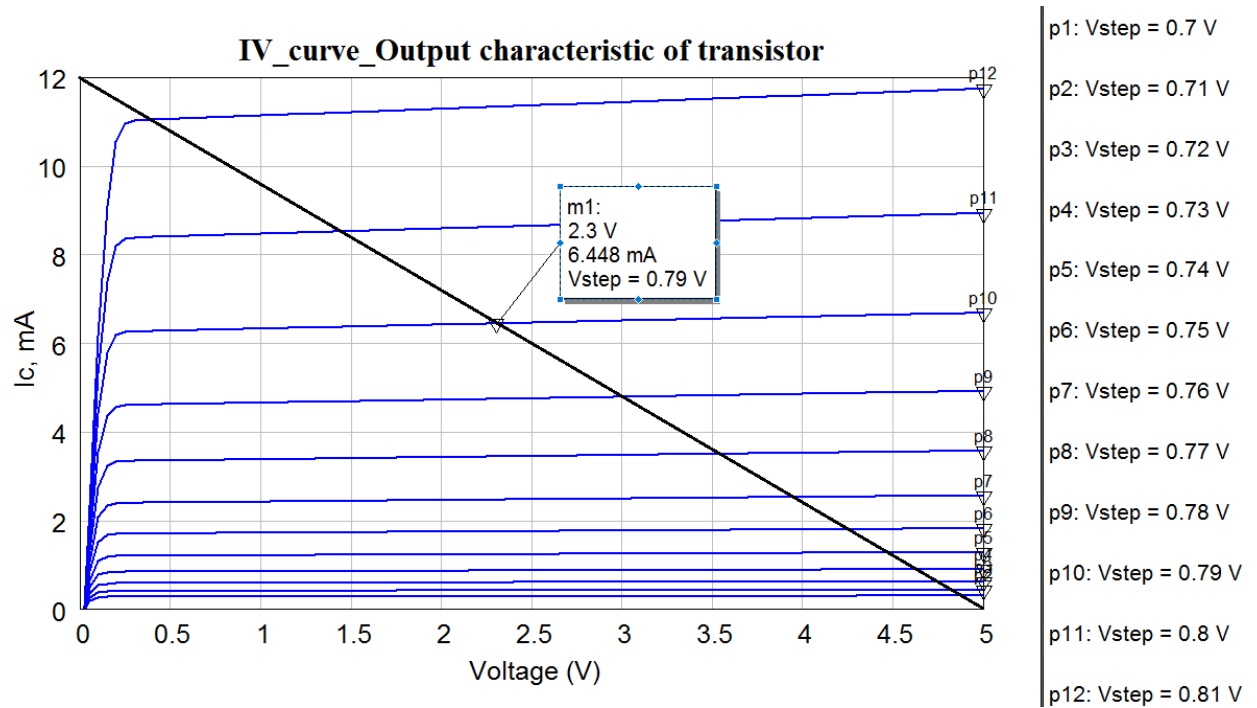


Рис.2.6 – Сімейство вихідних ВАХ транзистора при $U_{KE} = 0, 0.05 \dots 5$ В
та $U_{BE} = 0.7, 0.71 \dots 0.81$ В [8].

З рис.2.5-рис.2.6 видно, що сила колекторного струму майже не залежить від напруги U_{KE} . Враховуючи згідно рис.2.3 а також табл.2.4, що найменше значення коефіцієнта шума транзистора спостерігається при силі колекторного струму $I_K \approx 6$ мА, оберемо положення робочої точки транзистора приблизно на середині навантажувальної лінії транзистора (рис.2.6), рівняння якої дорівнює:

$$U_{KE} = E - I_K R_K \quad (2.3)$$

де E – напруга живлення підсилювача, R_K – опір колекторного кола транзистора.

Обираємо стандартне значення напруги живлення $E = 5$ В. Тоді враховуючи згідно рис.2.5, що максимальне значення колекторного струму при $U_{KE} = 0$ В дорівнює $I_{K, \max} = 12$ мА, отримаємо, що опір колекторного кола транзистора

$$R_K = \frac{E - U_{KE}}{I_{K, \max}} = \frac{5000}{12} \approx 416 \text{ Ом} \quad (2.4)$$

Координати робочої точки з урахуванням напруги насичення $U_{KE,нас} = 0,35$ В та гранично допустимою напругою колектор-емітер $U_{KE,макс} = 4$ В обираємо рівними:

$$U_{KE0} = 2,3 \text{ В}, U_{BE0} = 0,79 \text{ В}, I_{K0} = 6,45 \text{ мА} \quad (2.5)$$

Виконаємо розрахунок резисторів зміщення базового кола R_1 та R_2 ділника напруги, які використовуються для встановлення необхідної напруги база-емітер, яка в свою чергу дорівнюватиме

$$U_{BE0} = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.6)$$

З рівняння (2.6) знаходимо, що

$$R_1 = R_2 \left(\frac{E}{U_{BE0}} - 1 \right) \quad (2.7)$$

Тоді, приймаючи, що $R_2 = 1000$ Ом отримаємо, що $R_1 = 5329$ Ом. Тоді електрична схема виглядатиме наступним чином, як показано на рис.2.7.

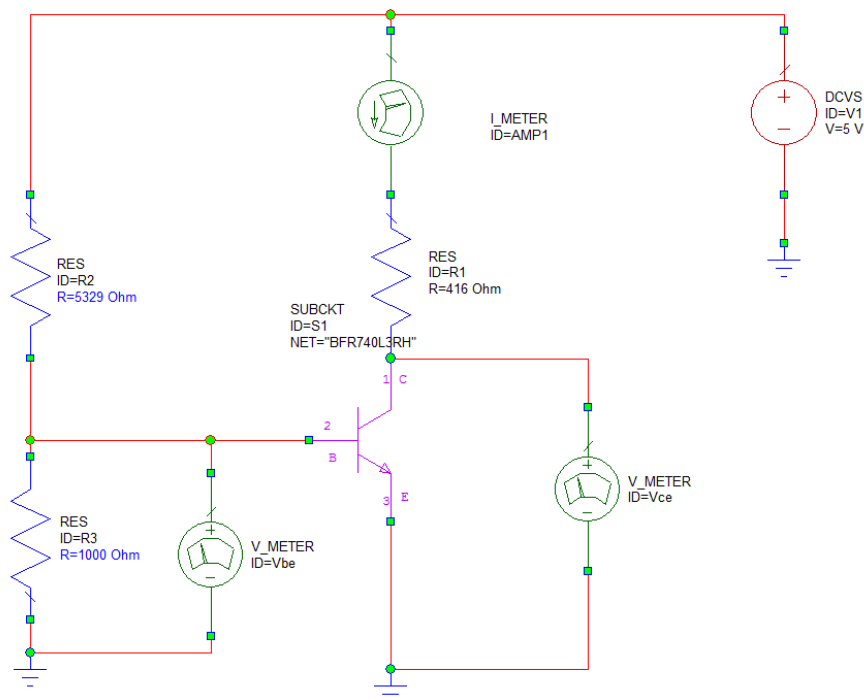


Рис.2.7 – Розрахунок елементів схеми однокаскадного підсилювача на постійному струмі в САПР AWR [8].

Результати імітаційного моделювання показують, що отримані значення розрахованих струму та напруг ($U'_{KE0} = 3,11$ В, $U'_{BE0} = 0,778$ В, $I'_{K0} = 4,53$ мА) відрізняються від необхідних (2.5) (рис.2.8).

Frequency (MHz)	IDC(L_METER.AMP1) (mA) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vbe) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vce) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC
0	4.5308	0.77816	3.1152

Рис.2.8 – Отримані результати розрахунку струмів спокою робочої точки транзистора в САПР AWR [8].

Подальша оптимізація (підстройка) за допомогою елемента Tune значення одного з резисторів (в данному випадку R1) зі значення $R_1 = 5329$ Ом до 5190 Ом (тобто зменшення на 2,6%) дозволила отримати значення координат робочої точки, які майже співпадають зі значеннями, що представлені у (2.5) (рис.2.9).

Frequency (MHz)	IDC(L_METER.AMP1) (mA) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vbe) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vce) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC
0	6.4417	0.78996	2.3202

Tuner (Showing 2 of 2)

Document	Element	ID	Parameter	Tune	Step Size	Lower	Tuner	Upper	Value	Tag
1 stage RF amplifier	RES	R2	R	<input checked="" type="checkbox"/>	5.234	266.5		5500	5190	
1 stage RF amplifier	RES	R3	R	<input checked="" type="checkbox"/>	9	50		1000	1000	

Рис.2.9 – Оптимізація параметрів резистора R_1 для отримання необхідних значень координат робочої точки транзистора в САПР AWR [8].

Розрахуємо номінали розділових конденсаторів C_1 та C_2 , виходячи з умови, що реактивний опір кожного з цих конденсаторів є малим (менше 1 Ом) на нижній частоті $f_{min} = 200$ МГц робочого діапазону

$$X_{C_{1,2}} = \frac{1}{2\pi f_{min} C_{1,2}} \ll 1 \text{ Ом} \quad (2.8)$$

Тоді, шукана розділова ємність дорівнюватиме:

$$C_{1,2} \gg \frac{1}{2\pi f_{min}} = 0,79 \text{ нФ} \quad (2.9)$$

Прийmemo, що $C_{1,2} = 10$ нФ.

2.5 Розрахунок параметрів першоко каскаду підсилювача на змінному струмі за допомогою САПР AWR

Для проведення подальших досліджень і оптимізації параметрів однокаскадного підсилювача, побудуємо в САПР AWR амплітудно- (та за необхідності і фазочастотні) характеристики його основних параметрів та проведемо їх аналіз:

1. Коефіцієнта підсилення G (рис.2.10);
2. Коефіцієнта шуму NF (рис.2.10);
3. S -параметрів (S_{11} – коефіцієнт відбиття від входу, S_{12} – зворотній коефіцієнт передачі, S_{21} – прямий коефіцієнт передачі, S_{22} – коефіцієнт відбиття від виходу) (рис.2.11 та рис.2.12);
4. Вхідного (Z_{IN}) та вихідного (Z_{OUT}) опору (рис.2.13);
5. Коефіцієнту стоячої хвилі за напругою (КСВН) по входу ($VSWR_{IN}$) та виходу ($VSWR_{OUT}$) підсилювача (рис.2.14), які пов'язані з коефіцієнтом відбиття наступними співвідношеннями:

$$VSWR_{IN} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}, \quad VSWR_{OUT} = \frac{1+|S_{22}|}{1-|S_{22}|} \quad (2.10)$$

6. Коефіцієнту стабільності (K) та додаткового коефіцієнту стабільності $B1$ (рис.2.15).

Для аналізу візьмемо більш широкий діапазон частот, ніж було вказано раніше – до 2,2 ГГц, що в перспективі дасть можливість будувати підсилювачі для підсилення не тільки сигналів наземного телебачення DVB-T/T2, а й супутникового DVB-S/S2.

З аналізу отриманих частотних характеристик в діапазоні частот 0,2..2,2 ГГц можна зробити наступні висновки:

- 1) коефіцієнт підсилення зменшується від 29 дБ до 19 дБ;
- 2) коефіцієнт шуму майже не змінюється і становить 0,83 дБ;

3) коефіцієнт відбивання S_{11} по входу складає біля -2,5 дБ, що говорить про погане узгодження входу підсилювача з опором вимірювального порта, який становить $Z = 75 \text{ Ом}$;

4) коефіцієнт відбивання S_{22} по виходу складає біля -3,4...-6,1 дБ, що говорить про погане узгодження виходу підсилювача з опором вимірювального порта, який становить $Z = 75 \text{ Ом}$;

5) параметр S_{12} збільшується від -37 дБ до -24 дБ, що говорить про погіршення розв'язки між входом та виходом підсилювача на високих частотах;

6) параметр S_{21} зменшується з 26,3 дБ до 18,3 дБ, що говорить про погіршення підсилювальних властивостей підсилювача зі збільшенням робочої частоти;

7) Активна складова вхідного опору змінюється в межах від 170 Ом до 12 Ом, а вихідного – від 216 Ом до 31 Ом, реактивні складові опорів змінюються відповідно в межах від -236 Ом до -27 Ом та від -186 Ом до -33 Ом, що говорить про погане узгодження входу та виходу підсилювача з вимірювальними портами, опір яких складає 75 Ом;

8) КСВН по входу та виходу підсилювача змінюється в межах від 6,9 до 7,1 та від 5,17 до 2,9, що говорить про те, що вихід підсилювача узгоджений з вимірювальним портом з опором 75 Ом краще, ніж його вхід;

9) Коефіцієнти стабільності K та B_1 менші за 1, що говорить про схильність підсилювача до самозбудження в усьому діапазоні частот і можливість його узгодження лише з однієї сторони.

Для покращення характеристик однокаскадного підсилювача, зокрема його стабільності та узгодження з вихідним навантаженням (коаксіальною лінією з опором 75 Ом, яка сполучатиме його з входом ресивера) додамо у вихідний тракт підсилювача два опори по 75 Ом: перший R_4 – між колектором транзистора та розділовим конденсатором C_2 , а другий R_5 – у якості вихідного навантаження підсилювача. Також додамо індуктивність (дросель) $L_1 = 470 \text{ мкГн}$ послідовно з джерелом живлення постійної напруги DCVS для

блокування проходження підсиленого сигналу в джерело живлення з метою усунення небажаних паразитних зв'язків (рис.2.16). На рис.2.17,а показані частотні залежності коефіцієнтів стабільності, які перевищують 1 (тобто $K>1$, $V>1$), що є обов'язковою умовою стабільності, а на рис.2.17,б – частотні залежності КСВН входу та виходу підсилювача, які відповідно змінюються від 2,4 до 5,2 та від 1,21 до 1,65, що є набагато кращим варіантом узгодження, ніж раніше. Проте, у той же самий час згідно рис.2.18 маємо спад коефіцієнта підсилення від 19,6 до 10,8 дБ при майже незмінному коефіцієнті шуму 0,86...1,2 дБ в смузі частот 0,2 – 2,2 ГГц.

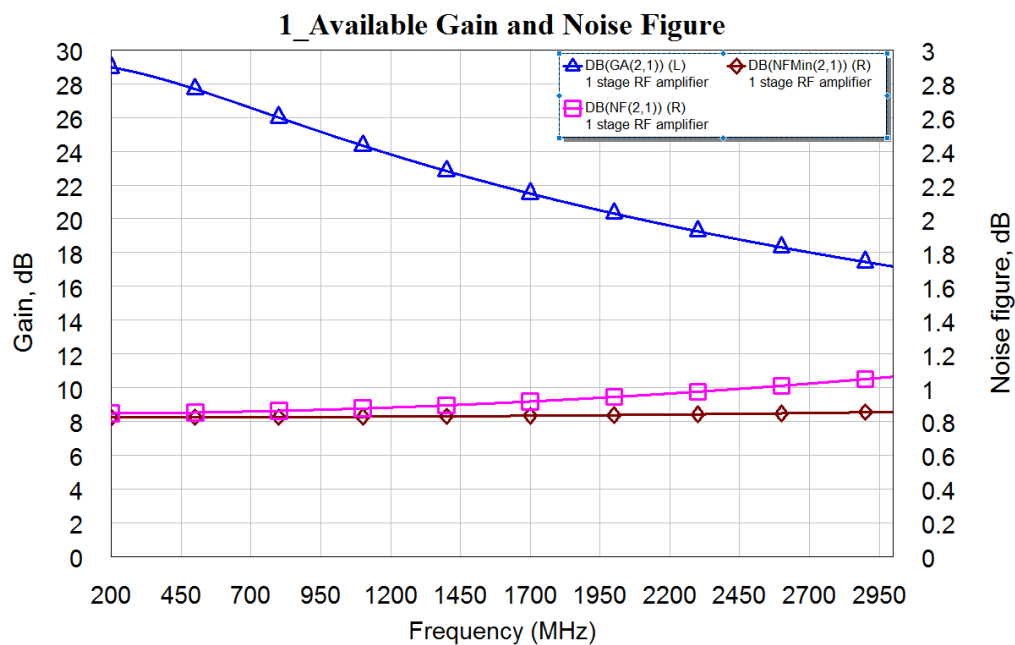


Рис.2.10 – Частотна характеристика коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} [8].

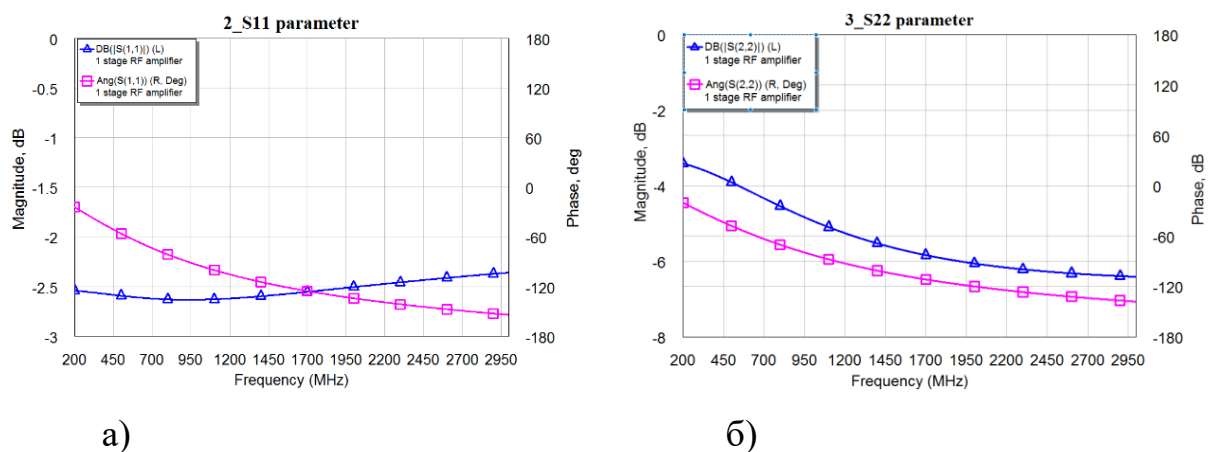


Рис.2.11 Частотна характеристика коефіцієнту відбиття по входу S_{11} (а) та виходу S_{22} (б) підсилювача

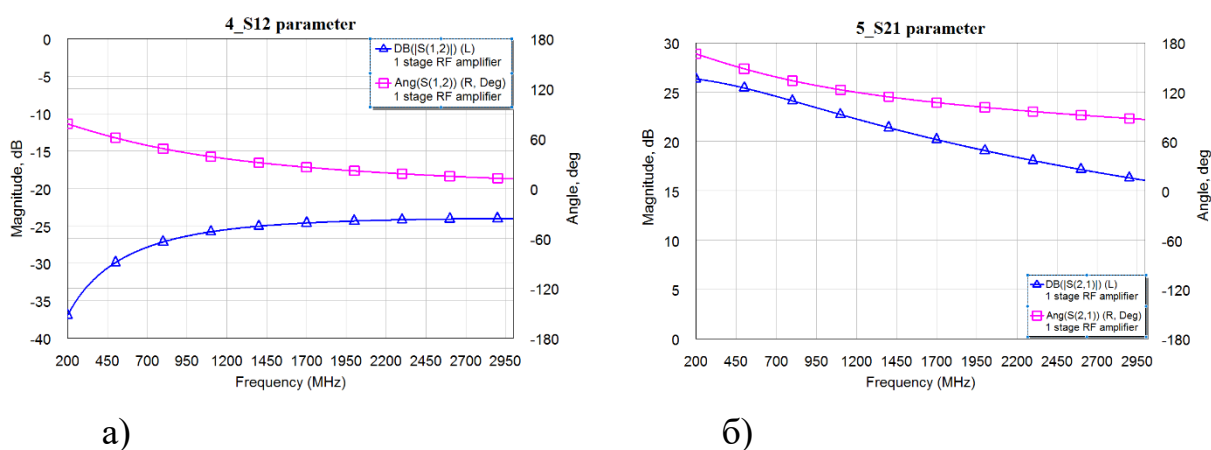


Рис.2.12 Частотна характеристика зворотного S_{12} (а) та прямого S_{21} (б) коефіцієнту передачі підсилювача [8].

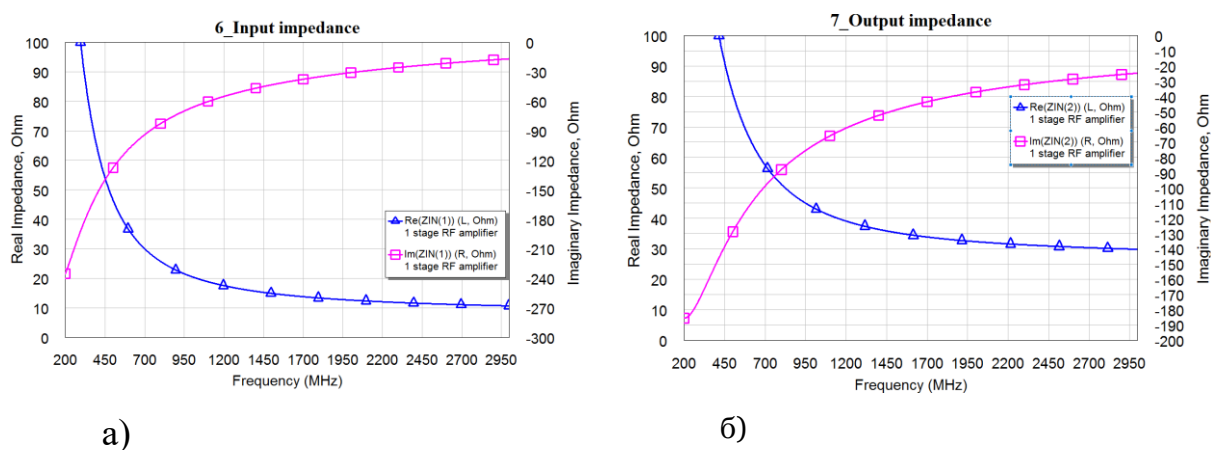


Рис.2.13 – Частотна характеристика вхідного (а) та вихідного опору (б) підсилювача

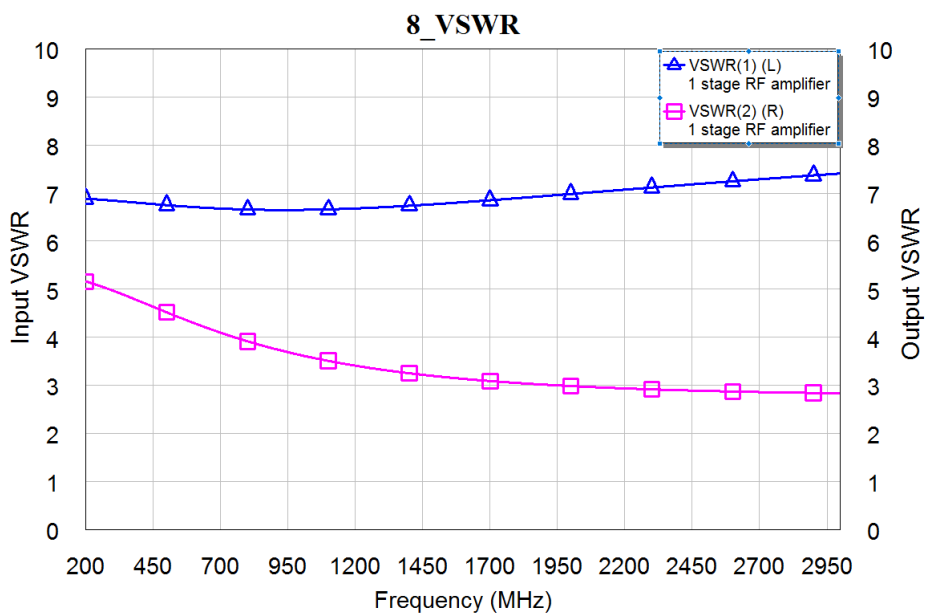


Рис.2.14 – Частотна характеристика КСВН по входу та виходу підсилювача [8].

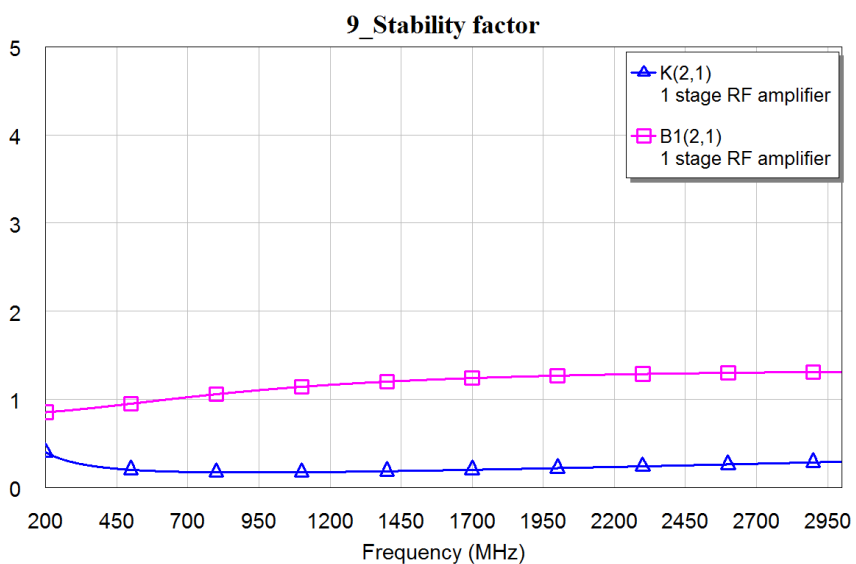


Рис.2.15 – Частотна характеристика коефіцієнта стабільності К та додаткового коефіцієнта стабільності В1

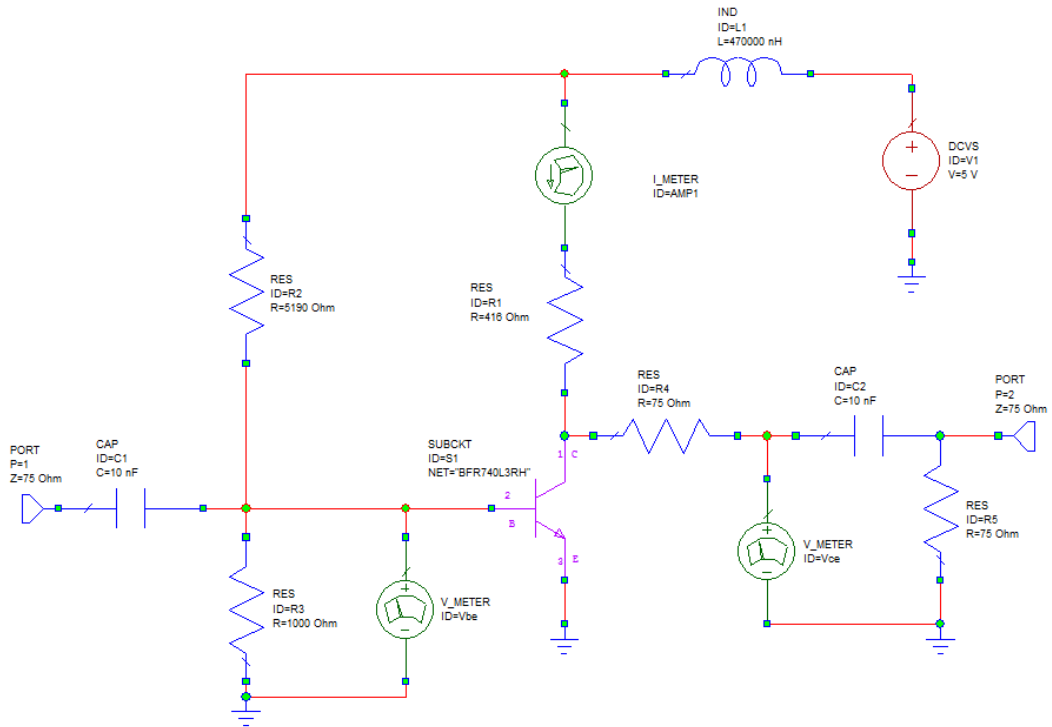


Рис.2.16 – Схема однокаскадного підсилювача на змінному струмі в САПР AWR [8].

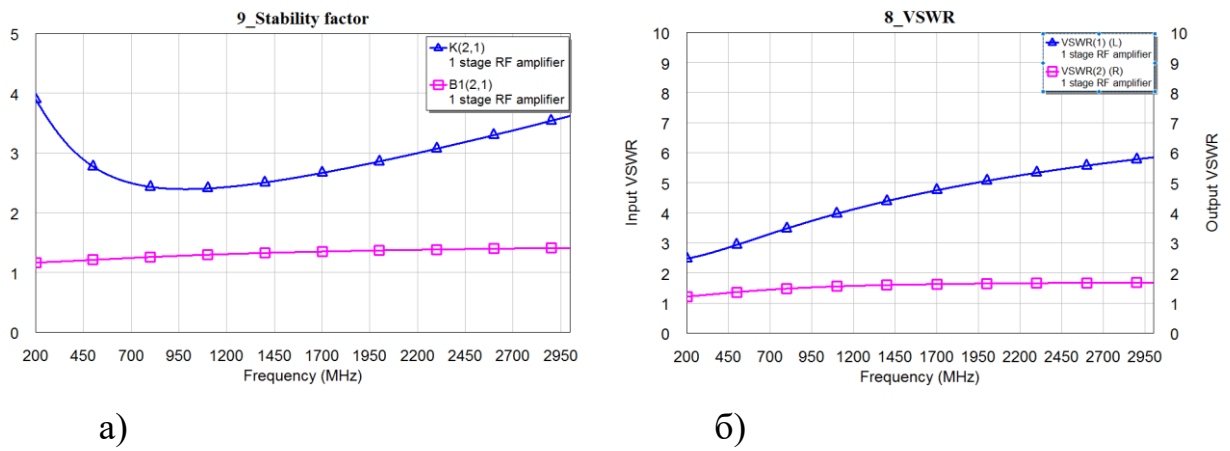


Рис.2.17 Частотні характеристики коефіцієнтів стабільності (а) та КСВН (б) входів підсилювача

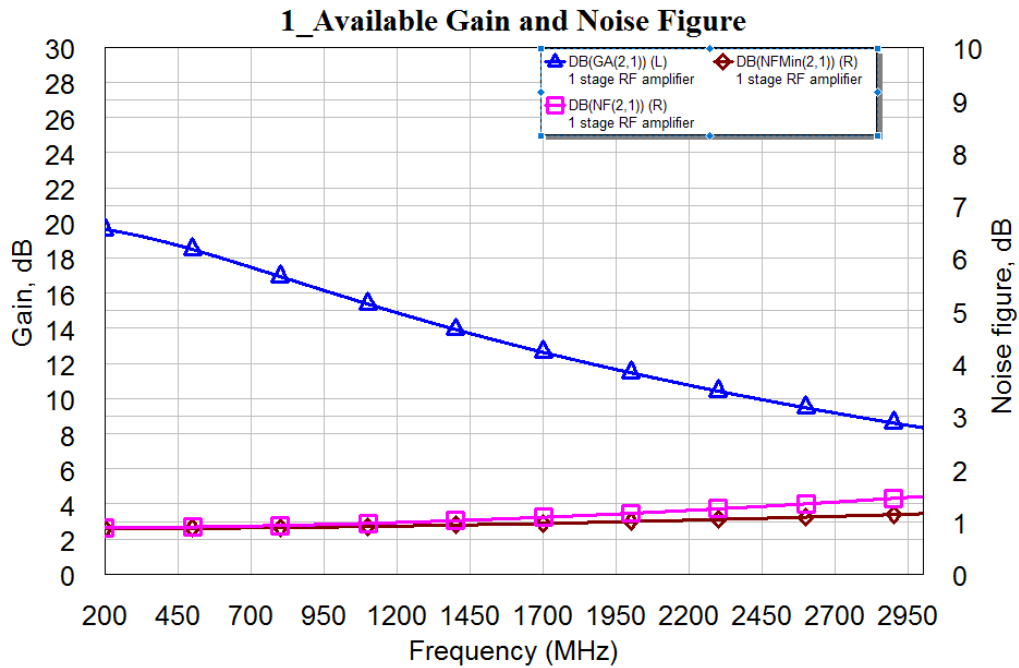


Рис.2.18 – Частотна характеристика коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} [8].

Подальшого узгодження однокаскадного підсилювача в смузі робочих частот можна досягти шляхом додавання у вхідне коло послідовно після роздільного конденсатора C_1 резистора з опором $R_6 = 75$ Ом (рис.2.19,а). При цьому згідно рис.2.19,б частотна характеристика КСВН по входу та виходу дорівнюватиме від 3 до 1,3 та від 1,3 до 1,65, що можна вважати дуже гарним результатом узгодження. Але в той же час згідно рис.2.20 маємо погіршення підсилювальних властивостей каскада (коефіцієнт підсилення змінюється в межах 17,5 – 5,6 дБ) і різке погіршення шумових характеристик каскаду через різке збільшення коефіцієнта шуму від 4,1 до 4,7 дБ.

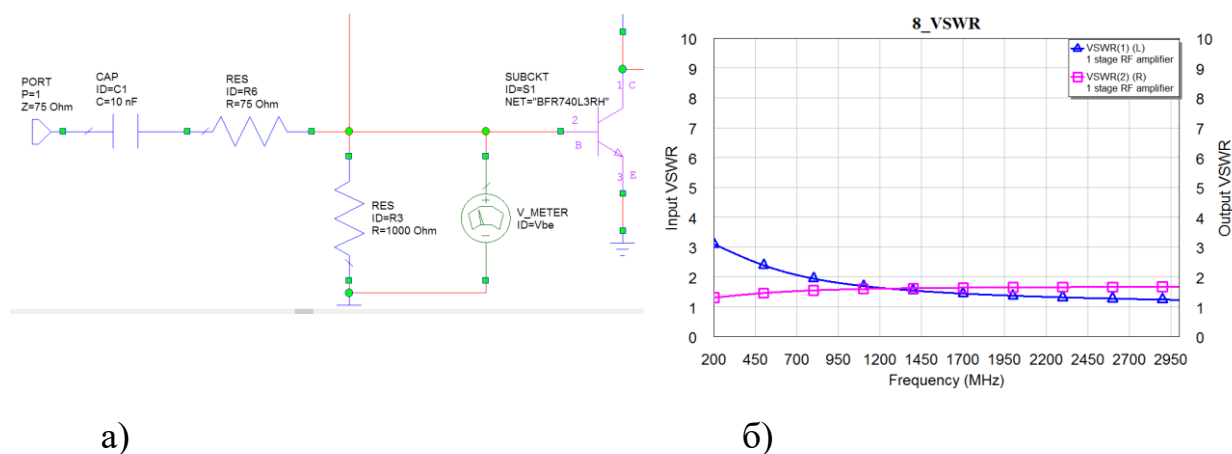


Рис.2.19 – Додавання узгоджувального резистора у вхідне коло підсилювача (а) та частотні характеристики КСВН входів підсилювача

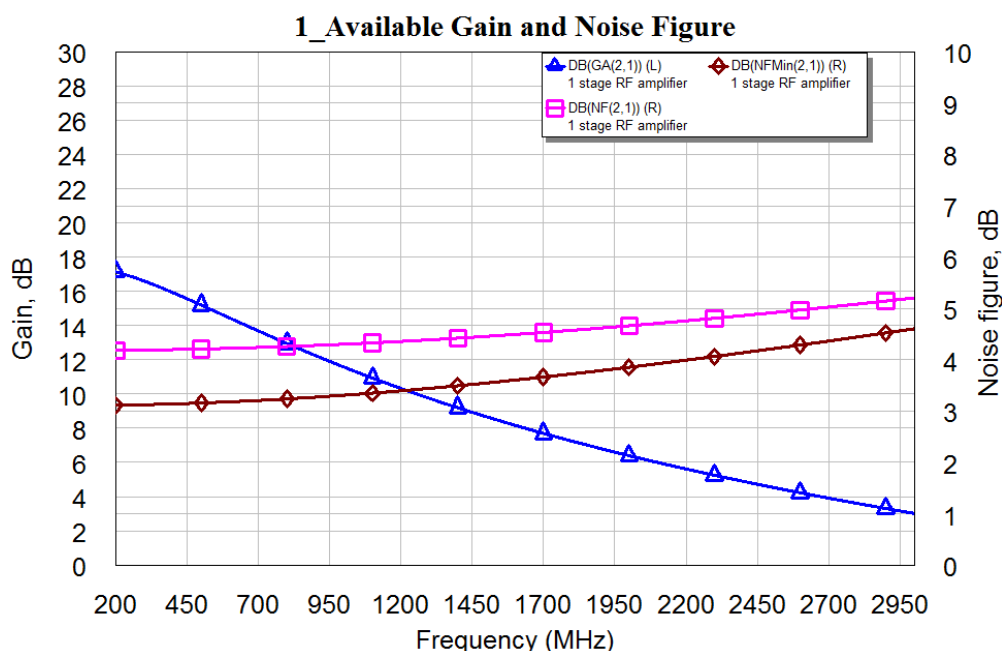


Рис.2.20 – Частотна характеристика коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min}

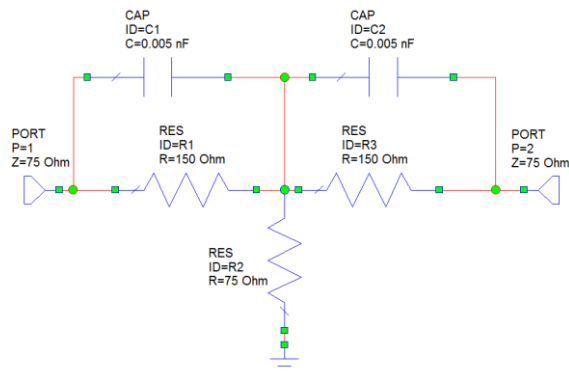
Таким чином, згідно рис.2.19 та рис.2.20 практично неможливо одночасно досягти гарного узгодження по входу підсилювача та його мінімального рівня шуму. У зв'язку з цим, враховуючи світовий рівень проєктування підсилювачів, коли перший каскад налаштовується за мінімумом коефіцієнта шуму, будемо допускати певне неузгодження по входу

підсилювача на рівні $VSWR_{IN} = KCBH_{BX} = 5 \dots 6$, що відповідає згідно (2.10) коефіцієнту відбивання за напругою

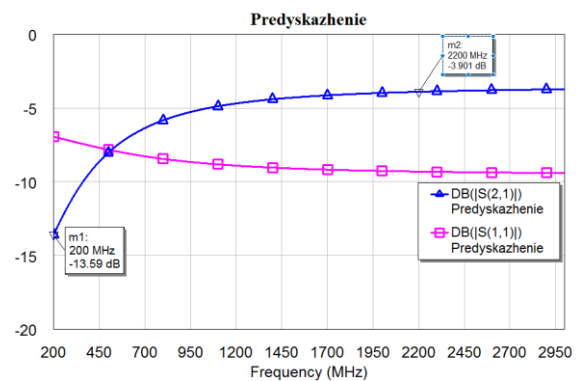
$$\Gamma_U = \frac{KCBH_{BX} - 1}{KCBH_{BX} + 1} \quad (2.11)$$

який відповідно дорівнюватиме $\Gamma_U = |S_{11}| = 0,67 \dots 0,71$ за напругою та $\Gamma_P = |\Gamma_U|^2 = 0,44 \dots 0,51$ за потужністю, тобто від 44 до 51% вхідної потужності втрачається на відбивання радіочастотного сигналу від входу підсилювача. Такі втрати можуть бути компенсовані лише за рахунок високого значення коефіцієнта підсилення підсилювача.

Для зменшення нерівномірності АЧХ коефіцієнта підсилення в смузі частот, яке в смузі частот 0,2...2,2 ГГц згідно рис.2.18 складає майже 9 дБ, тобто від 19,6 до 10,8 дБ, додамо на вихід колекторного кола транзистора коло частотних передспотворень, електрична схема та частотна характеристика передачі коефіцієнтів відбивання (S_{11}) та передачі (S_{21}) якого показані на рис.2.21. Елементи цього кола підбрані таким чином, щоб забезпечувати перепад рівня сигналу біля 9 дБ в частотному діапазоні 0,2...2,2 ГГц.



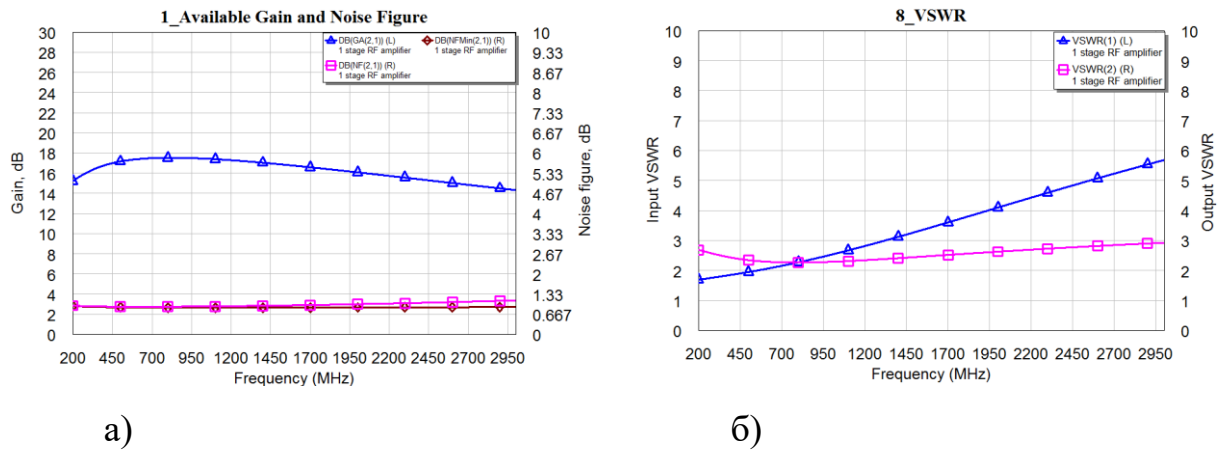
а)



б)

Рис.2.21 Електрична принципова схема кола передспотворення (а) та його частотні характеристики коефіцієнтів відбивання (S_{11}) та передачі (S_{21})

Після підключення кола передспотворення у на виході підсилювача, отримаємо наступні частотні характеристики коефіцієнтів передачі та шуму, а також КСВН (рис.2.22).



a)

б)

Рис.2.22 Частотні характеристики: а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} ; б) КСВН по входу та виходу підсилювача

Аналіз графіків на рис.2.22 показує, що додавання кола передспотворень дозволило зменшити нерівномірність коефіцієнта підсилення до 2,3 дБ, тобто $G_A = 17,5 \dots 15,2$ дБ при тому з самому значенні коефіцієнта шуму, яке не перевищує 1 дБ в смузі частот до 2,2 ГГц.

Виконаємо узгодження вхідного та вихідного опору підсилювального каскада з використанням наявного в САПР AWR мастера генерації узгоджувальних кіл iFilter Wizard. Узгодження виконаємо на частоті 1 ГГц в такому порядку:

- 1) Визначаємо вхідний опір $Z_{вх}$ на частоті 1 ГГц
- 2) Синтезуємо узгоджувальне коло і додаємо його до схеми на вході підсилювача
- 3) Визначаємо частотні характеристики коефіцієнтів підсилення, шуму та КСВН;
- 4) Визначаємо вихідний опір $Z_{вих}$ на частоті 1 ГГц
- 5) Синтезуємо узгоджувальне коло і додаємо його до схеми на виході підсилювача
- 6) Визначаємо частотні характеристики коефіцієнтів підсилення, шуму та КСВН.

Вхідний опір підсилювача на частоті $f = 1$ ГГц при вимірюванні склав $Z_{BX} = 55,4 - j58,79$ Ом (рис.2.23). Це значення потрібно ввести у вікні мастера програми (рис.2.24). Далі у наступному вікні (рис.2.25) потрібно обрати тип узгоджувального кола (на зосереджених елементах, на розподілених елементах (мікросмушкові лінії), комбінованого типу). Обираємо узгоджувальне коло Т-типу на зосереджених елементах з індуктивностями у повздовжній ланці та ємністю у поперечній ланці. Таке узгоджувальне коло має найбільш широку смугу узгодження з усіх наявних в мастері кіл (рис.2.26).

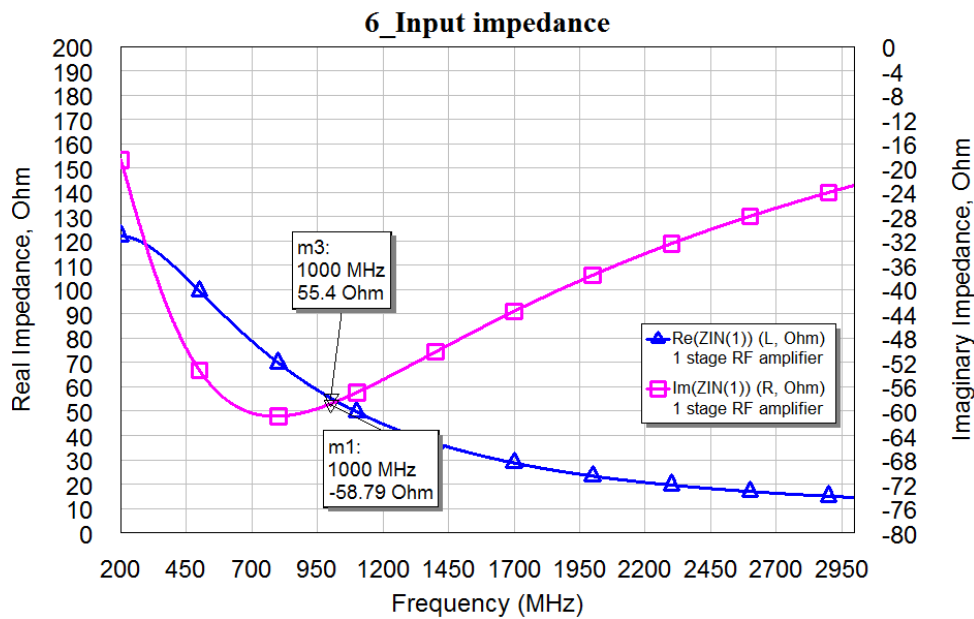


Рис.2.23 – Частотна характеристика вхідного опору підсилювача (дійсна та уявна частини)

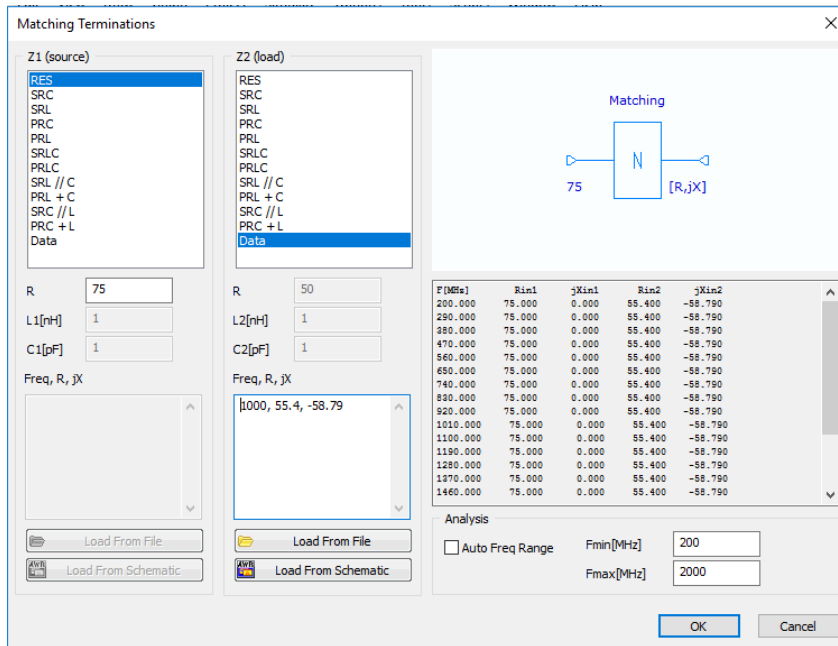


Рис.2.24 – Вікно мастера програми, що синтезує узгоджувальні кола, де вводяться вхідні дані

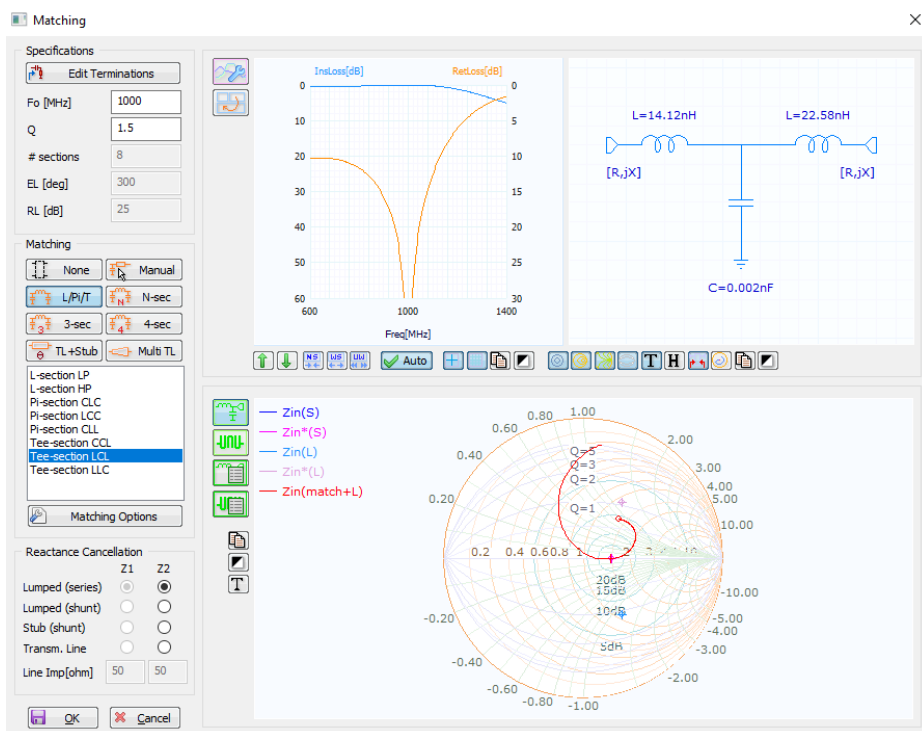


Рис.2.25 – Вікно вибору типу узгоджувального кола та його характеристики

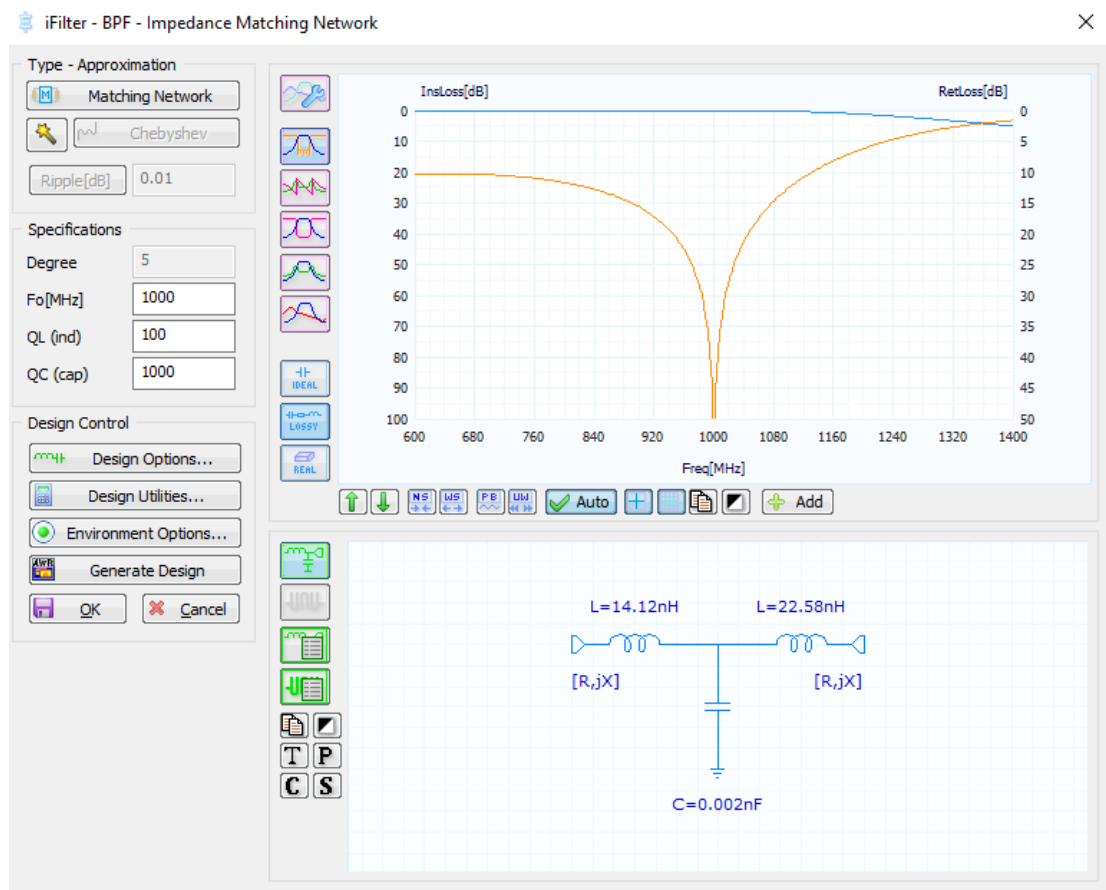


Рис.2.26 – Вікно вибору типу узгоджувального кола та його характеристики (продовження)

Електрична схема узгоджувального кола по входу підсилювального каскада представлена на рис.2.27, а частотні характеристики його коефіцієнтів передавання S_{11} , S_{21} та КСВН – на рис.2.28.

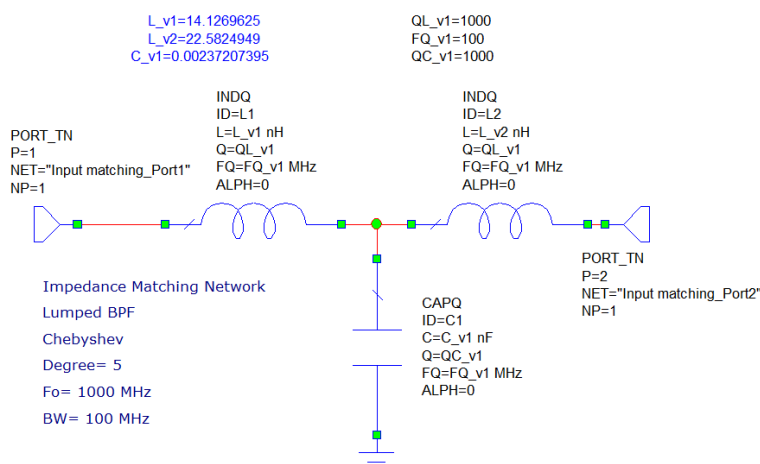


Рис.2.27 – Електрична схема Т-узгоджувального кола для входу підсилювача

Аналіз характеристик на рис.2.28 показує, що узгоджувальне коло представляє собою фільтр нижніх частот з характеристикою Чебишова, який здатен забезпечити гарне узгодження на рівні -10 дБ (що відповідає коефіцієнту відбивання за потужністю $\Gamma_p = 0,1$) в діапазоні частот 143 – 1133 МГц і забезпечує КСВН не гірше 2 у смузі частот 116 – 1138 МГц.

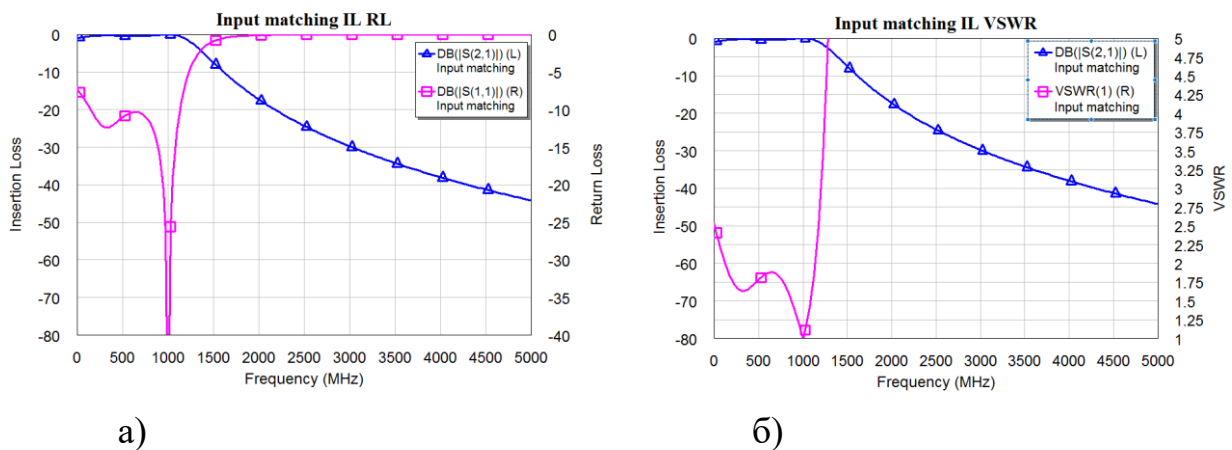


Рис.2.28 – Частотні характеристики вхідного узгоджувального кола:

а) коефіцієнти передавання S_{11} та S_{21} б) КСВН по входу

На рис.2.29 представлено частотні характеристики підсилювача після підключення до його входу узгоджувального кола: коефіцієнт підсилення має нерівномірність біля 3,5 дБ і складає $GA = 15,2 \dots 18,8$ дБ, коефіцієнт шуму NF не перевищує 1,5 дБ, а КСВН по входу не більше 1,5, а по виходу – не більше 3 в смузі частот 0,2...1 ГГц.

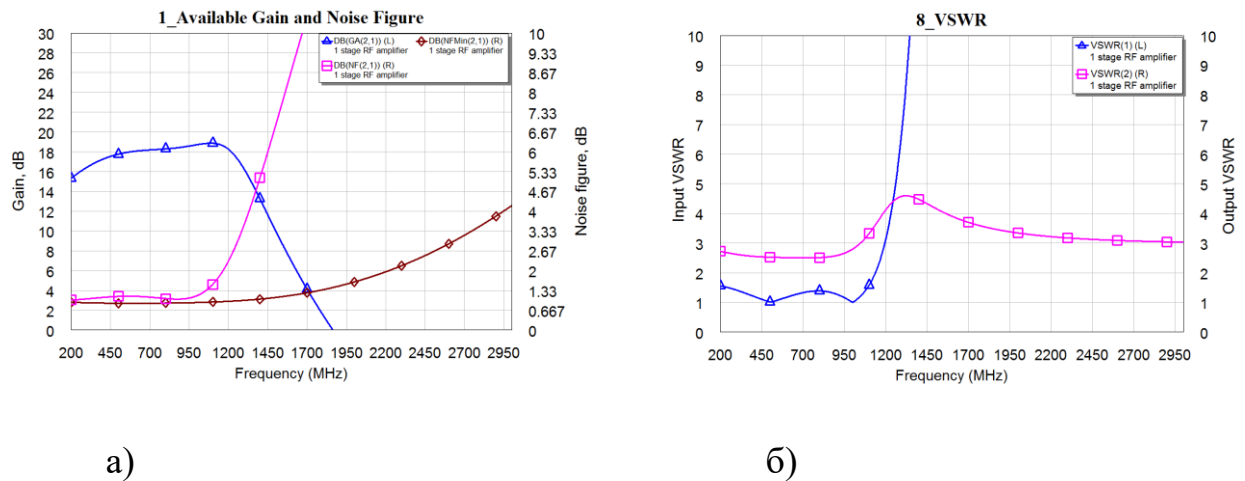


Рис.2.29 Частотні характеристики після підключення узгоджувального кола на вхід підсилювача: а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} ; б) КСВН по входу та виходу підсилювача

Так само, визначасмо вихідний опір підсилювача на частоті $f = 1$ ГГц. Він складає $Z_{ВИХ} = 51,82 - j62,8$ Ом (рис.2.30). Скориставшись мастером iFilter Wizard для синтезу вихідного узгоджувального кола Т-типу (рис.2.31), отримаємо частотні характеристики його S-параметрів (S_{11} та S_{21}) та КСВН (рис.2.32). Аналіз характеристик на рис.2.32 показує, що вихідне узгоджувальне коло також представляє собою фільтр нижніх частот з характеристикою Чебишова, який здатен забезпечити гарне узгодження на рівні -10 дБ (що відповідає коефіцієнту відбивання за потужністю $\Gamma_P = 0,1$) в діапазоні частот 240 – 1130 МГц і забезпечує КСВН не гірше 2 у смузі частот 195 – 1140 МГц.

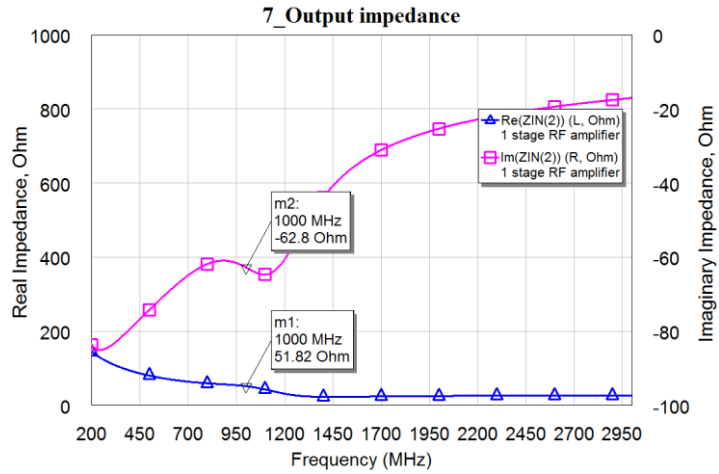


Рис.2.30 – Частотна характеристика вихідного опору підсилювача (дійсна та уявна частини)

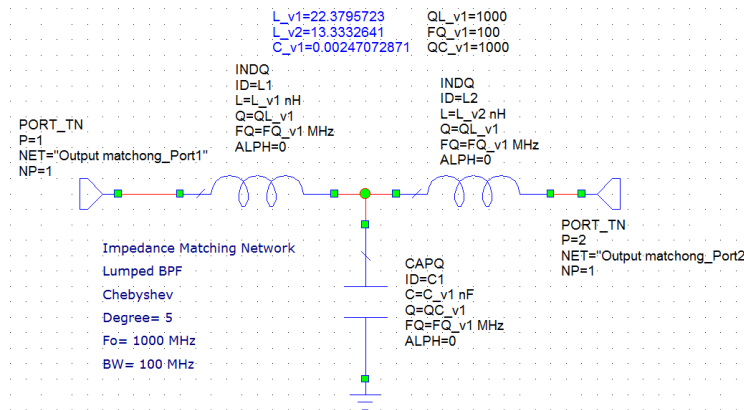
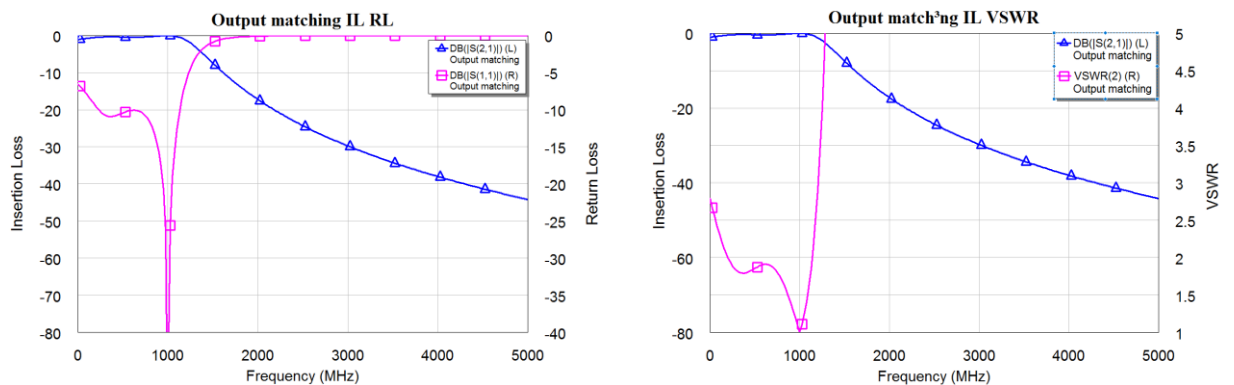


Рис.2.31 – Електрична схема Т-узгоджувального кола для виходу підсилювача



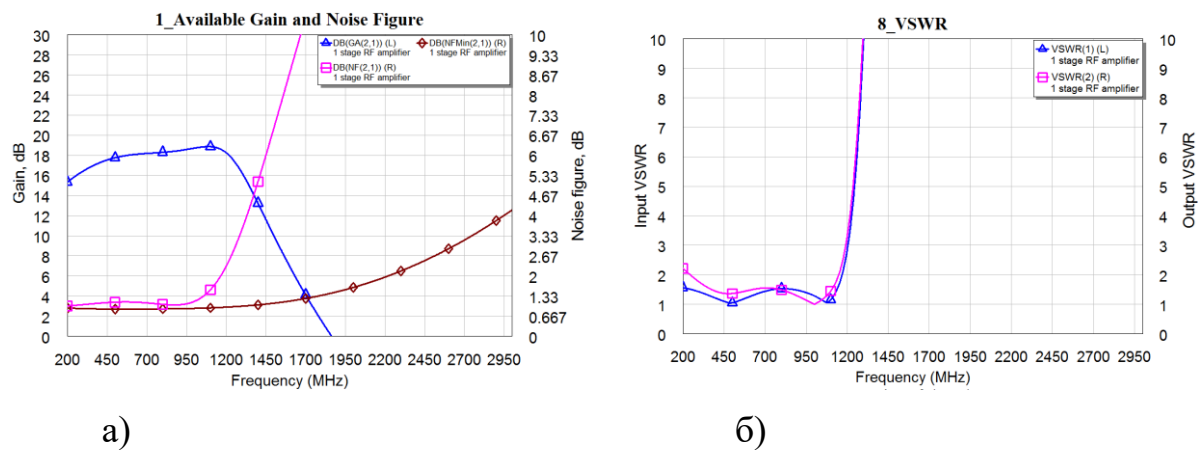
а)

б)

Рис.2.32 – Частотні характеристики вихідного узгоджувального кола:

а) коефіцієнти передавання S_{11} та S_{21} б) КСВН по входу

На рис.2.33 представлено частотні характеристики підсилювача після підключення до його входу обох узгоджувальних кіл: коефіцієнт підсилення має нерівномірність біля 3,5 дБ і складає $GA = 15,2 \dots 18,8$ дБ, коефіцієнт шуму NF не перевищує 1,5 дБ, а КСВН по входу і виходу не більше 2 в смузі частот 0,2...1 ГГц.



а)

б)

Рис.2.33 Частотні характеристики після підключення

узгоджувального кола на виході підсилювача: а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} ; б) КСВН по входу та виходу підсилювача

Після проведення додаткової оптимізації параметрів кола високочастотних передспотворень у схемі, що зображена на рис.2.21 (резистори $R_1=R_3=50$ Ом, $R_2=115$ Ом), отримуємо оптимізовані частотні характеристики першого каскаду підсилювача, які представлено на рис.2.34. На рис.2.35 представлено частотні характеристики коефіцієнту відбиття по входу S_{11} та виходу S_{22} підсилювача, на рис.2.36 – частотні характеристики зворотного S_{12} та прямого S_{21} коефіцієнту передачі підсилювача, на рис.2.37 – частотні характеристики вхідного та вихідного опору (б) підсилювача, на рис.2.38 – частотні характеристики коефіцієнта стабільності K та додаткового коефіцієнта стабільності $B1$

Аналіз графіків на рис.2.34-рис.2.39 та їх порівняння з рис.2.10-рис.2.15 показує, що:

1) Ширина смуги пропускання підсилювача за рівнем -3 дБ $f_{\min} \dots f_{\max} = 0,9935$ МГц...1,216 ГГц;

2) Коефіцієнт підсилення $G_A = |S_{21}| = 19,4 \dots 20,2$ дБ, його нерівномірність складає біля $0,8$ дБ в смузі частот $0,2 \dots 1,2$ ГГц, за межею $1,2$ ГГц він швидко спадає

3) Коефіцієнт шуму в смузі частот $0,2 \dots 1,0$ ГГц не перевищує $1,1$ дБ, в смузі частот $1,0 \dots 1,2$ ГГц не більше $2,3$ дБ, за межею $1,2$ ГГц він швидко зростає.

4) КСВН по входу не перевищує 2 в межах $0,2 \dots 1,1$ ГГц, нижче $0,2$ ГГц та в смузі $1,1 \dots 1,2$ ГГц він зростає до $5 \dots 6$, вище $1,2$ ГГц різко зростає вище 6 .

5) КСВН по виходу не перевищує $1,7$ в межах $0,2 \dots 1,15$ ГГц, нижче $0,2$ ГГц та в смузі $1,15 \dots 1,2$ ГГц він зростає до 3 , нижче за $0,2$ ГГц та вище $1,2$ ГГц різко зростає вище 6 .

Таким чином, синтезований однокаскадний підсилювач за рахунок наявності кіл узгодження, що представляють широкосмугові фільтри низьких частот, розділових конденсаторів, що представляють фільтри високих частот та кола передспотворення, що представляє собою фільтр високих частот, володіє частотною вибірковістю в межах смуги частот $0,2 \dots 1,2$ ГГц, що дозволяє йому відфільтровувати усі радіочастотні сигнали вище $1,2$ ГГц (у першу чергу мобільного зв'язку), які потенційно можуть створювати завади. Узагальнена структурна схема першого каскаду підсилювача наведена на рис.2.39., а його електрична схема - на рис.2.40. У табл.2.1 представлено перелік основних електронних компонентів, що складають перший каскад підсилювача.

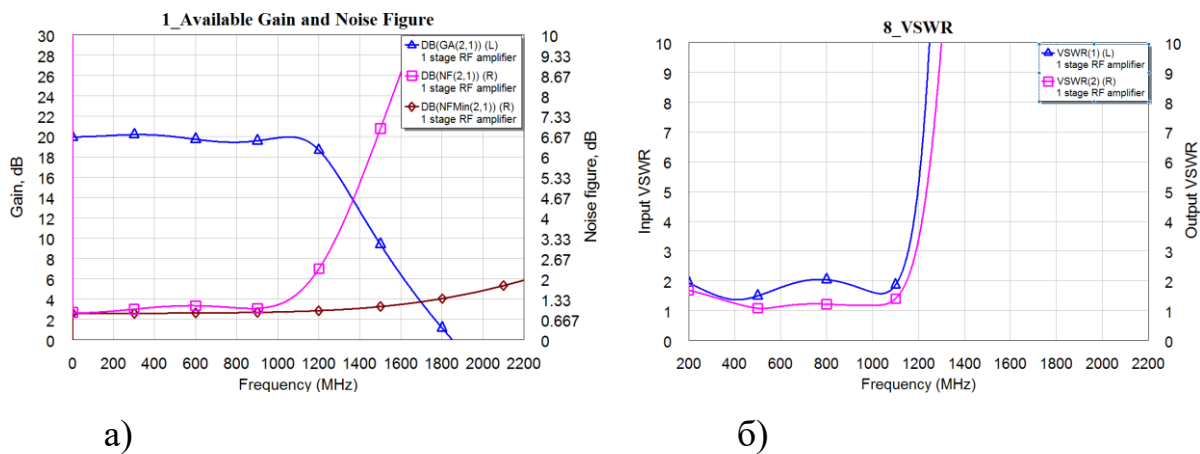


Рис.2.34 Частотні характеристики 1го каскаду підсилювача після оптимізації кола передспотворень: а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{\min} ; б) КСВН по входу та виходу підсилювача

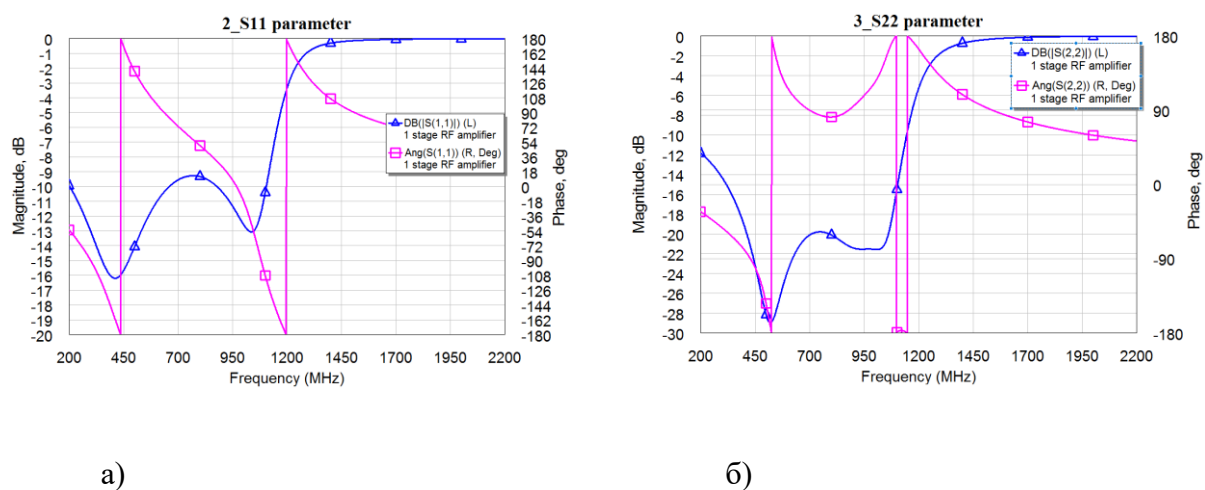
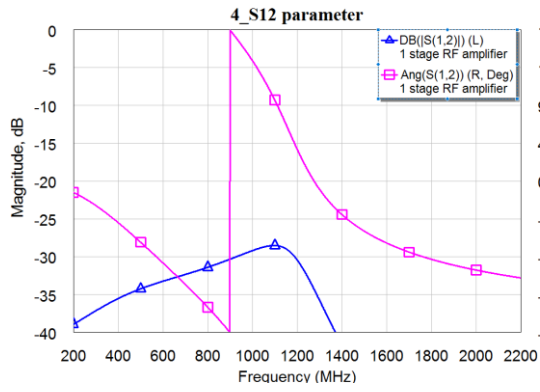
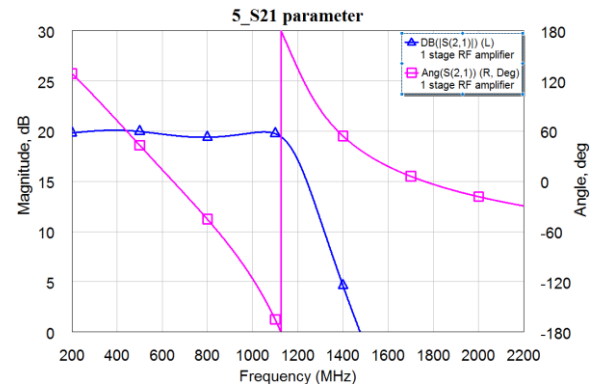


Рис.2.35 Частотна характеристика коефіцієнту відбиття по входу S_{11} (а) та виходу S_{22} (б) підсилювача

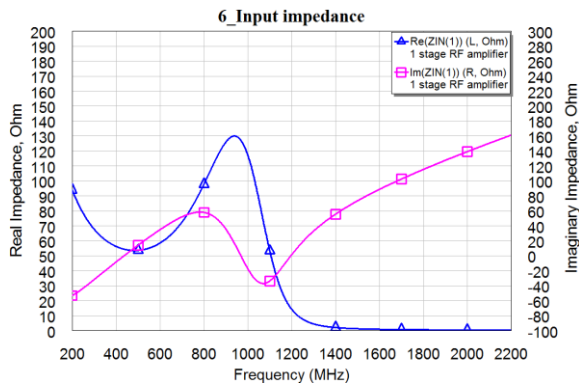


a)

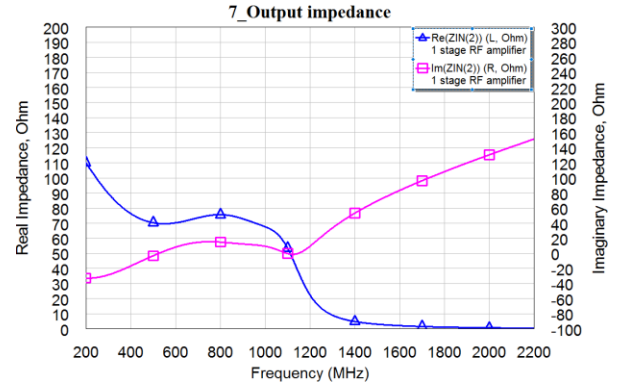


б)

Рис.2.36 Частотна характеристика зворотного S_{12} (а) та прямого S_{21} (б) коефіцієнту передачі підсилювача



a)



б)

Рис.2.37 – Частотна характеристика вхідного (а) та вихідного опору (б) підсилювача

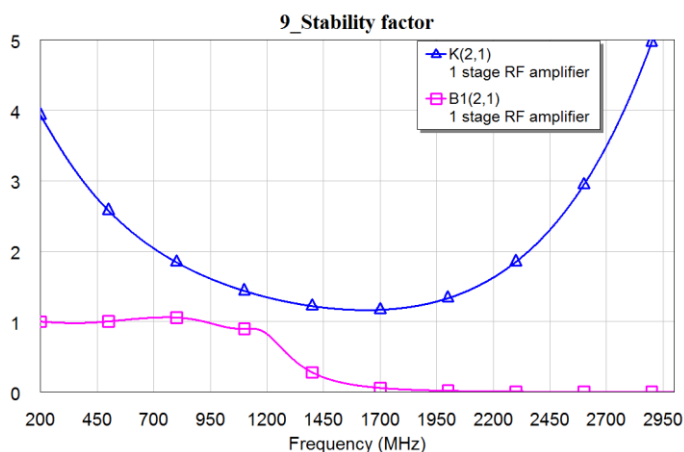


Рис.2.38 – Частотна характеристика коефіцієнта стабільності K та додаткового коефіцієнта стабільності B1

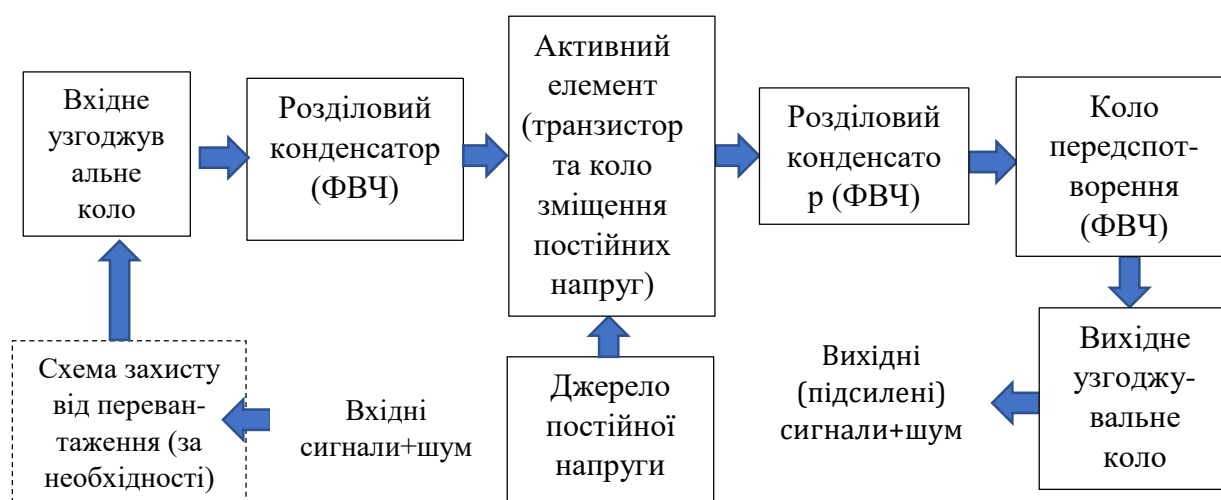


Рис.2.39 Узагальнена структурна схема першого каскаду підсилювача

Таблиця 2.5

Перелік основних електронних компонентів, що складають перший каскад підсилювача.

	Назва елемента	Позначення елемента	Розраховане значення	Номинальне значення
Активний елемент	Транзистор	BFR7 40L3RH	–	–
Коло зміщення постійної напруги	Резистор	R1	416 Ом	416 Ом
	Резистор	R2	5190 Ом	5190 Ом
	Резистор	R3	1000 Ом	1000 Ом
	Дросель	L1	470мкГн	470 мкГн

Продовження таблиці 2.5

Розділові елементи	Конденсатор	C1, C2	10 нФ	10 нФ
Вхідне узгоджувальне коло	Індуктивність	L_v1	14.126 нГн	14 нГн
	Індуктивність	L_v2	22.582 нГн	22 нГн
	Конденсатор	C_v1	0,00237 нФ	2,5 пФ
Вихідне узгоджувальне коло	Індуктивність	L_v3	22,366 нГн	22 нГн
	Індуктивність	L_v4	13,32 нГн	13 нГн
	Конденсатор	C_v2	0,00247 нФ	2,5 пФ
Коло передспотворень	Резистор	R4, R6	50 Ом	50 Ом
	Резистор	R5	115 Ом	115 Ом
	Конденсатор	C3, C4	0,005 нФ	5 пФ

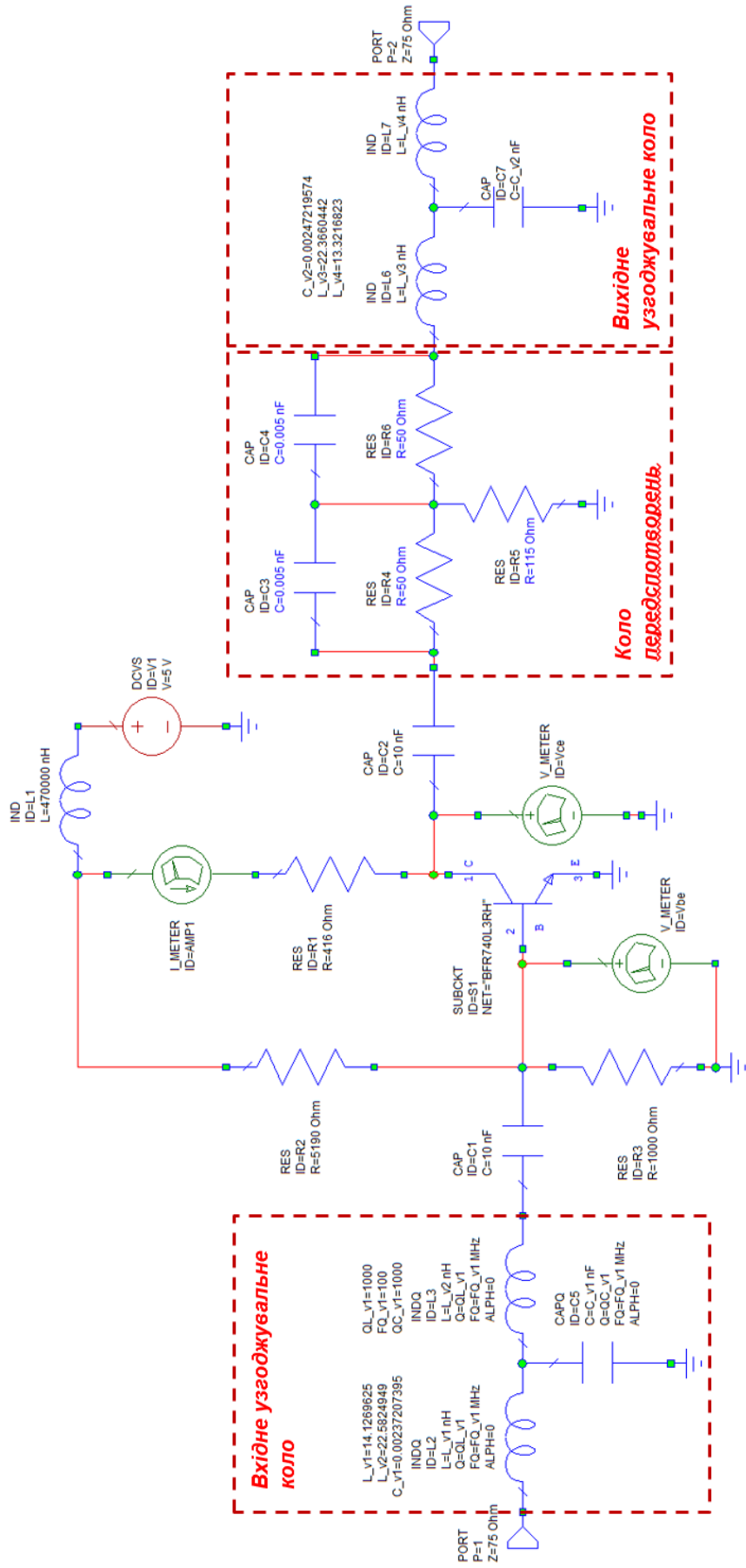


Рис.2.40 Електрична принципова схема першого каскаду підсилювача

2.6 Розрахунок параметрів другого каскаду підсилювача на постійному струмі за допомогою САПР AWR

Використовуючи раніше побудоване сімєство вихідних та прохідних (передатних) вольт-амперних характеристик біполярного транзистора BFR740L3RH, з урахуванням максимально допустимого струму колектора $I_{К.МАКС} = 40$ мА та максимально допустимої напруги $U_{КЕ.МАКС} = 4$ В, будуюмо лінію навантаження на вихідних ВАХ, яка проходить через точки $(U_{КЕ.МАКС}, 0)$ та $(0, I_{К.МАКС} = 40$ мА) При цьому при вимірюванні при вимірюванні вихідної ВАХ діапазон зміни вихідної напруги $U_{КЕ} = 0 \dots 5$ В з кроком $0,05$ В, а діапазон зміни вхідної напруги $U_{БЕ} = 0,79 \dots 0,9$ В з кроком $0,01$ В. Результати проведених вимірювань вихідної ВАХ транзистора BFR740L3RH разом з лінією навантаження представлено на рис.2.41.

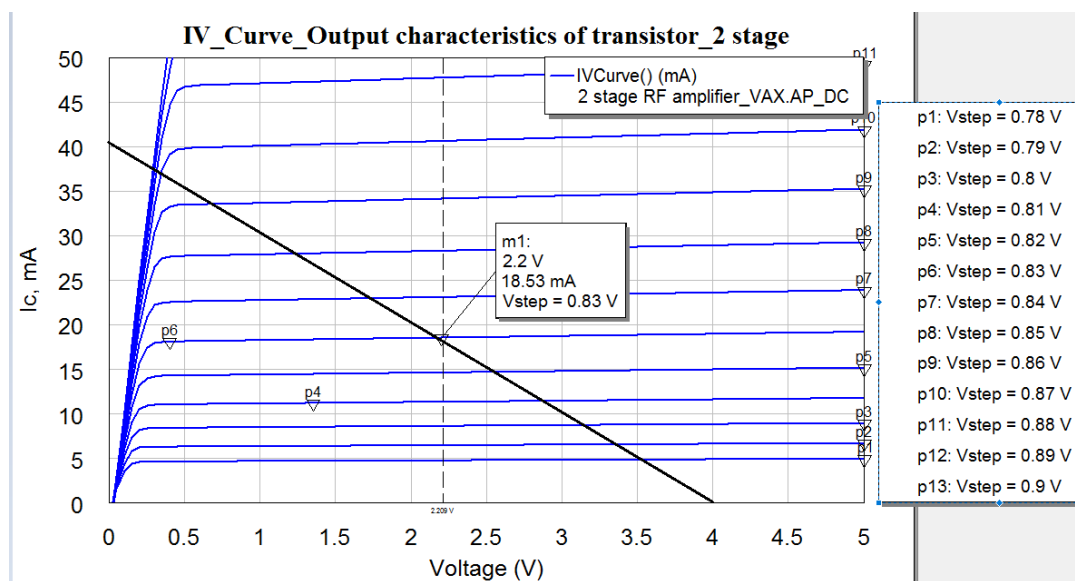


Рис.2.41 – Сімейство вихідних ВАХ транзистора при $U_{КЕ} = 0, 0.05 \dots 5$ В та $U_{БЕ} = 0.78, 0.79 \dots 0.9$ В

Тоді, згідно (2.4) отримаємо, що опір колекторного кола транзистора

$$R_K = \frac{E - U_{КЕ}}{I_{К.МАКС}} = \frac{5000}{40} = 125 \text{ Ом} \quad (2.12)$$

Координати робочої точки з урахуванням напруги насичення $U_{KE,нас} = 0,35$ В та гранично допустимою напругою колектор-емітер $U_{KE,макс} = 4$ В обираємо рівними:

$$U_{KE0} = 2,2 \text{ В}, U_{BE0} = 0,83 \text{ В}, I_{K0} = 18,5 \text{ мА} \quad (2.13)$$

Виконаємо розрахунок резисторів зміщення базового кола R_1 та R_2 дільника напруги, які використовуються для встановлення необхідної напруги база згідно (2.7), прийнявши, що $R_2 = 1000$ Ом

$$R_1 = R_2 \left(\frac{E}{U_{BE0}} - 1 \right) = 1000 \left(\frac{5}{0,83} - 1 \right) \approx 5024 \text{ Ом} \quad (2.14)$$

Тоді електрична схема 2го каскаду по постійному струму виглядатиме наступним чином, як показано на рис.2.42.

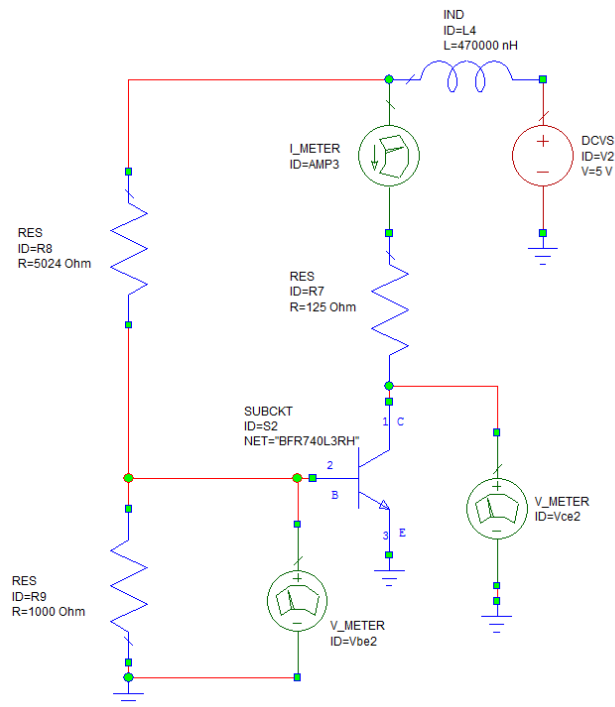


Рис.2.42 – Розрахунок елементів схеми другого каскаду підсилювача на постійному струмі в САПР AWR

Результати імітаційного моделювання показують, що отримані значення розрахованих струму та напруг ($U'_{KE0} = 3,8$ В, $U'_{BE0} = 0,8028$ В, $I'_{K0} = 9,51$ мА) відрізняються від необхідних (2.13) (рис.2.43).

IDC(I_METER.AMP3) (mA) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vbe2) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vce2) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC
9.5159	0.8028	3.8105

Рис.2.43 – Отримані результати розрахунку струмів спокою робочої точки транзистора в САПР AWR

Подальша оптимізація (підстройка) за допомогою елемента Tune значення одного з резисторів (в данному випадку R1) зі значення $R_1 = 5024$ Ом до 4600 Ом (тобто зменшення на 8,4%) дозволила отримати значення координат робочої точки, які майже співпадають зі значеннями, що представлені у (2.13) (рис.2.44). Розділові конденсатори візьмемо такими самими, що й при розрахунку згідно (2.9), тобто рівними $C_1 = C_2 = 10$ нФ.

Frequency (MHz)	IDC(I_METER.AMP3) (mA) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vbe2) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC	VDC(V_METER.Vce2) (V) 1 stage RF amplifier.AP_DC
0	18.528	0.82974	2.684

Tuner (Showing 1 of 1)										
Document	Element	ID	Parameter	Tune	Step Size	Lower	Tuner	Upper	Value	Tag
1 stage RF amplifier	RES	R8	R	<input checked="" type="checkbox"/>	5.485	15		5500	4600	

Рис.2.44 – Оптимізація параметрів резистора R_1 для отримання необхідних значень координат робочої точки транзисторного підсилювача в САПР AWR

2.7 Розрахунок параметрів другого каскаду підсилювача на змінному струмі за допомогою САПР AWR

Проведемо розрахунок та оптимізацію параметрів другого каскаду підсилювача (рис.2.45) на змінному струмі за тим самим алгоритмом, що й для першого каскаду.

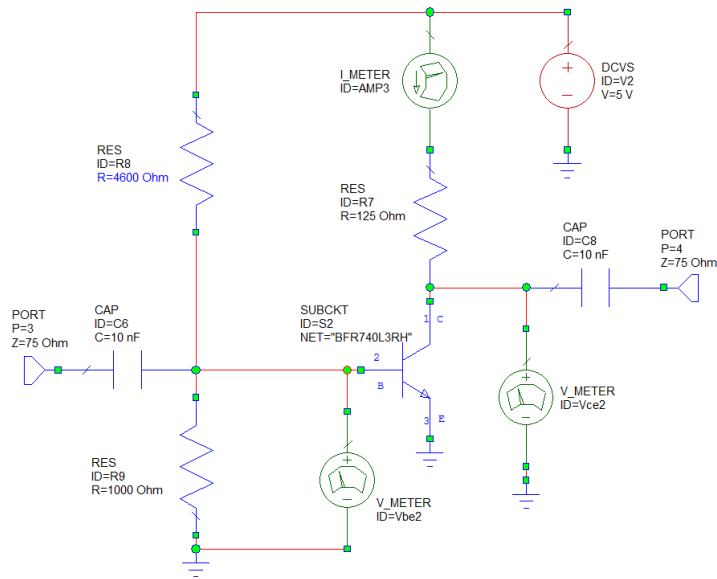


Рис.2.45 – Електрична схема другого каскаду підсилювача до оптимізації

На рис 2.46,а показано частотні характеристики коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} , які в діапазоні частот 0,2...2,2 ГГц змінюються відповідно від 29,7 до 19,9 дБ, від 1,08 до 1,28 дБ та від 0,89 до 0,94 дБ. На рис.2.46,б показані КСВН по входу та виходу підсилювального каскаду, які відповідно змінюються в межах від 4,15 до 8,49 та від 1,74 до 2,9.

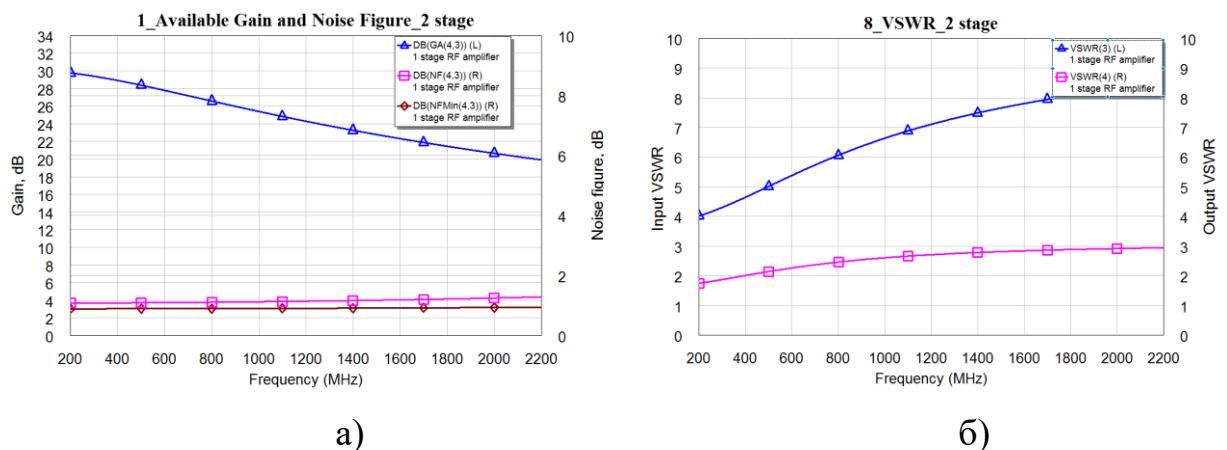


Рис.2.46 – Частотні характеристики : а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} б) КСВН по входу та виходу підсилювального каскаду

Після додавання до підсилювального каскаду кола передспотворення з тими самими номіналами, що й для першого каскаду (рис.2.41), отримаємо частотні характеристики коефіцієнтів підсилення, шуму та КСВН, що представлені на рис.2.47. З рис.2.47 видно, що додавання кола переспотворення дозволило трохи зменшити нерівномірність коефіцієнта підсилення з 21,9 до 17 дБ, та КСВН по входу з 3,7 до 6,61.

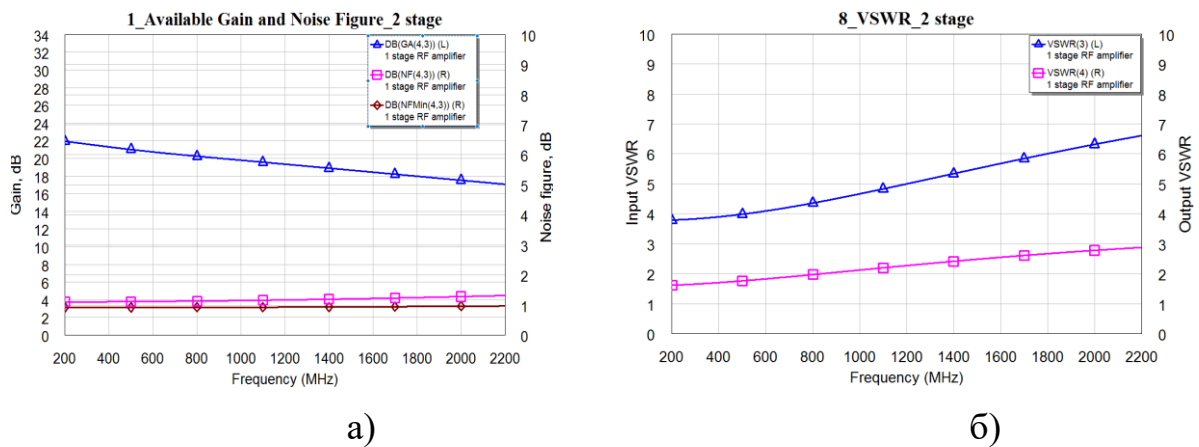


Рис.2.47 – Частотні характеристики : а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} б) КСВН по входу та виходу підсилювального каскаду після додавання кола передспотворення

Виконаємо синтез вхідного узгоджувального кола. Для цього визначимо повний вхідний опір, який згідно рис.2.48 дорівнює $Z_{BX}=25,12-j35,85$ Ом на частоті $f=1$ ГГц. З використанням мастера синтезу узгоджувальних кіл iFilter синтезуємо Т-подібне узгоджувальне коло, електрична схема та частотні характеристики коефіцієнтів відбивання S_{11} та передачі S_{21} якого показані на рис.2.49.

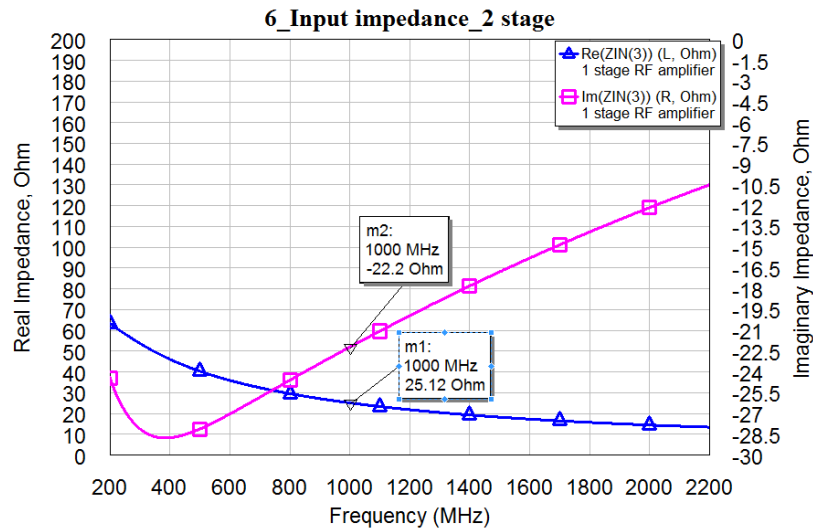


Рис.2.48 Частотна характеристика вхідного опору другого каскада підсилювача

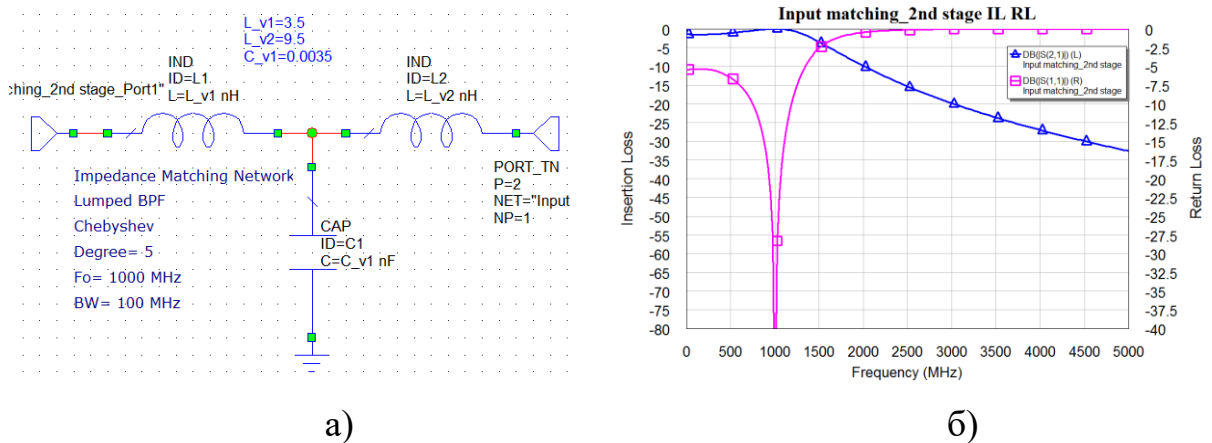


Рис.2.49 а) Електрична схема вхідного узгоджувального кола; б) частотні характеристики коефіцієнтів відбивання S_{11} та передачі S_{21}

Після підключення узгоджувального кола на рис.2.49,а до входу підсилювального каскада, отримуємо частотні характеристики коефіцієнтів підсилення, шуму та КСВН, що представлені на рис.2.50. З рис.2.50 видно, що додавання узгоджувального кола дозволило зменшити нерівномірність коефіцієнта підсилення з 23,2 до 22,3 дБ та КСВН по входу до 2,26 в смузі частот 0,2...1,13 ГГц. При цьому КСВН по виходу підсилювача складає від 1,7 до 3,7 в смузі частот 0,2...1,2 ГГц. Тому синтезуємо з використанням мастера iFilter Wizard вихідне узгоджувальне коло, враховуючи поведінку вихідного

опору підсилювача і його значення на частоті $f = 1$ ГГц, який відповідно до рис.2.51,а дорівнює $Z_{\text{вих}}=25,12-j35,85$ Ом. Синтезоване Т-подібне вихідне узгоджувальне коло, електрична схема та частотні характеристики його коефіцієнтів відбивання S_{11} та передачі S_{21} показані на рис.2.51,б.

Після підключення вихідного узгоджувального кола на рис.2.51,а до підсилювального каскада, отримуємо частотні характеристики коефіцієнтів підсилення, шуму та КСВН, що представлені на рис.2.52. З рис.2.52 видно, що додавання узгоджувального кола дозволило отримати коефіцієнт підсилення з 22...23 дБ, коефіцієнт шуму не вище 2 дБ, КСВН по входу до 2,6 в смузі частот 0,2...1,2 ГГц. При цьому КСВН по виходу підсилювача складає не більше 1,5 в тій самій смузі частот.

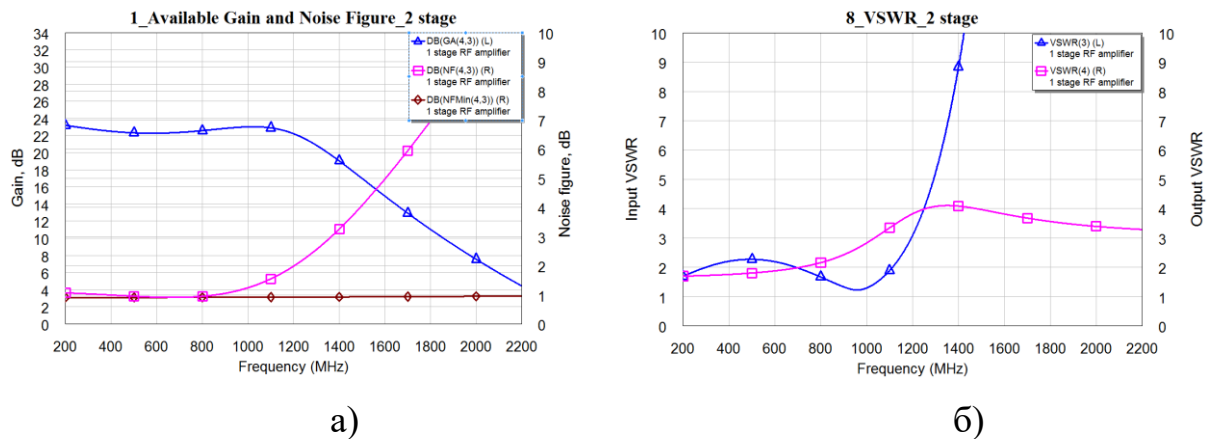


Рис.2.50 – Частотні характеристики : а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{\min} б) КСВН по входу та виходу підсилювального каскаду після додавання вхідного узгоджувального кола

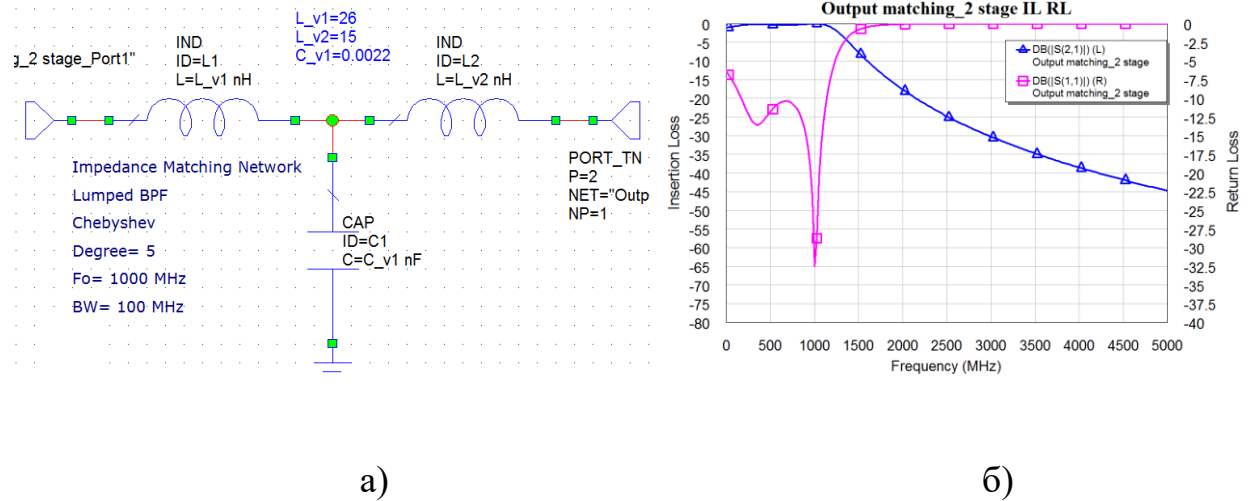
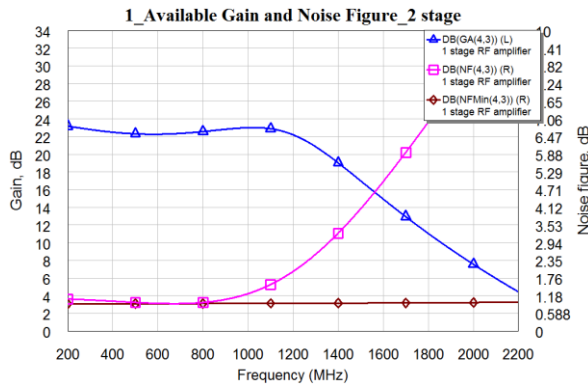


Рис.2.51 а) Електрична схема вихідного узгоджувального кола; б) частотні характеристики коефіцієнтів відбивання S_{11} та передачі S_{21}

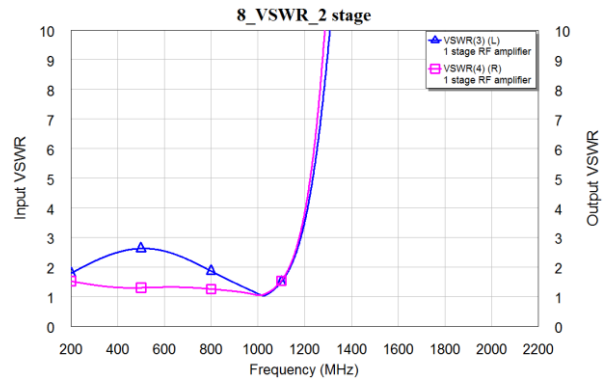
На рис.2.53 представлено частотні характеристики коефіцієнту відбиття по входу S_{11} та виходу S_{22} підсилювача, на рис.2.54 – частотні характеристики зворотного S_{12} та прямого S_{21} коефіцієнту передачі підсилювача, на рис.2.55 – частотні характеристики вхідного та вихідного опору (б) підсилювача, на рис.2.56 – частотні характеристики коефіцієнта стабільності K та додаткового коефіцієнта стабільності $V1$.

Аналіз графіків на рис.2.52-рис.2.56 показує, що:

- 1) Ширина смуги пропускання підсилювача за рівнем -3 дБ $f_{\min} \dots f_{\max} = 0,9935 \text{ МГц} \dots 1,3 \text{ ГГц}$;
- 2) Коефіцієнт підсилення $G_A = |S_{21}| = 22,3 \dots 23,6 \text{ дБ}$, його нерівномірність складає біля 1,3 дБ в смузі частот $0,2 \dots 1,2 \text{ ГГц}$, за межею $1,2 \text{ ГГц}$ він швидко спадає
- 3) Коефіцієнт шуму в смузі частот $0,2 \dots 1,2 \text{ ГГц}$ не перевищує 1,2 дБ, в смузі за межею $1,2 \text{ ГГц}$ він швидко зростає.
- 4) КСВН по входу не перевищує 2,6 в межах $0,2 \dots 1,2 \text{ ГГц}$, вище $1,2 \text{ ГГц}$ різко зростає вище 6.
- 5) КСВН по виходу не перевищує 1,5 в межах $0,2 \dots 1,1 \text{ ГГц}$, вище $1,1 \text{ ГГц}$ різко зростає вище 6.

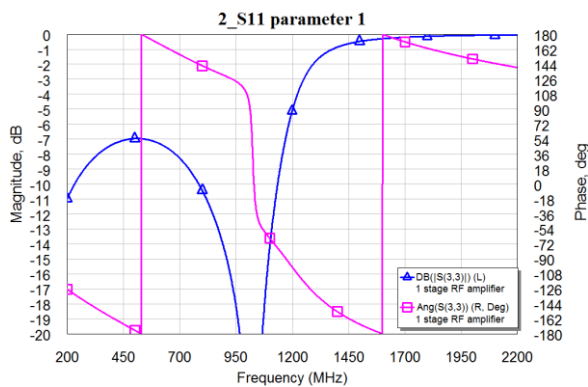


a)

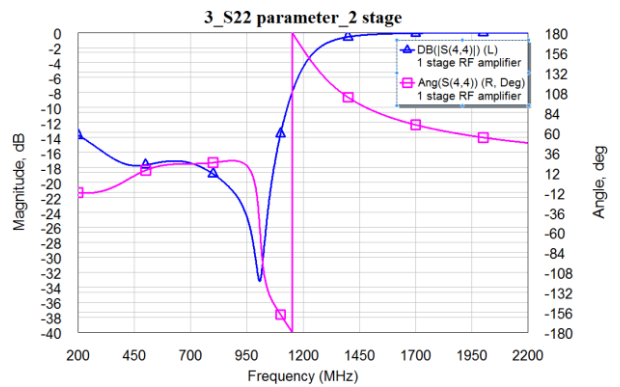


б)

Рис.2.52 – Частотні характеристики : а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} б) КСВН по входу та виходу підсилювального каскаду після додавання вихідного узгоджувального кола



a)



б)

Рис.2.53 Частотна характеристика коефіцієнту відбиття по входу S_{11} (а) та виходу S_{22} (б) підсилювача по входу та виходу

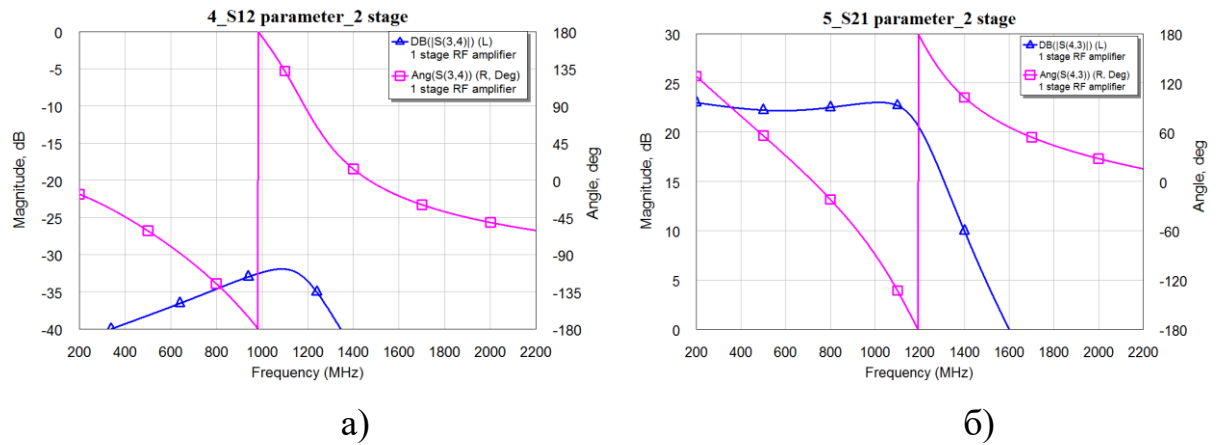


Рис.2.54 Частотна характеристика зворотного S_{12} (а) та прямого S_{21} (б) коефіцієнту передачі підсилювача по входу та виходу

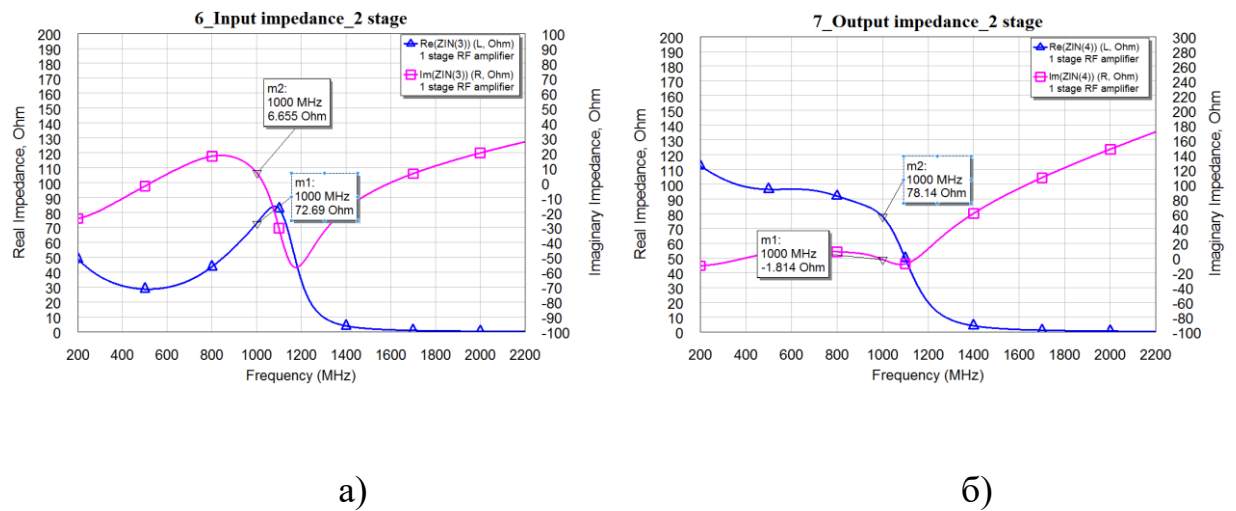


Рис.2.55 – Частотна характеристика вхідного (а) та вихідного опору (б) підсилювача після узгодження по входу та виходу

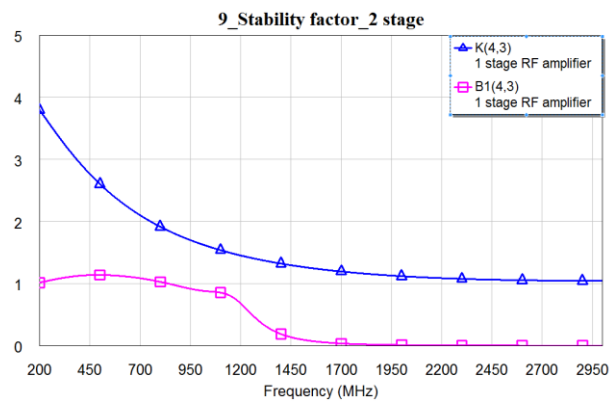


Рис.2.56 – Частотна характеристика коефіцієнта стабільності K та додаткового коефіцієнта стабільності $V1$ після узгодження по входу та виходу

Таким чином, синтезований другий каскад підсилювача за рахунок наявності кіл узгодження, що представляють широкосмугові фільтри низьких частот, розділових конденсаторів, що представляють фільтри високих частот та кола передспотворення, що представляє собою фільтр високих частот, володіє частотною вибірковістю в межах смуги частот 0,2...1,2 ГГц, що дозволяє йому відфільтровувати усі радіочастотні сигнали вище 1,2 ГГц (у першу чергу мобільного зв'язку), які потенційно можуть створювати завади. Узагальнена структурна схема першого каскаду підсилювача наведена на рис.2.39., а його електрична схема - на рис.2.57. У табл.2.2 представлено перелік основних електронних компонентів, що складають перший каскад підсилювача.

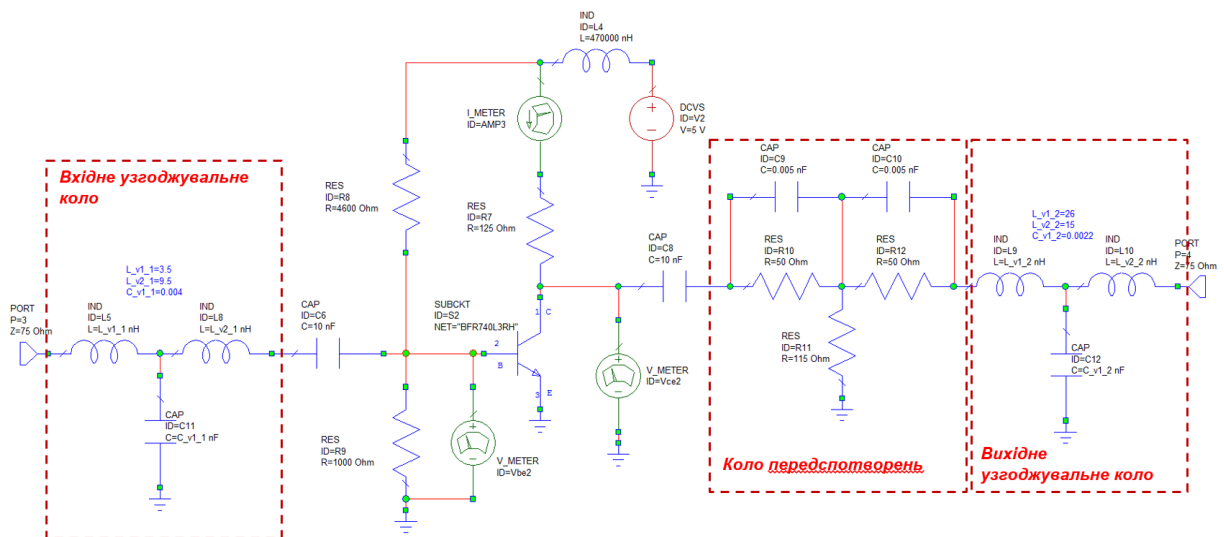


Рис.2.57– Електрична принципова схема першого каскаду підсилювача

Таблиця 2.6

Перелік основних електронних компонентів, що складають перший каскад підсилювача

	Назва елемента	Позначення елемента	Розраховане значення	Номинальне значення
Активний елемент	Транзистор	BFR740L 3RH	–	–
Коло зміщення постійної напруги	Резистор	R7	125 Ом	125 Ом
	Резистор	R8	4600 Ом	4600 Ом
	Резистор	R9	1000 Ом	1000 Ом
	Дроссель	L1	470мкГн	470 мкГн
Розділові елементи	Конденсатор	C6, C7	10 нФ	10 нФ
Вхідне узгоджувальне коло	Індуктивність	L_v1_1	3.556 нГн	3,5 нГн
	Індуктивність	L_v2_1	9.582 нГн	9.5 нГн
	Конденсатор	C_v1_1	0,00397 нФ	4,0 пФ
Вихідне узгоджувальне коло	Індуктивність	L_v3	26,2386 нГн	26 нГн
	Індуктивність	L_v4	15,322 нГн	15 нГн
	Конденсатор	C_v2	0,002256 нФ	2,2 пФ
Коло передспотворень	Резистор	R10, R2	50 Ом	50 Ом
	Резистор	R11	115 Ом	115 Ом
	Конденсатор	C9, C10	0,005 нФ	5 пФ

2.8 Розрахунок параметрів двокаскадного підсилювача на змінному струмі за допомогою САПР AWR

Для розрахунку параметрів двокаскадного підсилювача необхідно включити каскади послідовно один за одним.

Для забезпечення узгодження вихідного опору 1го каскаду з вхідним опором 2го каскаду в робочій смузі частот 0,2...1,2 ГГц використаємо 6 дБ-резистивний атенюатор П-типу, що зображений на рис.2.58.

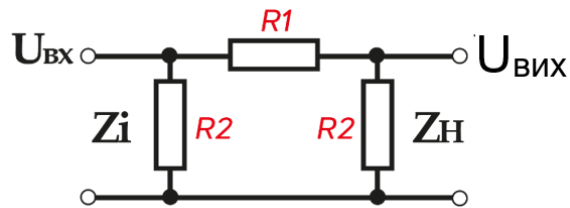


Рис.2.58 – Резистивний атенюатор: $Z_i=Z_{\text{н}} = Z$ – вхідний та вихідний опір

Елементи резистивного атенюатора розраховуються згідно співвідношень

$$R_1 = Z \left(\frac{K^2 - 1}{2K} \right), \quad R_2 = Z \left(\frac{K + 1}{K - 1} \right), \quad K = 10^{0.1L}, \quad (2.15)$$

де L – втрати, що вносить атенюатор, дБ.

при $L = 6$ дБ та $Z_i=Z_{\text{н}} = Z = 75$ Ом отримаємо, що $R_1 = 56$ Ом, $R_2 = 226$ Ом.

Тоді, спрощена структурна схема підсилювача виглядатиме таким чином (рис.2.59):

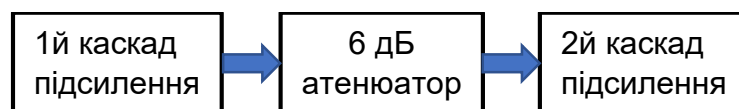


Рис.2.59 Спрощена структурна схема підсилювача сигналів

На рис.2.60 представлена загальна електрична принципова схема підсилювача відповідно до структурної схеми, що наведена на рис.2.61.

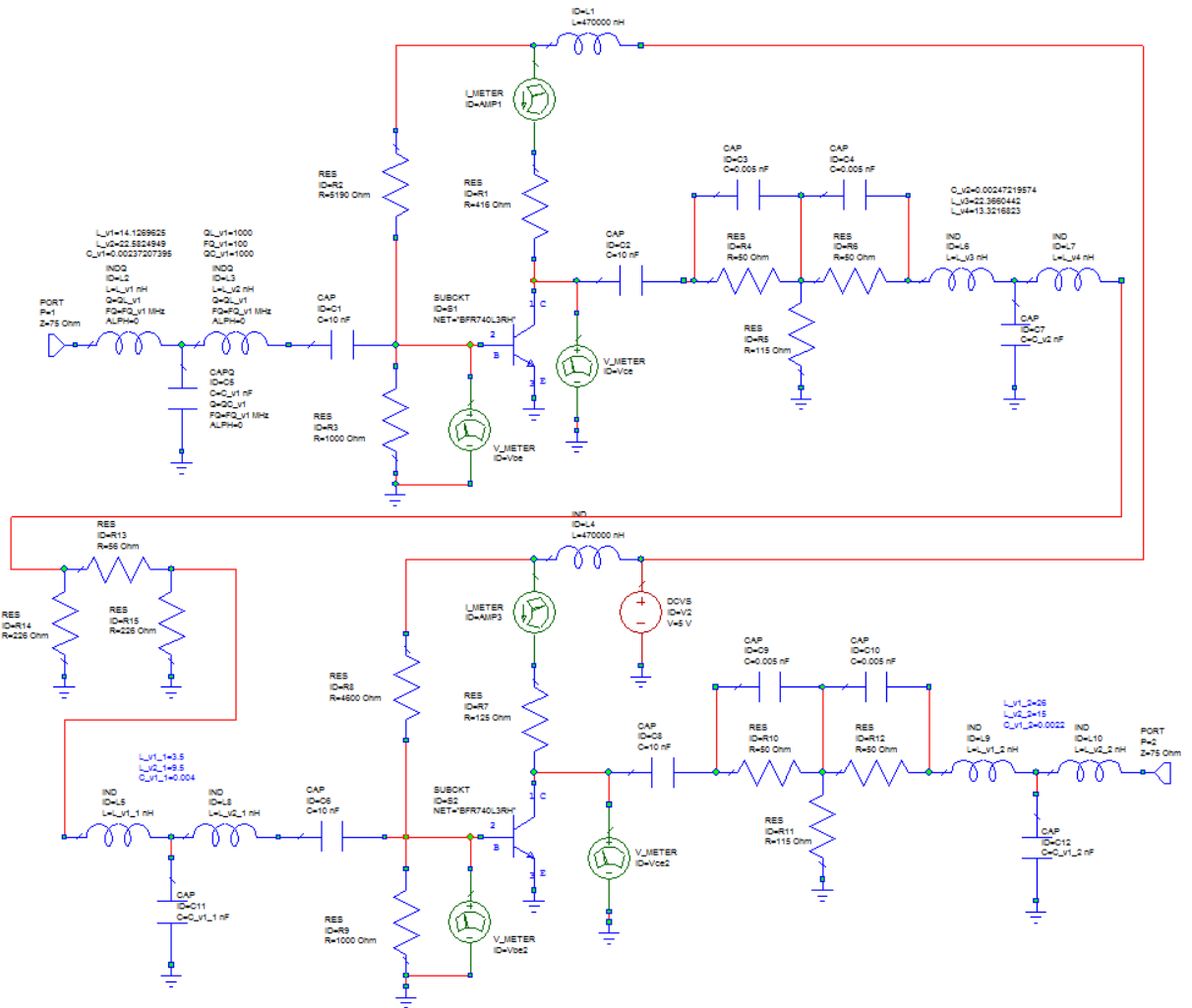


Рис.2.60 – Загальна електрична принципова схема двокаскадного підсилювача

На рис.2.61 представлено частотні характеристики коефіцієнтів підсилення, шуму та КСВН двокаскадного підсилювача. На рис.2.62 представлено частотні характеристики коефіцієнту відбиття по входу S_{11} та виходу S_{22} підсилювача, на рис.2.63 – частотні характеристики зворотного S_{12} та прямого S_{21} коефіцієнту передачі підсилювача, на рис.2.64 – частотні характеристики вхідного та вихідного опору (б) підсилювача, на рис.2.65 – частотні характеристики коефіцієнта стабільності K та додаткового коефіцієнта стабільності V_1 .

Аналіз графіків на рис.2.61-рис.2.65 показує, що:

б) Ширину смуги пропускання підсилювача за рівнем -3 дБ $f_{\min} \dots f_{\max} = 0,99$ МГц...1,19 ГГц;

7) Коефіцієнт підсилення $G_A = |S_{21}|=35,7\dots37,2$ дБ, його нерівномірність складає біля 1,5 дБ в смузі частот 0,2...1,2 ГГц, за межею 1,2 ГГц він швидко спадає

8) Коефіцієнт шуму в смузі частот 0,2...1,0 ГГц не перевищує 1,25 дБ, в смузі частот 1,0..1,2 ГГц не перевищує 2,6 дБ і за межею 1,2 ГГц він швидко зростає.

9) КСВН по входу не перевищує 2,4 в межах 0,2...1,13 ГГц, вище 1,13 ГГц різко зростає вище 6.

10) КСВН по виходу не перевищує 1,6 в межах 0,2...1,1 ГГц, вище 1,1 ГГц різко зростає вище 6.

11) Коефіцієнти стабільності K та B_1 у смузі частот до 1,2 ГГц одночасно перевищують 1, що є підтвердженням безумовної стабільності підсилювача.

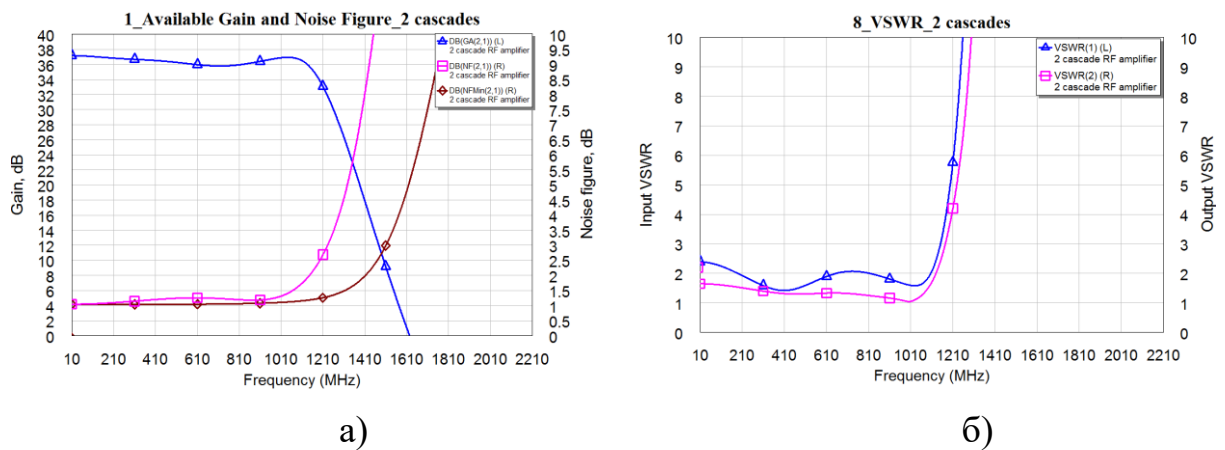


Рис.2.61 – Частотні характеристики : а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} б) КСВН по входу та виходу двокаскадного підсилювача

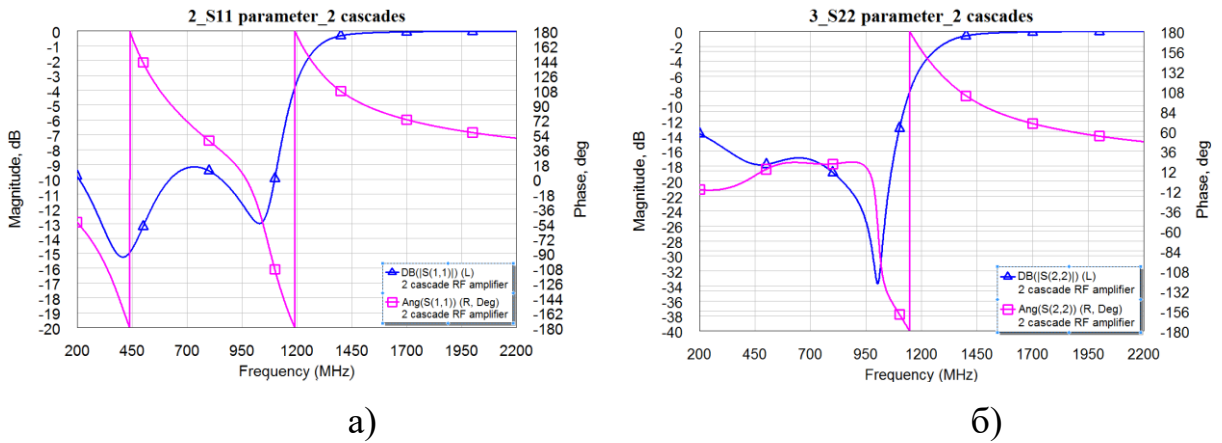


Рис.2.62 – Частотна характеристика коефіцієнту відбиття по входу S_{11} (а) та виходу S_{22} (б) двокаскадного підсилювача по входу та виходу

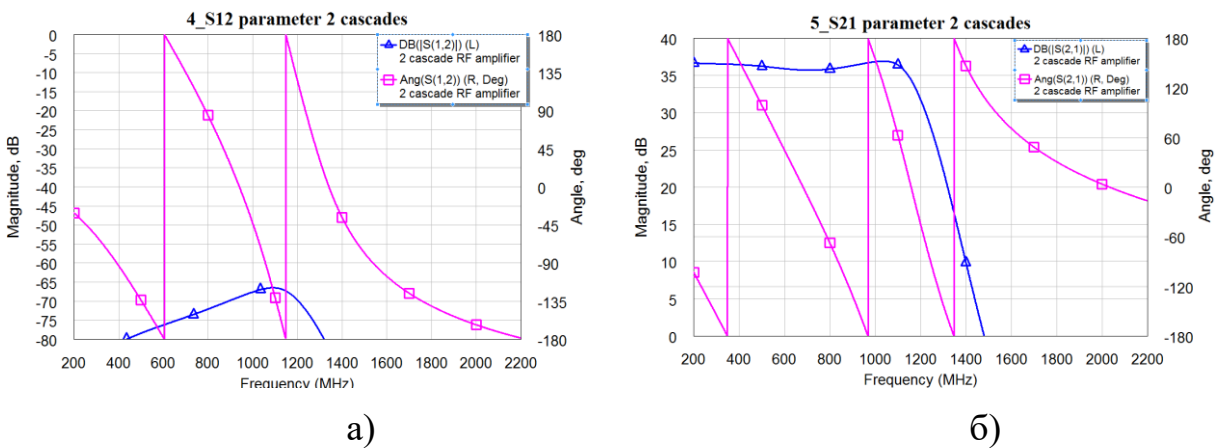


Рис.2.63 – Частотна характеристика зворотного S_{12} (а) та прямого S_{21} (б) коефіцієнту передачі двокаскадного підсилювача по входу та виходу

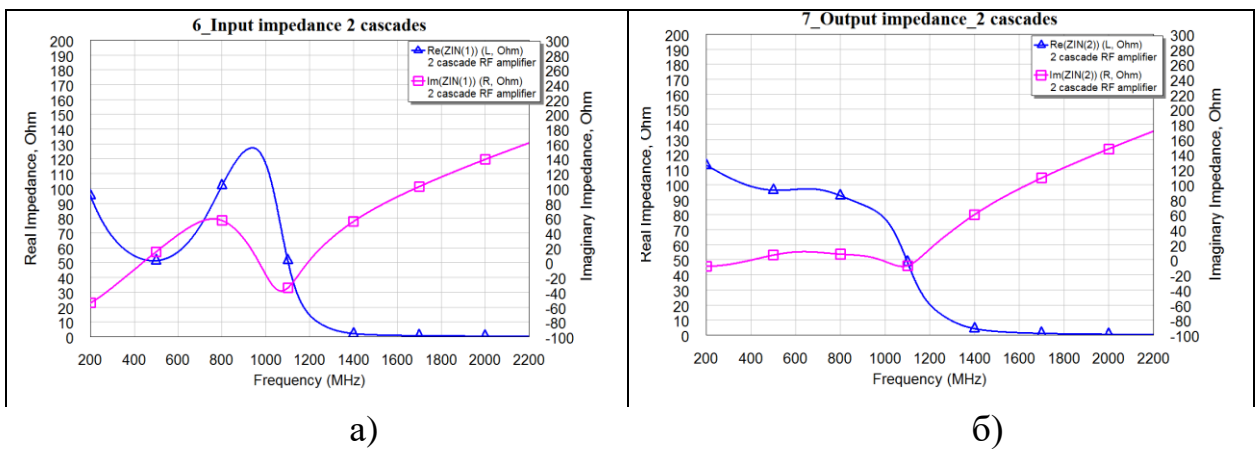


Рис.2.64 – Частотна характеристика вхідного (а) та вихідного опору (б) двокаскадного підсилювача

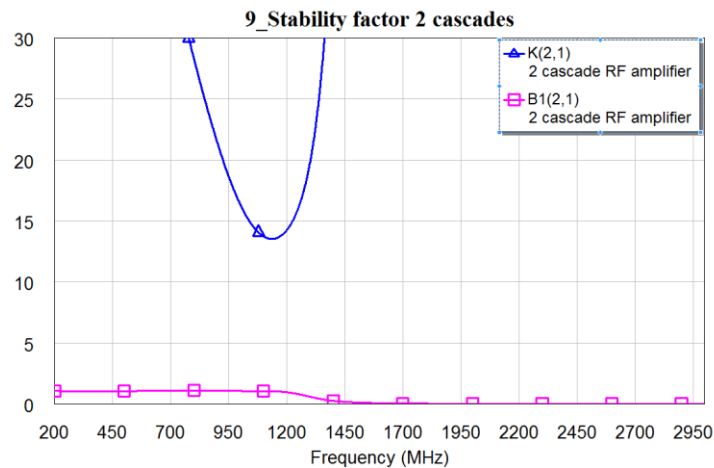


Рис.2.65 – Частотна характеристика коефіцієнта стабільності K та додаткового коефіцієнта стабільності $B1$ двокаскадного підсилювача

Отримані основні характеристики двокаскадного підсилювача наведено у таблиці 2.3

Таблиця 2.7

Основні параметри отриманого підсилювача

Діапазон частот	Коефіцієнт підсилення	Коеф.шуму	КС ВН по входу	КВ СН по виходу	Вхідний та вихідний імпеданс
0,99 МГц – 1,19 ГГц	35,7-37,2 дБ	не більше 2,5 дБ	не більше 2,4	Не більше 1,6	75 Ом

У випадку, якщо необхідно обмежити смугу частот підсилювача знизу, необхідно зменшити ємність 4х розділових конденсаторів. Наприклад, встановив на схемі (рис.2.60) ємність конденсаторів $C_1=C_2=C_6=C_8 = 10$ пФ замість 10 нФ отримаємо частотні характеристики коефіцієнтів передачі, шуму та КСВН, які зображено на рис.2.66. Як видно з рис.2.66, максимальний коефіцієнт підсилення знизиться на 3 дБ, нерівномірність АЧХ коефіцієнта підсилення не перевищуватиме 2 дБ, а нижня межа смуги пропускання зросте з 0,99 МГц до 136 МГц. Шумові властивості підсилювача не погіршуються, так само як і КСВН по входу та виходу підсилювача.

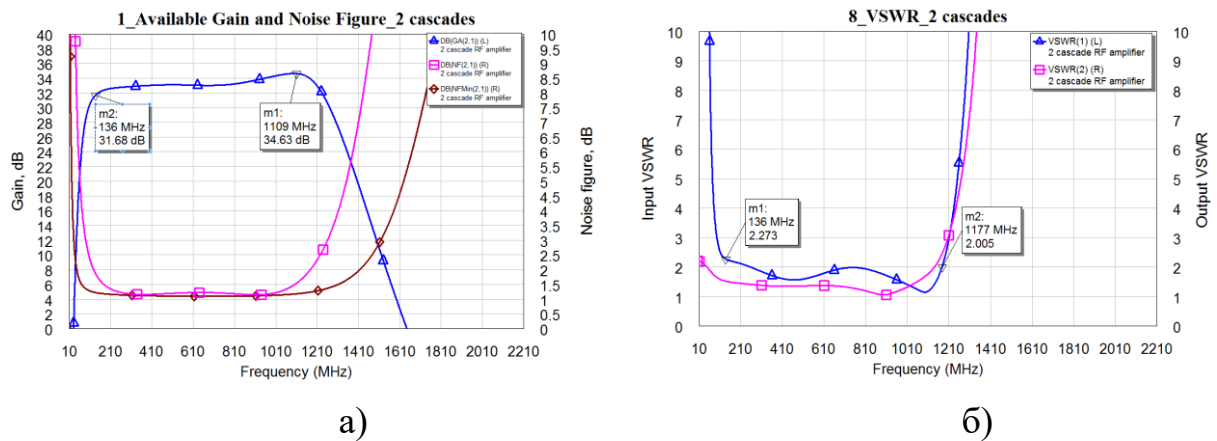


Рис.2.66 – Частотні характеристики : а) коефіцієнта підсилення G_A , коефіцієнта шуму NF та мінімально можливого коефіцієнта шуму NF_{min} б) КСВН по входу та виходу двокаскадного підсилювача

2.9 Моделювання нелінійних параметрів двокаскадного підсилювача

2.9.1 Визначення амплітудної характеристики підсилювача

Амплітудна характеристика підсилювача – це залежність рівня вихідної потужності гармонійного сигналу від рівня вхідної потужності. Цей параметр визначає динамічний діапазон лінійної роботи підсилювача і межу між режимом лінійного підсилення (режим малого сигналу) та нелінійного підсилення (режим великого сигналу). Чим більш довгою і прямою є ця лінія, тим більшим є динамічний діапазон підсилювача. Для визначення цієї характеристики додамо до входу підсилювача односигнальний порт Port_PS1 з вхідним опором 75 Ом та можливістю зміни рівня потужності вихідного сигналу порта. На рис.2.67 представлена амплітудна характеристика двокаскадного підсилювача, розрахована в САПР AWR на частоті $f = 500$ МГц в режимі нелінійної симуляції за допомогою параметра P_{comp} при зміні рівня вхідної потужності в межах $P_{вх} = -100 \dots +10$ дБм з кроком 0,5 дБ, з якої видно, що верхня межа лінійності по рівню вхідного сигналу орієнтовно не перевищує $P_{вх} = -35$ дБм, а різниця рівнів потужності між вихідним та вхідним

сигналом підсилювача співпадає зі значенням коефіцієнта підсилення за потужністю, який дорівнює на цій частоті приблизно $G_A = 36$ дБ.

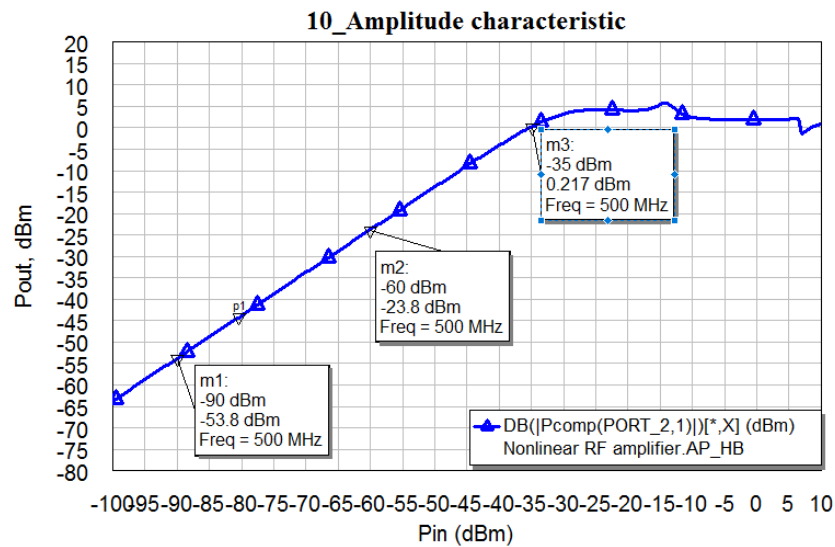


Рис.2.67 Амплітудна характеристика підсилювача потужності на частоті $f = 500$ МГц

2.9.2 Визначення залежності коефіцієнта підсилення за потужністю від рівня вхідного сигналу

На рис.2.68 представлено залежність значення коефіцієнта підсилення за потужністю двокаскадного підсилювача від рівня потужності вхідного гармонійного сигналу частоти $f = 500$ МГц, що побудована з використанням параметру PGain в САПР AWR. З цього рисунку видно, що при перевищенні рівня вхідного сигналу вище за $P_{ВХ.1дБ} = -35$ дБм (точка компресії за рівнем 1дБ) починається компресія (режим великого сигналу), при якій рівень підсилення знижується через вихід робочої точки на вихідній ВАХ транзистора першого каскада підсилювача за межі лінійної ділянки, і, відповідно зростання рівня нелінійних спотворень.

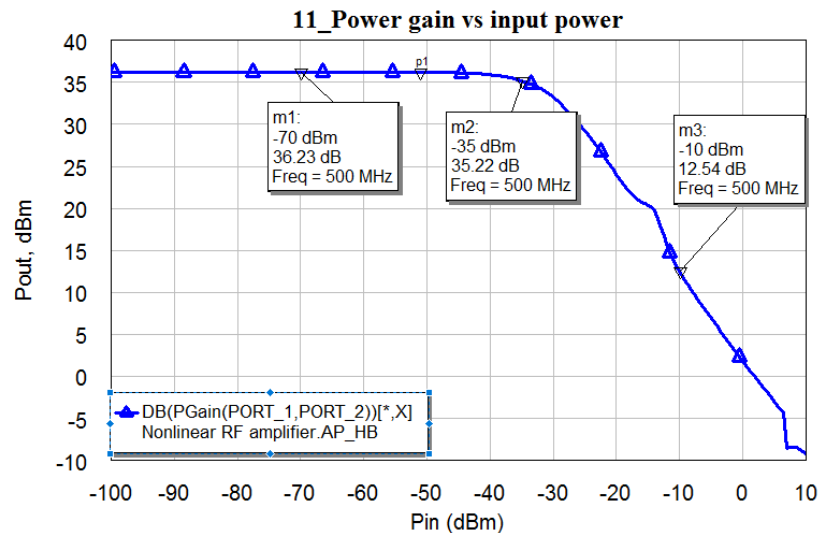


Рис.2.68 Залежність коефіцієнта підсилення від рівня потужності вхідного сигналу

2.9.3 Часові форми сигналів та їх спектри в режимах малого та великого сигналів

На рис.2.69,а представлено часові форми напруг сигналів на вході (синя лінія) та виході підсилювача (рожева лінія) з частотою 500 МГц, а на рис.2.69,б – спектри потужності вхідного та вихідного сигналів при умові, що потужність вхідного сигналу $P_{ВХ} = -60$ дБм. З рис.2.69,а видно, що амплітуда вхідної напруги складає $U_{ВХ.МАКС} = 0,324$ мВ, а амплітуда вихідної напруги – $U_{ВИХ.МАКС} = 25,04$ мВ, що дає розрахунковий коефіцієнт підсилення за напругою $G_U = 37,7$ дБ. З рис.2.69,б видно, що амплітуда спектральної складової вихідного сигналу підсилювача складає $P_{ВИХ} = -23,7$ дБм. Крім того на виході підсилювача буде присутня спектральна складова другої гармоніки (1000 МГц) основної частоти сигналу з рівнем $P_{ВИХ.2ГАРМ} = -66,3$ дБм, яка майже на 40 дБ нижче за рівень основної гармоніки.

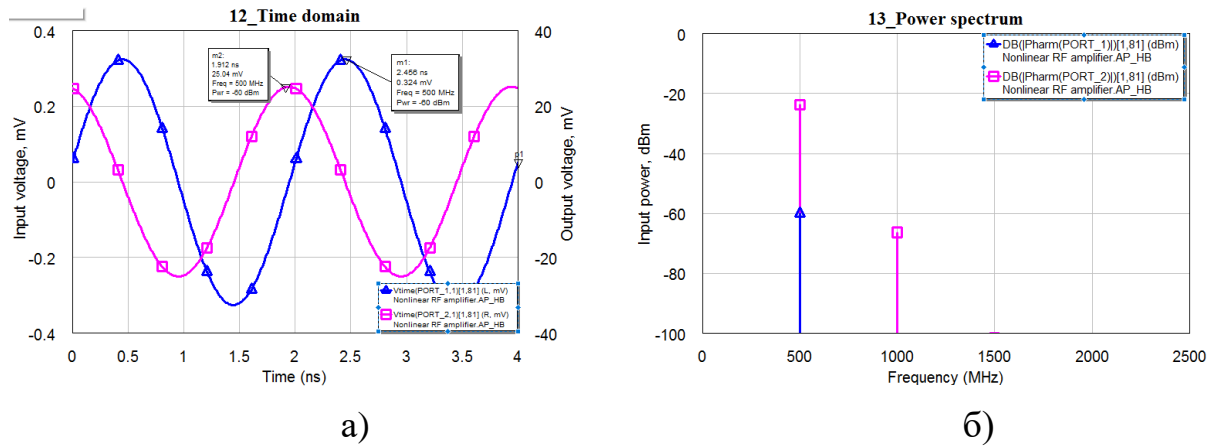


Рис.2.69 а) Осцилограма напруги (а) та спектри потужностей (б) вхідного та вихідного сигналів підсилювача при потужності вхідного сигналу $P_{ВХ} = -60$ дБм

Так само, на рис.3,4а, рис.2.71,а, рис.2.72,а представлено часові форми напруг сигналів на вході (синя лінія) та виході підсилювача (рожева лінія) з частотою 500 МГц, а на рис.2.70,б, рис.3,5б, рис.2.72,б – спектри потужності вхідного та вихідного сигналів при умові, що потужність вхідного сигналу відповідно $P_{ВХ} = -40$ дБм; -30 дБм; -20 дБм.

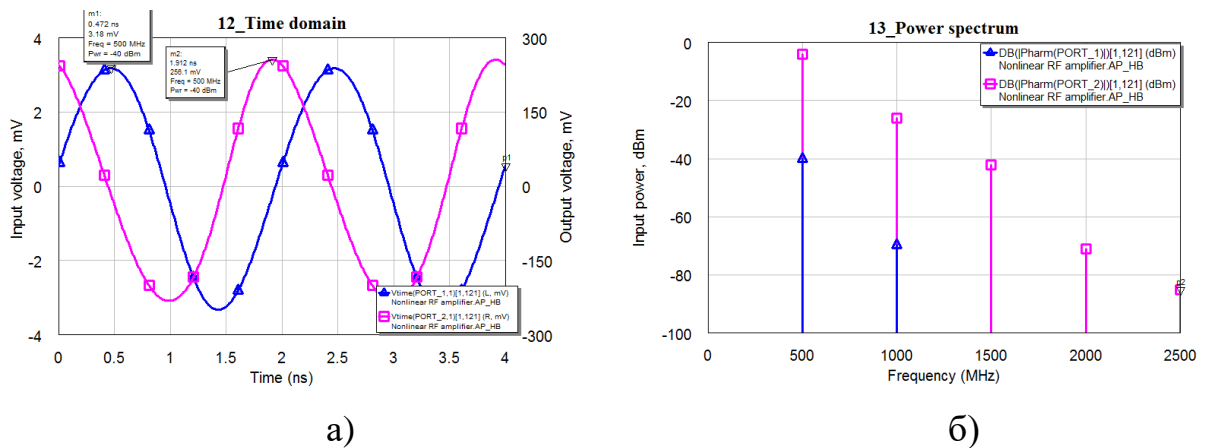


Рис.2.70 а) Осцилограма напруги (а) та спектри потужностей (б) вхідного та вихідного сигналів підсилювача при потужності вхідного сигналу $P_{ВХ} = -40$ дБм

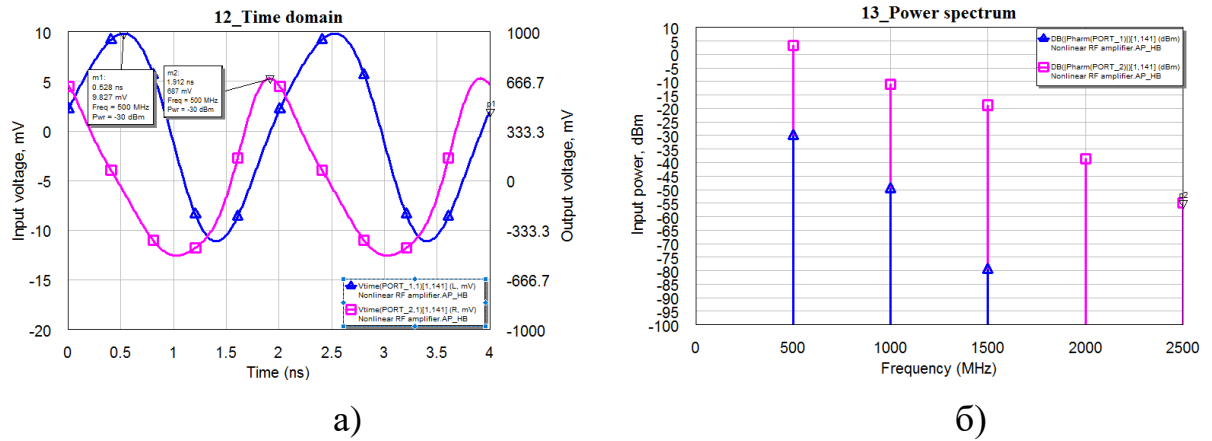


Рис.2.71 а) Осцилограма напруги (а) та спектри потужностей (б) вхідного та вихідного сигналів підсилювача при потужності вхідного сигналу $P_{ВХ} = -30$ дБм

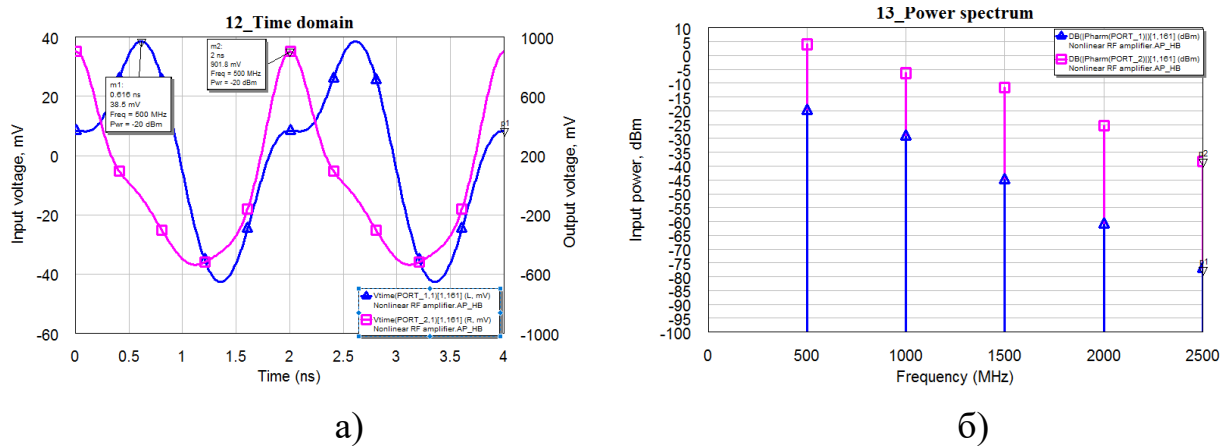


Рис.2.72 а) Осцилограма напруги (а) та спектри потужностей (б) вхідного та вихідного сигналів підсилювача при потужності вхідного сигналу $P_{ВХ} = -20$ дБм

Аналіз часових форм сигналів показує, що зі збільшенням рівня ($P_{ВХ} > -30$ дБм) вхідного сигналу з'являються спотворення часової форми як вхідного, так й вихідного сигналів (див. рис.2.71,а – рис.2.72,а), а в спектрі як вхідного так й вихідного сигналу з'являються гармоніки вищих порядків ($n = 5$ і вище), що є свідченням нелінійної роботи підсилювача в режимі сильного сигналу. На рис.2.73 представлено залежності коефіцієнта підсилення за напругою від рівня потужності вхідного сигналу для основної (синя крива),

другої (коричнева крива), третьої (червона крива), четвертої (зелена крива) та п'ятої (чорна крива) гармоніки вихідного сигналу підсилювача. З цього рисунку видно, що найбільший вплив чинять 2га та 3я гармоніки, які є найбільш інтенсивними за рівнем в режимі нелінійної роботи підсилювача.

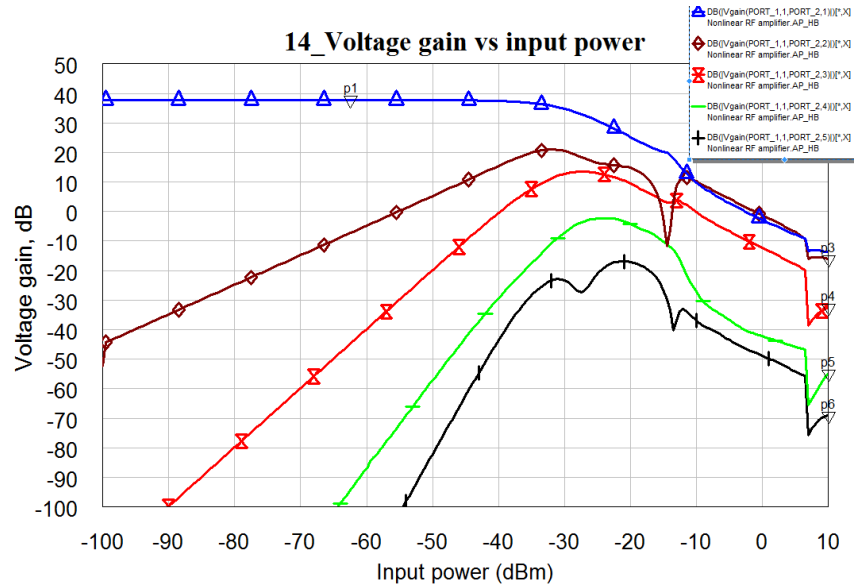


Рис.2.73 Залежності коефіцієнта підсилення за напругою від рівня потужності вхідного сигналу для 1ої, 2ої, 3ої, 4ої та 5ої гармонік

2.9.4 Потужність та струм споживання підсилювача

За допомогою інструментарію САПР AWR з використанням віртуальних амперметрів та вольтметрів були визначені струми споживання окремих каскадів підсилювача, а також загальна потужність споживання, які представлені на рис.2.74.

Frequency (MHz)	IDC(I_METER.AMP1) (mA) 2 cascade RF amplifier.AP_DC	IDC(I_METER.AMP3) (mA) 2 cascade RF amplifier.AP_DC	PDC(DCVS.V2) (mW) 2 cascade RF amplifier.AP_DC
0	6.4417	18.528	133.44

Рис.2.74 Струми та потужність споживання підсилювача від джерел постійної напруги

З рис.2.74 видно, що струм споживання 1го каскаду $I_1 = 6,44$ мА, 2го каскаду $I_2 = 18,53$ мА, а загальна потужність споживання $P_0 = 133,44$ мВт.

Крім того, САІР АWR за допомогою опції DCRF дозволяє визначити параметр ККД – відношення вихідної потужності підсиленого підсилювачем сигналу до потужності споживання від джерела постійної напруги 5 В (рис.2.75) в залежності від потужності вхідного сигналу, що має бути підсилений.

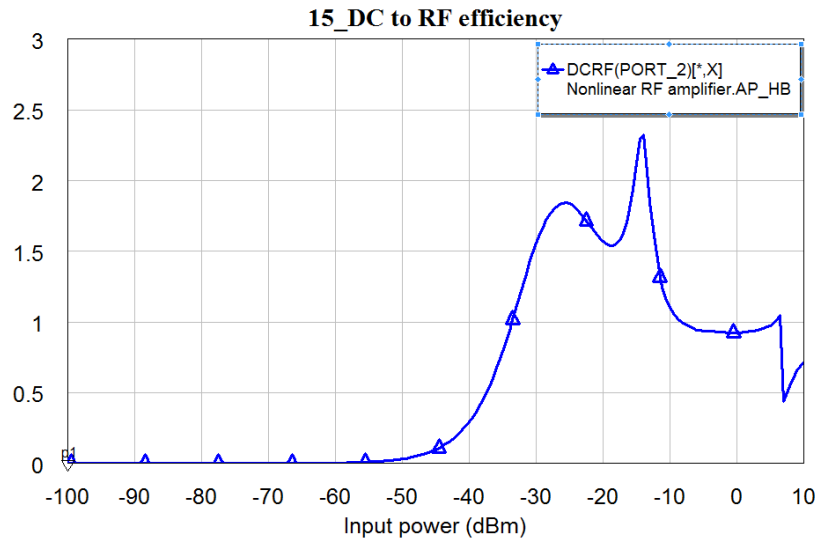


Рис.2.75 – Залежність ККД підсилювача від потужності вхідного сигналу

2.9.5 Дослідження інтермодуляції в підсилювачі

Визначимо за допомогою інструментації АWR рівень інтермодуляційних складових 3го порядку ($2f_1-f_2$) та ($2f_2-f_1$) на виході підсилювача при дії на його вході двох гармонійних складових з частотами f_1 та f_2 . Для визначення цієї характеристики додамо до входу підсилювача двосигнальний порт з вхідним опором 75 Ом та можливістю зміни рівня потужності вихідних сигналів порта. При цьому весь двокаскадний підсилювач помістимо в окрему підсхему SUBCKT (рис.2.76).

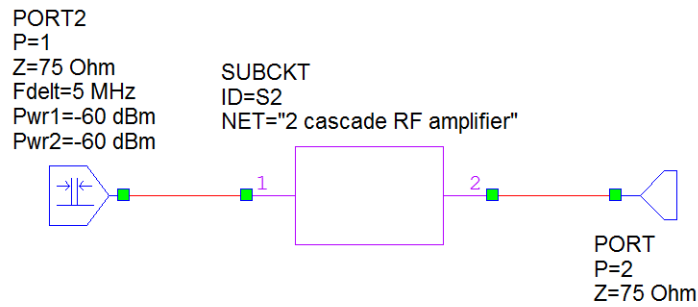


Рис.2.76 – Схема для дослідження інтермодуляційних параметрів підсилювача

Задамо частоти вхідних сигналів рівними $f_1=500$ МГц, $f_2=505$ МГц. На рис.2.77-рис.2.78 показано розрахований за допомогою функції Pharm спектр інтермодуляційних складових 3го порядку ($2f_1-f_2=495$ МГц та $2f_2-f_1=510$ МГц) на виході підсилювача при потужності вхідних сигналів: $P_{ВХ} = -60$ дБм; -40 дБм; -30 дБм; -20 дБм. З рис.2.77,а видно, що рівень основних сигналів дорівнює $-23,8$ дБм, а для інтермодуляційних відповідно $-91,8$ дБм, тобто інтермодуляційні складові на 68 дБ за рівнем нижчі за основні складові сигналу на виході підсилювача. Це свідчить про високий рівень лінійності роботи підсилювача. У свою чергу, з рис.2.77,б видно, що рівень основних сигналів дорівнює $-4,7$ дБм, а для інтермодуляційних відповідно $-32,3$ дБм, тобто інтермодуляційні складові на 37 дБ нижчі за основні складові, тобто у порівнянні з попереднім випадком маємо погіршення лінійних властивостей підсилювача.

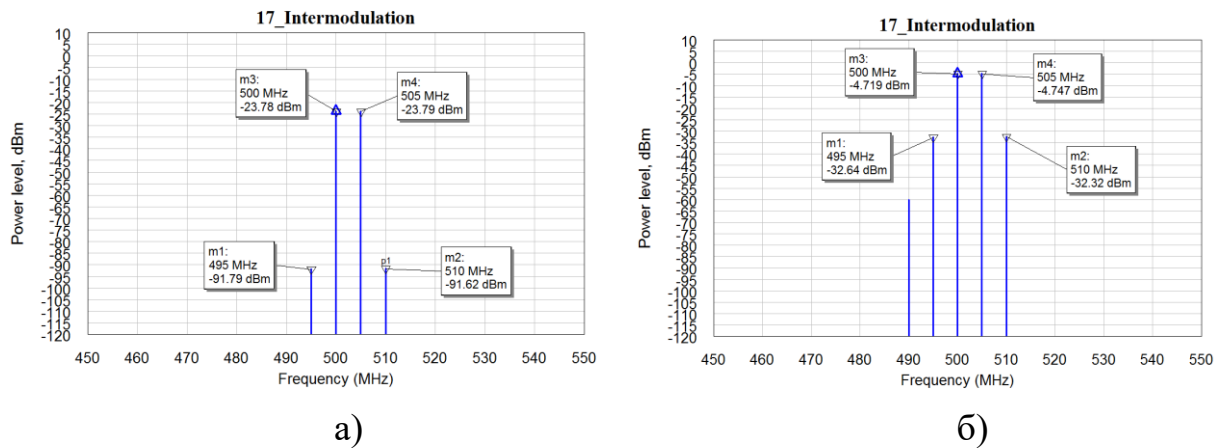


Рис.2.77 Спектр інтермодуляційних складових (495 МГц та 510 МГц) на виході підсилювача при потужності вхідних сигналів: а) $P_{ВХ} = -60$ дБм ; б) $P_{ВХ} = -40$ дБм

З рис.2.78,а видно, що рівень основних сигналів дорівнює $-0,09$ дБм, а для інтермодуляційних відповідно $-15,4$ дБм, тобто інтермодуляційні складові на $15,5$ дБ нижчі за основні складові, тобто у порівнянні з попереднім випадком маємо ще більше погіршення лінійних властивостей підсилювача, оскільки він працює в режимі компресії. Подальше збільшення рівня вхідних сигналів до -20 дБм, як показує рис.2.78,б збільшує рівень вихідних сигналів основних частот до $+1...2$ дБм, проте рівень інтермодуляційних складових зростає значно повільніше ніж у минулому випадку і складає лише $-14,4$ дБм, тобто на $15...16$ дБ нижчий за рівень основних складових.

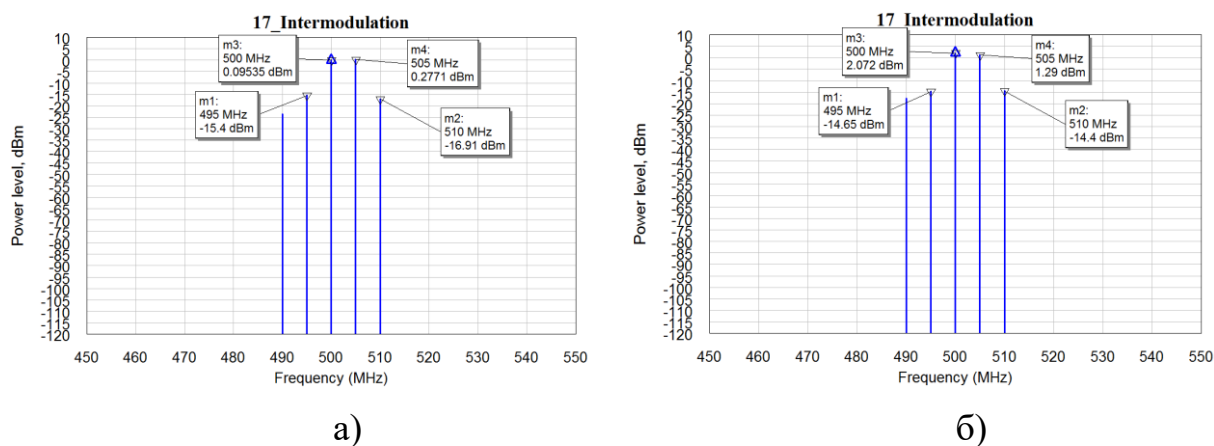


Рис.2.78 Спектр інтермодуляційних складових (495 МГц та 510 МГц) на виході підсилювача при потужності вхідних сигналів: а) $P_{ВХ} = -30$ дБм ; б) $P_{ВХ} = -20$ дБм

За результатами моделювання з використанням опції OIPN було визначено, що параметр IP3 по виходу підсилювача дорівнює 10,4 дБм (Рис.2.79).

OIPN(PORT_2_1_0_2_-1,3) (MHz)	OIPN(PORT_2_1_0_2_-1,3) (dBm)
Nonlinear_Intermodulation.AP_HB Frequency	Nonlinear_Intermodulation.AP_HB
500	10.436

Рис.2.79 Результати визначення параметру IP3 по виходу підсилювача

Висновки

В результаті проведення детального моделювання двокаскадного транзисторного підсилювача сигналів для цифрового телевізійного мовлення було здійснено комплексний аналіз електричних та частотних характеристик першого та другого каскадів підсилювача з використанням програмного середовища AWR Microwave Office.

Перший каскад підсилювача характеризується шириною смуги пропускання за рівнем -3 дБ у межах від 0,9935 МГц до 1,3 ГГц. Водночас,

коефіцієнт підсилення GA першого каскаду становить 22,3...23,6 дБ, демонструючи досить високу рівномірність у межах 1,3 дБ у частотному діапазоні 0,2...1,2 ГГц. За верхньою межею 1,2 ГГц спостерігається швидке зменшення коефіцієнта підсилення, що пов'язано з виходом транзистора за межі оптимальних робочих умов. Коефіцієнт шуму (NF) першого каскаду має низький рівень та не перевищує 1,2 дБ у діапазоні 0,2...1,2 ГГц, що свідчить про хороші малошумні властивості каскаду і робить його придатним для роботи із чутливими до шуму сигналами. Аналіз узгодження каскаду з джерелом сигналу та навантаженням показав, що коефіцієнт стоячої хвилі по входу (КСВН) першого каскаду має значення не більше 2,6 у межах до 1,2 ГГц, після чого відбувається різке зростання через зниження ефективності узгодження. За виходом узгодження краці – КСВН менше 1,5 в смузі частот 0,2...1,1 ГГц, проте за межею 1,1 ГГц також значно погіршується.

Другий каскад, що був застосований для подальшого підсилення та корекції характеристик сигналу після першого каскаду, показує ширину робочої смуги пропускання на рівні -3 дБ у межах 0,99 МГц до 1,19 ГГц. Максимальний коефіцієнт підсилення другого каскаду суттєво вищий і знаходиться в межах від 35,7 до 37,2 дБ, що є значним покращенням у порівнянні з першим каскадом. Водночас нерівномірність цього параметра в межах частот 0,2...1,2 ГГц становить близько 1,5 дБ, що цілком відповідає вимогам до сучасних систем цифрового мовлення. Коефіцієнт шуму другого каскаду трохи вищий порівняно з першим і складає до 1,25 дБ у діапазоні 0,2...1,0 ГГц та до 2,6 дБ у верхній межі частотного діапазону (1,0...1,2 ГГц). Це пов'язано із вищим коефіцієнтом підсилення та більш активним режимом роботи транзистора, однак навіть ці значення є цілком прийнятними для підсилення цифрових сигналів.

Особливо слід відзначити суттєве покращення показників узгодження другого каскаду по входу: значення КСВН другого каскаду не перевищують 2,4 у широкій смузі 0,2...1,13 ГГц, що позитивно впливає на ефективність передачі сигналу. За виходом другого каскаду досягнуто хороших показників

КСВН, що не перевищують 1,6 в частотному діапазоні до 1,1 ГГц. Важливим підтвердженням надійності розробленої схеми є коефіцієнти стабільності (К та В1), які одночасно перевищують одиницю до 1,2 ГГц. Це свідчить про гарантовану стабільність підсилювача та його несприйнятливості до паразитних самозбуджень і коливань.

Таким чином, запропонована двокаскадна схема підсилювача забезпечує значне покращення ключових технічних параметрів сигналу – високий рівень підсилення до 37,2 дБ, задовільну рівномірність амплітудно-частотної характеристики, низький коефіцієнт шуму і відмінні показники узгодження за входом і виходом. Проведене моделювання підтвердило ефективність запропонованого схемотехнічного рішення і дозволяє рекомендувати розроблений підсилювач до застосування в сучасних системах цифрового телевізійного мовлення стандартів DVB-T2, DVB-C.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дипломній роботі було виконано комплексне проєктування та імітаційне моделювання широкосмугового транзисторного підсилювача, призначеного для використання в сучасних системах цифрового телевізійного мовлення стандартів DVB-T2, DVB-S. Актуальність цього дослідження зумовлена остаточним переходом України на цифрове телемовлення, що відбулося в серпні 2018 року, і необхідністю забезпечити якісне підсилення цифрових телевізійних сигналів у побутових та напівпрофесійних умовах, зокрема для індивідуального і колективного прийому сигналу.

Під час виконання роботи було здійснено детальний аналіз сучасних схемотехнічних рішень підсилювачів на основі біполярних та польових транзисторів, а також інтегральних мікросхем. В результаті порівняльного аналізу для практичної реалізації було обрано схему двокаскадного підсилювача на основі біполярних транзисторів із гетеропереходом типу BFR740L3RH компанії Infineon. Цей вибір обумовлений високим потенціалом даного транзистора в досягненні необхідного коефіцієнта підсилення, низького рівня шумів та хорошої лінійності.

Згідно з визначеними початковими вимогами, підсилювач має забезпечувати стабільне широкосмугове підсилення в частотному діапазоні від 260 МГц до 1200 МГц, що охоплює всі актуальні стандарти DVB. Необхідний коефіцієнт підсилення було визначено на рівні 20–30 дБ з гарним узгодженням за імпедансом 75 Ом, що відповідає типовим тракторам цифрових телевізійних систем. Окремо наголошено на вимогах до низького рівня шумів та високої лінійності підсилювача для забезпечення якості сигналів OFDM та QAM-модуляції.

Імітаційне моделювання першого каскаду підсилювача продемонструвало стабільну роботу із шириною смуги пропускання від 0,9935 МГц до 1,3 ГГц та коефіцієнтом підсилення в діапазоні 22,3–23,6 дБ. Коефіцієнт шуму цього каскаду не перевищує 1,2 дБ у робочій смузі, що

дозволяє вважати перший каскад малошумним і придатним для підсилення сигналу на початковому етапі прийому. Аналіз параметрів узгодження показав допустимі значення КСВН на вході (до 2,6) та на виході (до 1,5), що відповідає початковим умовам проектування.

Другий каскад, доданий для забезпечення більш високого рівня загального підсилення, має ширину робочої смуги від 0,99 МГц до 1,19 ГГц, забезпечуючи значне зростання коефіцієнта підсилення до 35,7–37,2 дБ із незначною нерівномірністю на рівні 1,5 дБ. Незважаючи на дещо підвищений коефіцієнт шуму (до 2,6 дБ у верхньому діапазоні), другий каскад залишається ефективним рішенням із прийнятним рівнем шумів. Узгодження другого каскаду демонструє хороші показники з КСВН, не більшими за 2,4 по входу та 1,6 по виходу в робочій смузі. Крім цього, коефіцієнти стабільності K і V_1 другого каскаду перевищують одиницю у всій робочій смузі, що підтверджує безумовну стабільність підсилювача та захищає схему від можливих самозбуджень.

Таким чином, розроблена та досліджена двокаскадна схема транзисторного підсилювача відповідає поставленим технічним вимогам і демонструє необхідні технічні характеристики: високий рівень підсилення (до 37,2 дБ), низький рівень шумів, стабільне узгодження з навантаженням і джерелом сигналу та високу лінійність, що є критично важливим для цифрових стандартів DVB. Практична цінність роботи полягає у створенні ефективної комп'ютерної моделі, яка може бути використана не лише в інженерній практиці для попередньої оцінки характеристик аналогічних пристроїв, а й у навчальних цілях для демонстрації впливу різних схемних рішень та їх параметрів на якість цифрових сигналів.

Подальший розвиток цієї роботи може полягати у вдосконаленні схемотехнічних рішень з метою розширення робочої смуги частот, зменшення коефіцієнта шуму або покращення ефективності живлення, що дозволить ще більше розширити можливості практичного використання даної схеми у телевізійних приймальних та розподільних системах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. ETSI EN 300 744 V1.6.1: Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.
2. ETSI EN 302 755 V1.3.1: Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).
3. ETSI EN 300 429 V1.2.1: Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for cable systems.
4. ETSI EN 302 307 V1.2.1: Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation for satellite broadcasting systems (DVB-S2).
5. Тема №5. Підсилювачі електричних сигналів: Підсилювальні каскади на біполярних транзисторах | Освітній сайт КНУБА. Головна | Освітній сайт *КНУБА*.
URL: <https://org2.knuba.edu.ua/mod/book/view.php?id=32479&chapterid=487&lang=fr> (дата звернення: 02.06.2025).
6. Л.П. Медяний Аналогова схемотехніка Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського 2017. 177с.
7. BFR740L3RH SiGe:C NPN RF bipolar transistor. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BFR740L3RH-DS-v03_00_EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff01663896ffd44ecb (дата звернення: 02.06.2025).
8. Cadence. AWR Microwave Office Documentation. URL: <https://www.cadence.com>.