

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інститут інформатики та радіоелектроніки
Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

магістра

(ступінь вищої освіти)

на тему МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ ТРАНЗИСТОРІВ У МАЛОСИГНАЛЬНОМУ
РЕЖИМІ

Виконав: студент 2 курсу, групи РТ-919М

Спеціальності _____
172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)
«Інформаційні мережі зв'язку»

Литвиненко Вячеслав Станіславович
(прізвище та ініціали)

Керівник Поляков М.О.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Коповаленко Ю.А.
(прізвище та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіоелектроніки, ФРЕТ
Кафедра Радіотехніка та телекомунікації
Ступінь вищої освіти Магістр
Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування)
Освітня програма (спеціалізація) «Інформаційні мережі зв'язку»
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ

к.т.н., доц Морщавка С.В. 

« » грудня 2020 року

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Литвиненко Вячеслав Станіславович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Моделювання НВЧ транзисторів у малосигнальному режимі.

керівник проєкту (роботи) Поляков Михайло Олексійович, к.т.н., доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «6» листопада 2020 року №315

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 11 грудня 2020 року

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Моделювання НВЧ планарних транзисторів у мало сигнальному режимі на основі аналітичного огляду аналогічних моделей НВЧ транзисторів розроблена узагальнена еквівалентна схема транзистора з обліком паразитних параметрів виводів корпусу

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Постановка задачі. Моделі транзисторів. Стійкість НВЧ транзисторних підсилювачів. Приклади реалізації МПП підсилювачів.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

Презентація роботи з Microsoft PowerPoint з поясненнями дипломної роботи у вигляді графіків, основні математичні формули та таблиці з даними.

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	Поляков М.О., доцент	1.09.2020	10.12.2020
4	Севастьянов Р.В., доцент	2.09.2020	10.12.2020
5	Якімцов Ю.В., доцент	3.09.2020	
нормокон троль	Мороз Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання « 01 » вересня 2020 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Актуальність роботи та постановка задач на її виконання	3-й тиждень	
2	Моделі транзисторів	4-й тиждень	
3	Стійкість НВЧ транзисторних підсилювачів	7-й тиждень	
4	Приклади реалізації МШП підсилювачів	11-й тиждень	
5	Техніко економічне обґрунтування	13-й тиждень	
6	Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях	13-й тиждень	
7	Оформлення пояснювальної записки та презентації	14-й тиждень	
8	Проходження нормоконтролю, рецензування, антиплагіату,	15-й тиждень	

Студент(ка)

(підпис)

Литвиненко В.С.
(прізвище та ініціали)

Керівник проєкту (роботи)

(підпис)

Поляков М.О.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 87 сторінок, 27 рисунків, 15 таблиць, 23 джерела

Ціль роботи – моделювання НВЧ планарних транзисторів у малосигнальному режимі.

На основі аналітичного огляду аналогічних моделей НВЧ транзисторів розроблена узагальнена еквівалентна схема транзистора з обліком паразитних параметрів виводів корпусу.

В ПЗ знайшли відображення слідуєчі етапи роботи:

- види моделей НВЧ транзисторів;
- розрахунок S-параметрів у малосигнальному режимі;
- рекомендації щодо конструювання мікросмугових підсилювачів НВЧ.

Виконано техніко-економічні розрахунки двох варіантів, базового і проєктованого, які розроблялися для різних моделей, що показують достатню ефективність розробки, а також розглянуто заходи з безпеки праці при виробництві НВЧ пристроїв.

НВЧ, МОДЕЛЬ, ТРАНЗИСТОР, МАЛОСИГНАЛЬНА
ЕКВІВАЛЕНТНА СХЕМА, МІКРОСМУГОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	7
1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	9
2 МОДЕЛІ ТРАНЗИСТОРІВ.....	10
2.1 Безструктурні моделі транзисторів	10
2.2 Структурні моделі транзисторів.....	17
2.3 Широкозмугові моделі	24
3 СТІЙКІСТЬ НВЧ ТРАНЗИСТОРНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ	28
3.1 Схеми включення транзисторів.....	28
3.2 Розрахунок транзисторних підсилювачів НВЧ.....	30
3.3 Розрахунок вузькозмугових підсилювачів графо-аналітичним методом	33
3.4 Погоджувальні ланцюги.....	37
4 РЕАЛІЗАЦІЯ МШП ПІДСИЛЮВАЧІВ	40
4.1 Приклад розрахунку вузькозмугових підсилювачів	40
4.2 Особливості реалізації схем транзисторних підсилювачів	44
4.3 Проектування широкозмугових підсилювачів	52
5 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ	60
6 ОХОРОНА ПРАЦІ І БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	69
6.1 Аналіз потенційних небезпек	69
6.2 Заходи по забезпеченню електробезпеки	70
6.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії і гігієни праці.....	73
6.4 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях.....	79
6.4.1 Заходи протипожежної безпеки	79
6.4.2 Заходи з цивільного захисту.....	82
ВИСНОВКИ.....	84
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	85

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АФАР	– активна фазована антенна решітка
БТ	– біполярний транзистор
ГІС	– гібридна інтегральна схема
ЕОМ	– електронно-обчислювальна машина
ЗБ	– загальна база
ЗЕ	– загальний емітер
СК	– спільний колектор
ІС	– інтегральна схема
КМОП	– комплементарна структура польового транзистора
K_p	– коефіцієнт потужності
КСХН	– коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі
K_c	– коефіцієнт стійкості
$K_{ш}$	– коефіцієнт шуму
МШП	– малошумлячий підсилювач
НВЧ	– надвисока частота
ПТШ	– польовий транзистор з бар'єром Шотки
СЛ	– стабілізуючий ланцюг
ADC (АЦП)	– аналого-цифровий перетворювач
LPF	– фільтр низьких частот
MOSFET	– структура польового транзистора «метал-окисел-напівпровідник

ВСТУП

Широке впровадження в промисловість мікроелектронних пристроїв НВЧ обумовлено розвитком теорії і технології виготовлення планарних інтегральних схем. Розробка ліній передачі різних типів в інтегральному виконанні дозволила створити мініатюрні пасивні базові елементи для пристроїв НВЧ з корисною відтворюваністю параметрів при групових методах виготовлення. Досягнення в області мікроелектроніки НВЧ були б неможливі без успішного розвитку напівпровідникової електроніки, що дозволило розробити принципово нові прилади діапазону НВЧ – діоди перемикачів і лавинно-пролітних, діоди Ганна, польові транзистори НВЧ із затвором Шотки і ін.

На основі мікросмужкових ліній передач, зосереджених R, L і C елементів і набору різних напівпровідникових приладів НВЧ розроблені практично усі функціональні вузли і пристрої, що мають аналоги в традиційній «дискретній» радіоелектроніці. Ведуться інтенсивні роботи із створення пристроїв на інтегральних схемах НВЧ для бортової радіотехнічної апаратури – приймально-передавальних модулів РЛС, апаратури управління і зв'язку, радіотехнічних систем з активними фазованими антенними ґратами (АФАР) та ін.

Зменшення числа роз'ємних з'єднань між окремими функціональними вузлами при конструюванні мікроелектронних блоків НВЧ дозволяє значно понизити масу і габарити апаратури, підвищити її надійність, підвищити частотні властивості пристроїв та зменшити завади, виникаючі в пристроях.

Перспективи розвитку малогабаритної моноблочної радіоелектронної апаратури багато в чому пов'язані з розвитком АФАР. Дійсно, якщо вважати, що при збільшенні обсягу виробництва знижується вартість виробів, то саме АФАР є ідеальною сферою застосування мікроелектронних пристроїв НВЧ. При цьому йдеться про проектування не лише АФАР, в котрих використовуються приймально-передавальні модулі. Успіхи в розробці

діодних фазообертачів в інтегральному виконанні забезпечують їх широке застосування і в пасивних антенних решітках, а також інтегральних НВЧ підсилювачів.

Особливістю проектування мікроелектронних пристроїв НВЧ являється поєднання спрощених методів розрахунку, вживаних на етапі попереднього опрацювання технічної пропозиції, з методами автоматизованого проектування. Ці методи дозволяють провести суворий аналіз роботи пристроїв і оптимізувати їх характеристики. Найважливішу роль при цьому грають системи автоматизованого проектування (САПР), за допомогою яких автоматизується увесь процес проектування, аж до видачі технічної документації.

Дана магістерська робота присвячена моделюванню планарних транзисторів НВЧ, розробці моделі транзисторів у надширокій смузі частот та розрахунку і проектуванню на цій основі НВЧ широкосмугових підсилювачів.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Кінцевою ціллю роботи є розробка еквівалентної схеми планарного транзистора у надширокій смузі робочих частот. Для НВЧ техніки неможливо проводити дослідження транзистора у широкій смузі частот відірвано від підсилювача в цілому. Необхідно ураховувати стійкість транзистора в підсилювальному режимі. У процесі роботи над магістерською роботою необхідно вирішити наступні завдання:

- оглянути основні типи моделей, корпусних і безкорпусних транзисторів, та прийняти рішення до межі їхнього застосування у САПР НВЧ техніки;

- встановити причини виникнення генерації та визначити співвідношення для безумовної стійкості транзисторів у схемах з спільними емітером або базою;

- оглянути методи і засоби підвищення безумовної стійкості транзисторів у широкій смузі частот;

- оглянути методи і схемотехнічні рішення реалізації інтегральних мікросхем НВЧ підсилювачів;

- розробити рекомендації по застосуванню розробленої еквівалентної схеми транзистора з СЕ у смузі частот;

- дати економічне обґрунтування доцільності даного проекту в системі ринкових відносин;

- розробити технічні та організаційні заходи по охороні праці та електробезпеки в радіотехнічній промисловості.

2 МОДЕЛІ ТРАНЗИСТОРІВ

2.1 Безструктурні моделі транзисторів

У МШП НВЧ застосовуються малошумливі транзистори, як біполярні (германієві і кремнієві), так і польові із затвором типу бар'єру Шотки (на кремнії і арсеніді галію). Германієві біполярні транзистори дозволяють отримати менший коефіцієнт шуму, чим кремнієві, проте останні більше високочастотні. Польові транзистори із затвором типу бар'єру Шотки перевершують біполярні транзистори за підсилювальними властивостями і можуть працювати на більш високих частотах, особливо арсенід-галієві транзистори. Шумові характеристики відносно на низьких частотах краще у біполярних транзисторів, а на більш високих частотах у польових. Недоліком польових транзисторів є високі вхідний і (чи) вихідний опір, що утрудняє широкопasmове узгодження.

Щоб транзистор працював в діапазоні НВЧ, потрібно сильно скоротити розміри його активних областей (особливо бази, затвора), а також мінімізувати паразитні елементи р-п-переходів і реактивності корпусу і виведень. Це, природно, пов'язано зі значними технологічними труднощами. Теоретична межа посилення біполярних транзисторів 10...15 ГГц, а польових транзисторів із затвором типу бар'єр Шотки на арсеніді галію – приблизно 90 ГГц. За прогнозами фахівців біполярні транзистори застосовуватимуться в основному на частотах до 4...5 ГГц, польові транзистори – на частотах вище 10 ГГц, а в проміжній області частот, використовуватимуться і ті, і інші транзистори.

У основу розрахунку і аналізу транзисторного МШП НВЧ має бути покладена модель транзистора. Це може бути структурна (фізична) модель, тобто еквівалентна схема транзистора, або безструктурна модель, що представляє транзистор у вигляді еквівалентного чотирьохполюсника.

Перевагою структурної моделі є висока інформативність; еквівалентна схема характеризує поведінку транзистора в діапазоні частот і дозволяє встановлювати зв'язок між її елементами і характеристиками транзистора. Безструктурна модель транзистора менш інформативна, вона строго справедлива лише на одній частоті. Для визначення частотної залежності параметрів транзистора потрібно провести виміри на різних частотах. Проте безструктурні моделі точніші, оскільки їх параметри можуть бути виміряні значно точніше, ніж параметри еквівалентної схеми.

Транзистор НВЧ як еквівалентний чотирьополіусник може бути описаний, наприклад, y - або h -параметрами, які зазвичай використовуються на нижчих частотах. Але для виміру цих параметрів необхідно забезпечити режими холостого ходу і короткого замикання, важко здійсненні на НВЧ через вплив паразитних елементів схеми. Більше підходять для його опису параметри матриці розсіювання або S -параметри, оскільки вони вимірюються в лініях з погодженими навантаженнями, що на НВЧ найпростіше реалізується.

Розрахунок МШП СВЧ прийнято проводити з використанням безструктурної моделі транзистора в S -параметрах. При необхідності безструктурна модель може бути доповнена структурною моделлю. Обидві моделі взаємозв'язані: по S -параметрам транзистора, виміряним на декількох частотах, можна визначити (чи уточнити) елементи його еквівалентної схеми, і навпаки, відома еквівалентна схема дозволяє розрахувати S -параметри на будь-якій частоті діапазону, в якому ця схема коректна.

У системі S -параметрів транзистор представляється у вигляді чотирьополіусника, включеного в лінію передачі з хвилевим опором Z_0 . Лінія погоджена з генератором (джерелом сигналу) і навантаженням, тобто опори генератора Z_g і навантаження Z_H дорівнюють хвилевому опору лінії (рис. 2.1).

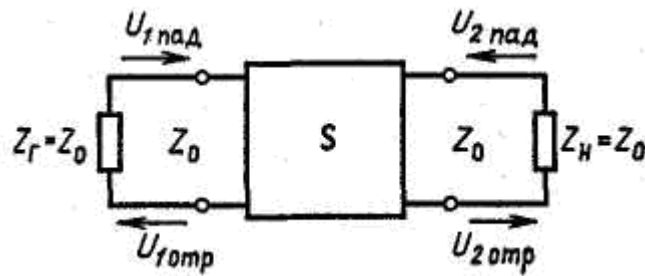


Рисунок 2.1 – До визначення S-параметрів транзистора

Чотирьополіусник в погодженій лінії передачі з хвилевим опором Z_0 .

Для визначеності приймемо $Z_0 = 50$ Ом. На вході і виході чотирьополіусника діють падаючі і відбиті хвилі напруги, що дають значення $U_{i \text{ пад}}$, $U_{i \text{ отр}}$ ($i = 1$ для входу, $i = 2$ для виходу), зв'язок між якими задається параметрами матриці розсіювання хвиль напруги (S-параметрами)

$$\begin{aligned} U_{1 \text{ отр}} &= S_{11} U_{1 \text{ пад}} + S_{12} U_{2 \text{ пад}}, \\ U_{2 \text{ отр}} &= S_{21} U_{1 \text{ пад}} + S_{22} U_{2 \text{ пад}}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Матрицю розсіювання хвиль напруги прийнято називати просто матрицею розсіювання. Параметри матриці розсіювання мають ясний фізичний сенс:

$$S_{11} = \left. \frac{U_{1 \text{ отр}}}{U_{1 \text{ пад}}} \right|_{U_{2 \text{ пад}}=0}, \quad S_{22} = \left. \frac{U_{2 \text{ отр}}}{U_{2 \text{ пад}}} \right|_{U_{1 \text{ пад}}=0}, \quad (2.2)$$

– коефіцієнти відбиття напруги від входу і виходу чотирьополіусника при узгодженні на його виході ($U_{2 \text{ пад}} = 0$) і вході ($U_{1 \text{ пад}} = 0$), відповідно;

$$S_{21} = \left. \frac{U_{2 \text{ отр}}}{U_{1 \text{ пад}}} \right|_{U_{2 \text{ пад}}=0}, \quad S_{12} = \left. \frac{U_{1 \text{ отр}}}{U_{2 \text{ пад}}} \right|_{U_{1 \text{ пад}}=0}, \quad (2.3)$$

– коефіцієнти прямої і зворотної передачі напруги, яка визначається за тих же умов.

Матриця розсіяння характеризує, чотиріполюсник, навантажений на чисто активні опори Z_0 . У реальних же підсилювачах транзистор виявляється навантаженим на опори, не лише не рівні Z_0 , але в загальному випадку комплексні. Довільно навантажений чотиріполюсник прийнято описувати параметрами матриці розсіяння хвиль потужності.

У системі S-параметрів транзистор у вигляді еквівалентного чотиріполюсника включається в загальному випадку на стику двох ліній передачі, не погоджених з генератором (джерелом сигналу) і навантаженням (рис. 2.2).

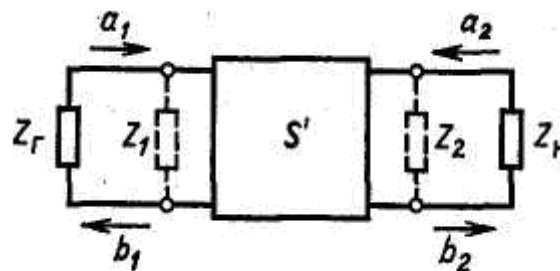


Рисунок 2.2 – До визначення параметрів неузгодженого транзистора

Чотиріполюсник в лінії передачі, що розузгодила вхідна лінія, що підводить і трансформує опір генератора Z_r в опір Z_1 в площині вхідних клем чотиріполюсника, а вихідна лінія, що підводить, – опір навантаження Z_H в опір Z_2 в площині його вихідних клем. Транзистор при цьому навантажений на опори Z_1 і Z_2 , в загальному випадку комплексні. Хвилі a_i , що падають, і відбиті b_i хвилі потужності, на вході ($i = 1$) і виході ($i = 2$) чотиріполюсника, пов'язані між собою матрицею розсіяння хвиль потужності.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

$$a_i = \frac{U_i + Z_i I_i}{2 \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \quad b_i = \frac{U_i - Z_i^* I_i}{2 \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}} \quad (i=1, 2);$$

де U_i, I_i – комплексні амплітуди напруги і струмів на вході і виході чотириполюсника;

Z_i – комплексні опори генератора ($i = 1$) і навантаження ($i = 2$) в площині вхідних і вихідних клем чотириполюсника, відповідно; зірочкою відмічені комплексно-зв'язані величини;

$$S'_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S'_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad - \text{коєфіцієнти відбиття від входу і виходу}$$

чотириполюсника при узгодженні на його виході ($a_2 = 0$) і вході ($a_1 = 0$) відповідно;

$$S'_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S'_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad - \text{коєфіцієнти прямої і зворотної передачі,}$$

визначені за тих же умов.

Комплексні величини a_i і b_i прийнято називати хвилями потужності, хоча вони мають розмірність кореня квадратного з потужності. Стосунки цих величин, тобто S' -параметри, не мають ясного фізичного сенсу. Проте введення хвиль a_i, b_i , а також матриці розсіяння S' доцільно по наступних причинах. По-перше, квадрати модулів a_i та b_i дійсно є хвилями потужності, що падають і відбиваються, а їх співвідношення є коєфіцієнтами передачі і відображення потужності. По-друге, при рівності опорів Z_i хвилевому опору Z_0 ліній передачі хвилі a_i , що підводять, b_i зводяться до нормованих хвиль напруги $U_{i\text{пад}}/\sqrt{Z_0}$ і $U_{i\text{отр}}/\sqrt{Z_0}$ відповідно, а S' -параметри співвідносяться до нормованих S параметрів.

Ненормовані S' -параметри транзистора, навантаженого на довільні опори Z_i , не можуть бути виміряні безпосередньо. Тому визначимо їх зв'язок з нормованими S -параметрами транзистора і коєфіцієнтами відбиття від його навантажень $\Gamma_i = (Z_i - Z_0) / (Z_i + Z_0)$, легко вимірюваними в погодженій лінії передачі з хвилевим опором Z_0 . Для схеми включення транзистора, показаної

на рисунку 2.3, запишемо вирази, що зв'язують хвилі потужності, що падають і відбиті, із струмами і напругою на клеммах чотирьохполосника, а також відбиті хвилі напруги з тими, що падають.

$$a_i = \frac{U_i + Z_i I_i}{2 \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \quad b_i = \frac{I_i}{2 \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}},$$

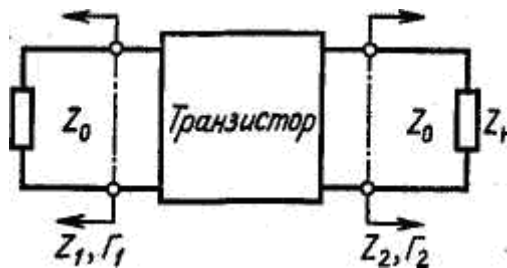


Рисунок 2.3 – До визначення зв'язку між S' і S-параметрами транзистора.

Чотирьохполосник в лінії передачі, що є розгалудженням, з хвилевим опором Z_0 :

$$\begin{aligned} U_{1\text{отр}} &= S_{11} U_{1\text{пад}} + S_{12} U_{2\text{пад}}, \\ U_{2\text{отр}} &= S_{21} U_{1\text{пад}} + S_{22} U_{2\text{пад}}, \\ U_i &= U_{i\text{пад}} + U_{i\text{отр}}, \quad I_i = \frac{1}{Z_0} (U_{i\text{пад}} - U_{i\text{отр}}), \quad i=1, 2. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Вирішивши цю систему рівнянь за допомогою орієнтованого графа, отримаємо наступні співвідношення для параметрів матриці розсіяння хвиль потужності :

$$S_{11}' = \frac{A_1^*}{A_1} \cdot \frac{S_{11} - \Gamma_1^* + \Gamma_1^* \cdot \Gamma_2 \cdot S_{22} - \Gamma_2 \cdot \Delta}{(1 - \Gamma_1 \cdot S_{11}) \cdot (\Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta)}, \quad (2.6)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^*}{A_1} \frac{S_{12} \cdot (1 - |\Gamma_1|^2)}{(1 - \Gamma_1 \cdot S_{11}) \cdot (\Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta)}, \quad (2.7)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^*}{A_2} \cdot \frac{S_{21} \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - \Gamma_1 \cdot S_{11}) \cdot (\Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta)}, \quad (2.8)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^*}{A_2} \cdot \frac{S_{22} - \Gamma_2^* + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2^* \cdot S_{11} - \Gamma_1 \cdot \Delta}{(1 - \Gamma_1 \cdot S_{11}) \cdot (\Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta)}, \quad (2.9)$$

де $\Gamma_i = (Z_i - Z_0) / (Z_i + Z_0)$, коефіцієнти відбиття від входів;

$$A_i = \frac{1 - \Gamma_i^*}{|1 - \Gamma_i|} \cdot \sqrt{(1 - |\Gamma_i|^2)}, \text{ допоміжні коефіцієнти;}$$

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}, \text{ визначник S-матриці системи рівнянь.}$$

Розраховані таким чином S'-параметри дозволяють визначати основні характеристики підсилювача. Так, номінальний коефіцієнт посилення потужності, що реалізовується, визначуваний як відношення потужності в навантаженні до номінальної потужності генератора (тобто до максимальної потужності, яку генератор може віддати в погоджений з ним зовнішній ланцюг), рівний:

$$K_{рном} = |S'_{21}|^2 = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_1|^2) \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 \cdot S_{11} - \Gamma_2 \cdot S_{22} + \Gamma_1 \cdot \Gamma_2 \cdot \Delta| \cdot 1^2}. \quad (2.10)$$

Використання S- і S'-параметрів дозволяє застосовувати для розрахунку транзисторних підсилювачів НВЧ графоаналітичні методи, що робить розрахунок наочнішим і більш точнішим. Надалі зважаючи на малі розміри транзисторів НВЧ називатимемо опір генератора в площини вхідних клем чотиріполюсника і опір навантаження в площині його вихідних клем відповідно опором генератора і навантаження в площині транзистора.

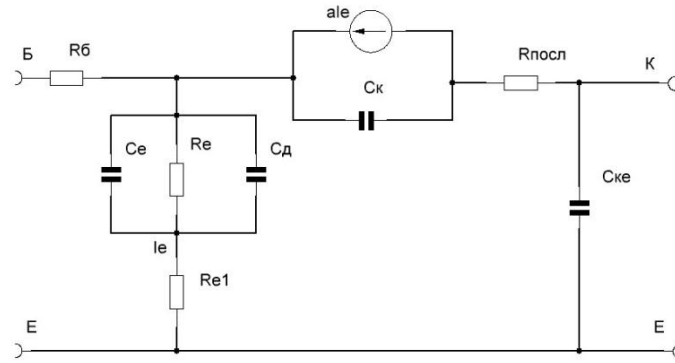
2.2 Структурні моделі транзисторів

Перевагою структурної моделі є висока інформативність; еквівалентна схема характеризує поведінку транзистора в діапазоні частот і дозволяє встановлювати зв'язок між її елементами і характеристиками транзистора. Безструктурна модель транзистора менш інформативна, вона строго справедлива лише на одній частоті. Для визначення частотної залежності параметрів транзистора потрібно провести виміри на різних частотах. Проте безструктурні моделі точніші, оскільки їх параметри можуть бути виміряні значно точніше, ніж параметри еквівалентної схеми.

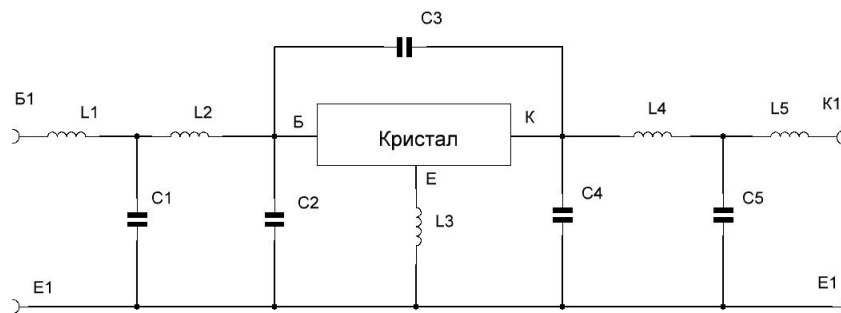
Структурні моделі оснований на представленні транзисторів у вигляді еквівалентних схем, що містять елементи з зосередженими параметрами, C , R , L – елементи.

На рисунку 2.4 а показана еквівалентна схема кристалу біполярного транзистора. Яка містить R , L , C елементи, що відповідають фізичному представленню роботи транзистора. Емітерний перехід характеризується двома ємністними складовими, C_E , бар'єрною ємністю емітерного переходу і C_D , дифузійною ємністю переходу, яка відображає проліт носіїв від еміттера. Дві складові опору R_E і R_{E1} відображають втрати просторового заряду і розподільного опору емітерного переходу. Опір $R_{Посл}$ відображає втрати енергії у просторового заряду в тілі колектора.

На рисунку 2.4 б показана еквівалентна схема корпусного біполярного транзистора, яка ураховує паразитні параметри дротиків, з'єднуючих кристал з контактними площадками корпусу транзистора L_1 і L_2 , L_3 , L_4 і L_5 – індуктивності дротиків виводів бази, емітера і колектора, відповідно, C_1 і C_2 , C_3 , C_4 і C_5 , – ємністні складові виводів бази, емітера і колектора, відповідно.



а)



б)

а) еквівалентна схема кристала, транзистора;

б) еквівалентна схема корпусного транзистора

Рисунок 2.4 – Еквівалентні схеми біполярного транзистору

Вираз для часу прольоту носіїв від емітера до колектора може бути записано в наступному розкритому виді:

$$\tau_{ек} = \frac{R_E}{\alpha_0} \cdot (C_E + C_K) + \frac{1+m \cdot \alpha_0}{\alpha_0 \cdot \omega_\alpha} + \frac{x}{2 \cdot v_L} + \frac{C_K}{\alpha_0} \cdot (R_E^1 + R_{посл}). \dots \dots (2.11)$$

Час прольоту збідненого шару колектора, визначений як $x/2v_L$, залежить від ширини збідненого шару колектора x і швидкості носіїв v_L , яка для кремнію складає $8 \cdot 10^6$ см / с. Значення x (у см) для кремнію визначається як:

$$x = 3,64 \cdot 10^3 \cdot ((V + \varphi)/N)^{0,5}, \quad (2.12)$$

де V – обратне зміщення колекторного переходу;

φ – контактна різниця потенціалів (0,75 В);

N – концентрація домішок в епітаксимальному шарі.

Максимальна робоча частота ω_T обмежується часом прольоту носіїв між емітером і колектором $\tau_{ек}$. Цей час складається з часу накопичення заряду в переході емітер – база, та часу прольоту через зону бази, часу прольоту збідненого шару колектора та часу накопичення заряду в колекторному збідненому шару. Перша і остання складові із загального часу можуть бути зменшені шляхом зменшення ємностей переходів емітер – база і колектор – база, відповідно. Це досягається зменшенням площин емітера, бази і колектора. Вираз для часу прольоту носіїв від емітера до колектора для НВЧ біполярного транзистора може бути записано в наступному вигляді:

$$\tau_{ек} = 1 / \omega_T, \quad (2.13)$$

де елементи $R_B, R_E, R_E^1, R_{посл}, C_E, C_{E1}, C_K, C_{KE}$ визначені для еквівалентної схеми кристалу біполярного НВЧ транзистора [5], показаною на рис. 2.4 а.

Коефіцієнт m визначає додатковий набіг фази, що виникає через дифузійно-дрейфовий механізм прольоту носіїв в області бази. Цей коефіцієнт може бути апроксимовано наступним співвідношенням:

$$m = 0,22 + 0,098 \cdot \eta, \quad (2.14)$$

де η – параметр електричного поля.

$$\eta = \ln(N_{BE} / N_{BK}), \quad (2.15)$$

де N_{BE} , N_{BK} – концентрації дірок у еміттерному і колекторному переходах, відповідно [5].

Гранична частота визначається виразом:

$$\omega_{\alpha} = 2,4 \cdot D / W^2 , \quad (2.16)$$

де D – коефіцієнт дифузії;

W – електрична ширина бази.

Значеннями ω_{α} , m , α_0 приблизно визначається коефіцієнт посилення по струму:

$$\alpha = \alpha_0 \cdot \frac{e^{-i\omega(\frac{m}{\omega_{\alpha}} + \frac{x}{2V_L})}}{1 + j\omega/\omega_{\alpha}} . \quad (2.17)$$

У таблиці 2.1 наведено типові значення параметрів еквівалентної схеми кристала біполярного НВЧ транзистора, призначених для застосування у малошумлячих підсилювачах і підсилювачах з великим коефіцієнтом підсилення.

Таблиця 2.1 – Типові значення параметрів еквівалентної схеми кристала біполярного НВЧ транзистора, призначених для застосування у малошумлячих підсилювачах і підсилювачах з великим коефіцієнтом підсилення

Параметр	Символ	Значення
Розподільний опір емітера, Ом	R_{E1}	8,6
Розподільний опір колектора, Ом	$R_{ПОСЛ}$	7
Опір просторового заряду емітера, Ом	R_E	0,7
Ємність переходу емітер – база, пФ	C_E	1,0
Ємність переходу колектор – база, пФ	C_K	0,005
Ємність колектор – емітер, пФ	C_{KE}	0,05
Розподільний опір бази, Ом	R_B	14,7
Коефіцієнт підсилення по струму у схемі з загальною базою для НЧ	α_0	0,99

У таблиці 2.2 наведено типові значення паразитних параметрів корпусу біполярного НВЧ транзистора.

Таблиця 2.2– Типові значення паразитних параметрів корпусу біполярного НВЧ транзистора

Елемент	Символ	Значення
Ємності між різними точками корпусу, пФ	C_1	0,060,1
	C_2	0,01–0,912
	C_3	0,001–0,003
	C_4	0,01–0,013
Ємність між входом і виходом, пФ	C_5	0,005
Індуктивності виводів між площиною відліка і краєм корпусу, нГн	L_1	0,2–0,3
	L_4	0,4–6
Індуктивності виводів золотих з'єднувальних дротів, нГн	L_2, L_3	0,2–0,5
Індуктивність золотого з'єднувального дроту емітерного вивода кристала, нГн	L_5	0,3–0,6

Параметри матриці розсіювання біполярного транзистора, відповідні еквівалентної схеми, приведеної на рис. 2.4 а, нормовані відносно опору Z_0 , для кожного виводу визначаються наступними формулами.

Коефіцієнт відбиття по входу:

$$S_{11} = \frac{(Z_{BX} - Z_0)}{(Z_{BX} + Z_0)}, \quad (2.18)$$

де

$$Z_{BX} = R + \frac{1}{(j \cdot \omega \cdot C)}; \quad (2.19)$$

$$R = R_6 + R_E + R_{E1}; \quad (2.20)$$

$$C = (\omega_T' \cdot (R_E + R_{E1}))^{-1}, \quad (2.21)$$

$$\omega'_T = \frac{\omega}{1 + \frac{\omega_T \cdot C_K \cdot Z_0}{\alpha_0}} \quad (2.22)$$

Коефіцієнт відбиття по виходу:

$$S_{22} = \frac{(Z_{\text{ВИХ}} - Z_0)}{(Z_{\text{ВИХ}} + Z_0)} \quad (2.23)$$

$$\text{де } Z_{\text{ВИХ}} = \frac{R_0}{(1 + j \cdot \omega \cdot R_0 \cdot C_0)} \quad (2.24)$$

$$R_0 = (\omega_T \cdot C_K)^{-1} \quad (2.25)$$

$$C_0 = C_{KE} + \frac{C_K}{1 + m \cdot \alpha_0} \quad (2.26)$$

Коефіцієнт зворотної передачі:

$$|S_{12}| = \frac{2 \cdot Z_0 \cdot (R_E + R_{E1}) \cdot \sqrt{1 + \frac{R_{E1}}{R_E}}}{(R + Z_0) \cdot (R_0 + Z_0) \cdot \sqrt{1 + (\omega \cdot T_0)^2}} \quad (2.27)$$

$$\arg S_{12} = \arctg(\omega \cdot T_0) \quad (2.28)$$

$$\text{де } T_0 = \frac{1}{\omega_\alpha} + C_E \cdot R_E \quad (2.29)$$

Коефіцієнт прямої передачі:

$$|S_{21}| = \frac{2 \cdot Z_0 \cdot \omega'_T}{\omega \cdot (R + Z_0)} \quad (2.30)$$

$$\arg S_{21} = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{-1}{\omega \cdot C(R + Z_0)}\right) - \arctg(\omega \cdot T_d) \quad (2.31)$$

де
$$C = (\omega'_T \cdot (R_E + R_{E1}))^{-1}; \quad (2.32)$$

$$T_d = \frac{m}{\omega_\alpha} + \frac{x}{2 \cdot v_L} + \frac{C_K}{\alpha_0} \cdot (R_E + R_{E1}). \quad (2.33)$$

На рисунку 2.5 наведена еквівалентна схема НВЧ біполярного транзистора, типу КТ 643, яка має досить достатню точність зовнішніх характеристик $\leq 5\%$ у діапазоні частот 1-7 ГГц [10].

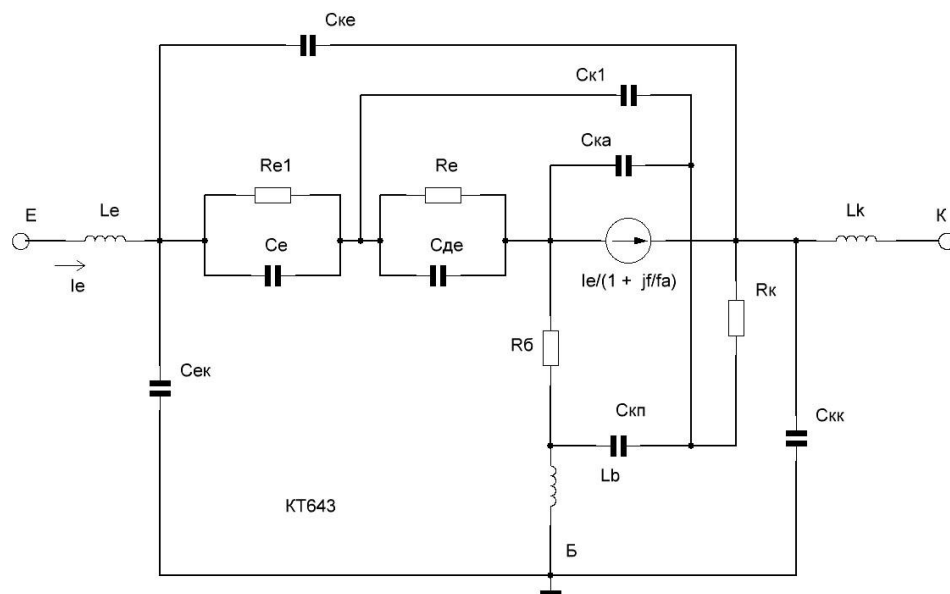


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема біполярного НВЧ транзистора, КТ 643

На рисунку 2.6 наведена повна еквівалентна схема НВЧ біполярного планарного транзистора, яка має достатню точність зовнішніх характеристик $\leq 7\%$ у діапазоні частот 1-11 ГГц [10]. На розширення смуги частот впливають смугові фільтри, другого порядку, утворені L, C елементами, моделюючих виводи транзистора для малого сигналу.

2.3 Широкопasmові моделі

На рисунку 2.6 приведена повна еквівалентна схема планарного НВЧ транзистора з урахуванням всіх паразитних елементів корпусу транзистора.

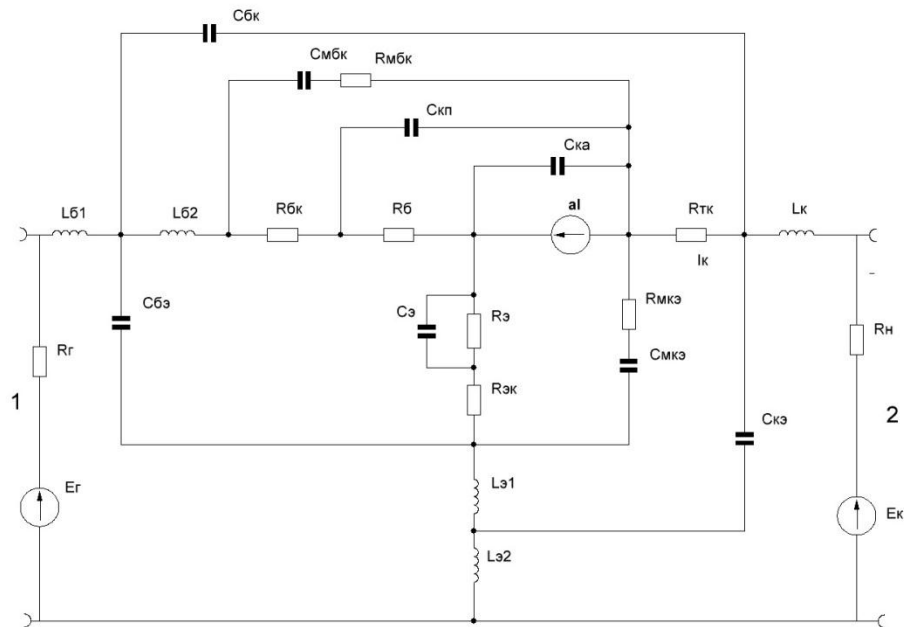


Рисунок 2.6 – Повна малосигнальна еквівалентна схема планарного НВЧ транзистора

Пояснимо перелік елементів еквівалентної схеми, згідно виконання їхніх фізичних функцій:

- $R_{бк}$ – опір базового контакту;
- $R_{б}$ – сумарний опір області бази;
- $R_{э}$ – диференціальний опір емітерного переходу;
- $R_{эк}$ – опір емітерного контакту;
- $R_{тк}$ – опір тіла колектора;
- $R_{мкэ}$ – опір втрат в ланцюзі ємності металізації емітера;
- $R_{мбк}$ – опір втрат в ланцюзі металізації база– колектора;
- $C_{э}$ – бар'єрна ємність емітерного переходу;
- $C_{мкэ}$ – ємність металізації емітера (відносно колектора);

- $C_{мбк}$ – ємність металізації бази (відносно колектора);
- $C_{кп}$ – пасивна складова ємності колекторного переходу;
- $C_{ка}$ – активна складова ємності колекторного переходу;
- $C_{бк}$ – ємність між виводами бази і колектора;
- $C_{бэ}$ – ємність між виводами бази і емітера;
- $C_{кэ}$ – ємність між виводами колектора і емітера;
- $L_{б1}$ – індуктивність сполученого дроту вивода бази з кристалом;
- $L_{б2}$ – індуктивність вивода бази;
- $L_{э1}$ – індуктивність вивода емітера;
- $L_{э2}$ – індуктивність сполученого дроту вивода емітера з кристалом;
- $L_{к}$ – індуктивність вивода колектора.

Деякі моделі ураховують електромагнітний зв'язок між паразитними індуктивностями дротиків виводів корпусу транзистора.

Пронумеруємо вузли еквівалентної схеми зліва направо, зверху вниз.

Запишемо формули провідностей між вузлами схеми:

$$Y_{11} = \frac{1}{(R_r + j \cdot \omega \cdot L_б)} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_б} + j \cdot \omega \cdot (C_{бк} + C_{бэ}), \quad (2.34)$$

$$Y_{12} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_б}, \quad (2.35)$$

$$Y_{16} = -j \cdot \omega \cdot C_{бэ}, \quad (2.36)$$

$$Y_{18} = -j \cdot \omega \cdot C_{бк}, \quad (2.37)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{R_{бк}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_б} + \frac{j \cdot \omega \cdot C_{мбк}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{мбк} \cdot R_{мбк}}, \quad (2.38)$$

$$Y_{23} = -\frac{1}{R_{бк}}, \quad (2.39)$$

$$Y_{27} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{M6K}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{M6K} \cdot R_{M6K}}, \quad (2.40)$$

$$Y_{33} = \frac{1}{R_{6K}} + \frac{1}{R_6} + j \cdot \omega \cdot C_{KII}, \quad (2.41)$$

$$Y_{34} = -\frac{1}{R_6}, \quad (2.42)$$

$$Y_{37} = -j \cdot \omega \cdot C_{KII}, \quad (2.43)$$

$$Y_{44} = -\frac{1}{R_6} + \frac{1 - \alpha}{R_{\text{ЭК}} + \frac{R_3}{1 + j \cdot \omega \cdot C_3 \cdot R_3}} + j \cdot \omega \cdot C_{KA}, \quad (2.44)$$

$$Y_{45} = -\frac{1 - \alpha}{R_{\text{ЭК}} + \frac{R_3}{1 + j \cdot \omega \cdot C_3 \cdot R_3}}, \quad (2.45)$$

$$Y_{47} = -j \cdot \omega \cdot C_{KA}, \quad (2.46)$$

$$Y_{54} = -\frac{1}{R_{\text{ЭК}} + \frac{R_3}{1 + j \cdot \omega \cdot C_3 \cdot R_3}}, \quad (2.47)$$

$$Y_{55} = \frac{1}{R_{\text{ЭК}} + \frac{R_3}{1 + j \cdot \omega \cdot C_3 \cdot R_3}} + \frac{j \cdot \omega \cdot C_{MK3}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{MK3} \cdot R_{MK3}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_3}, \quad (2.48)$$

$$Y_{56} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_3}, \quad (2.49)$$

$$Y_{57} = -\frac{j \cdot \omega \cdot C_{MK3}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{MK3} \cdot R_{MK3}}, \quad (2.50)$$

$$Y_{66} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_{31}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_{32}} + j \cdot \omega \cdot C_{63} + j \cdot \omega \cdot C_{K3}, \quad (2.51)$$

$$Y_{68} = -j \cdot \omega \cdot C_{кэ}, \quad (2.52)$$

$$Y_{74} = \frac{\alpha}{R_{эк} + \frac{R_э}{1 + j \cdot \omega \cdot C_э \cdot R_э}} - j \cdot \omega \cdot C_{ка}, \quad (2.53)$$

$$Y_{75} = -\frac{\alpha}{R_{эк} + \frac{R_э}{1 + j \cdot \omega \cdot C_э \cdot R_э}} - \frac{j \cdot \omega \cdot C_{мкэ}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{мкэ} \cdot R_{мкэ}} \quad (2.54)$$

$$Y_{77} = \frac{1}{R_{тк}} + \frac{j \cdot \omega \cdot C_{мкэ}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{мкэ} \cdot R_{мкэ}} + \frac{j \cdot \omega \cdot C_{мбк}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{мбк} \cdot R_{мбк}} + j \cdot \omega \cdot C_{ка} + j \cdot \omega \cdot C_{кп}, \quad (2.55)$$

$$Y_{78} = -\frac{1}{R_{тк}}, \quad (2.56)$$

$$Y_{88} = \frac{1}{R_{тк}} + \frac{1}{R_{н} + j \cdot \omega \cdot L_{к}} + j \cdot \omega \cdot C_{кэ} + j \cdot \omega \cdot C_{бк}. \quad (2.57)$$

Взаємозв'язок між елементами Y -матриці та елементами нормованої S -матриці описується наступним співвідношенням:

$$\{S\} = \sqrt{\{Z_0\} \cdot (\{Y_0\} - \{Y\}) / (\{Y_0\} + \{Y\})} \cdot \sqrt{\{Y_0\}}, \quad (2.42)$$

де $\{Y_0\}$ – діагональна матриця нормуючих провідностей різних входів з елементами діагоналі рівними $1/Z_{0i}$;

$\{Y\}$ – повна матриця провідностей еквівалентної схеми транзистора.

Широкополосні моделі відрізняються наявністю узгоджуючих ланцюгів з дисипативними утратами, для вирівнювання амплітудно-частотної характеристики підсилувача. У багатооктавній амплітудно-частотній характеристиці існує багато резонансних викидів, які істотно погіршують загальний вид характеристики. У зв'язку з тим дуже привабливим стає застосування в узгоджуючих ланцюгах короткозамкнених шлейфів, навантажених варакторами або комутаційними діодами, які із зміною частоти змінюють вхідний імпеданс узгоджуючого шлейфа.

3 СТІЙКІСТЬ НВЧ ТРАНЗИСТОРНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

3.1 Схеми включення транзисторів

У малошумлячих підсилювачах НВЧ на біполярних транзисторах переважно використовуються схеми включення із загальним емітером (ЗЕ), оскільки смороді безумовно стійкі в широкій області частот. Транзистори із загальною базою (ЗБ) у більшій частині частотного діапазону потенційно нестійкі (мають коефіцієнт стійкості k_y менше одиниці). У підсилювачах на транзисторах з ЗБ (при $k_y < 1$) може бути отримано значно більше посилення, ніж в схемах з ЗЕ. Проте збільшення посилення пов'язане із звуженням смуги пропускання і зменшенням запасу стійкості підсилювача. Крім того, великі коефіцієнти посилення можуть бути реалізовані лише при великих опорах вихідного навантаження, а це ускладнює створення ланцюгів, що погоджують, призначених для роботи в діапазоні частот.

Гідністю схеми з ЗБ являється слабка залежність коефіцієнта посилення від частоти. Проте в широкосмугових підсилювачах схема з ЗБ не застосовується з указаних причин (через нестійкості транзистора і труднощів трансформації навантажень в широкому частотному діапазоні). У широкосмугових підсилювачах доцільно використати транзистори з ЗЕ, а у вузькосмугових – з ЗЕ і ЗБ, причому транзистори з ЗБ (при $k_y < 1$) дозволяють отримати значно вужчі смуги пропускання, чим безумовно стійкі транзистори з ЗЕ.

Структурна схема вузькосмугового підсилювача, представлена на рисунку 3.1, є простою: вона містить пасивні ланцюги, які служать лише для трансформації опорів (ланцюги, що погоджують). У загальному випадку до складу вузькосмугового підсилювача можуть входити додаткові пасивні ланцюги, призначені для формування необхідної смуги пропускання і забезпечення стійкості підсилювача за межами робочої смуги (стабілізуючі ланцюги з дисипативними втратами).

Проблема формування смуги пропускання є дуже важливою при розробці вузькосмугових підсилювачів, оскільки транзистори НВЧ активні в широкій смузі частот. Сформувати необхідну смугу пропускання можливо, наприклад, за допомогою фільтру зосередженої селекції (ФЗС), включеного на вході або виході транзистора. ФЗС на вході послабляє дію перешкоди, запобігає нелінійним спотворенням, обумовленим її взаємодією з сигналом, і тим самим підвищує завадостійкість підсилювача. Проте фільтр, включений на вході, вносить в підсилювач додаткові втрати і збільшує його коефіцієнт шуму. Втрати фільтру на центральній частоті смуги пропускання тим більше, чим смуга вуже. До ФЗС на вході пред'являються жорсткіші вимоги, ніж до фільтру, включеного на виході транзистора. Як правило, ФЗС погоджують з лінією передачі, тому взаємний вплив транзистора і фільтру в смузі пропускання підсилювача при розрахунках можна не враховувати. Інший можливий спосіб формування смуги пропускання – за допомогою реактивних ланцюгів, що включаються послідовно з транзистором; при цьому можуть використовуватися і ланцюги з негативним зворотнім зв'язком.

За межами робочої смуги в області потенційної нестійкості підсилювач може збудитися. Для відвертання цього в схему підсилювача включають стабілізуючі ланцюги з втратами, які не роблять впливу на його роботу в смузі пропускання і шунтують транзистор (навантажують на опір, близький хвилевим опорам ліній, що підводять) в областях потенційної нестійкості.

Відмітимо, що такі функції, як узгодження опорів, формування смуги пропускання і забезпечення стійкості підсилювача, можуть виконуватися не лише різними пасивними ланцюгами, але і один ланцюг може використовуватися для виконання функцій.

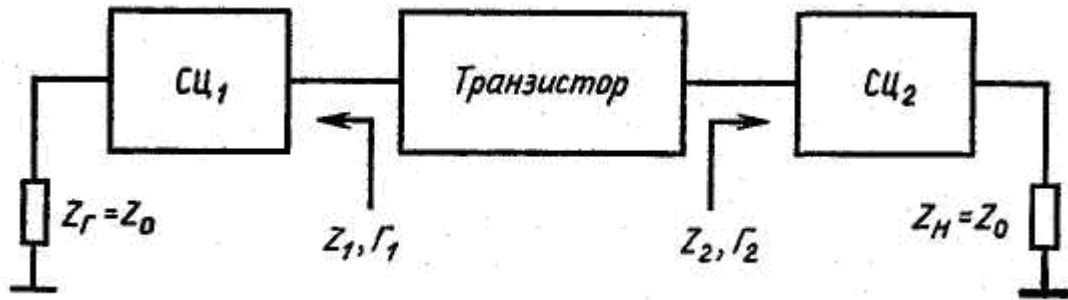


Рисунок 3.1 – Структурна схема однокаскадного підсилювача

3.2 Розрахунок транзисторних підсилювачів НВЧ

Транзисторний підсилювач НВЧ може забезпечити задані зовнішні електричні характеристики, якщо транзистор правильно навантажений, т. б. якщо опори джерела сигналу і навантаження в площині транзистора мають цілком певні значення. Опори реальних джерел сигналу і навантаження, як правило, рівні 50 Ом, тому підсилювач повинен включати ланцюги, що погоджують, режим навантаження здійснюють трансформацію опорів. Відповідно до цього структурна схема підсилювача може бути представлена у виді, зображеному на рисунку 3.1. Тут СЦ₁ і СЦ₂ – ланцюги, що погоджують, на входи і виходи підсилювача, причому СЦ₁ трансформує опір реального джерела сигналу $Z_r = Z_0$ в опір Z_1 в площині вхідного вивода транзистора, а СЦ₂ трансформує $Z_H = Z_0$ в опір Z_2 , в площині вихідного виводу транзистора.

При розрахунку транзисторного підсилювача НВЧ слід звертати увагу на забезпечення його стійкості. Стійкість підсилювача визначається S-параметрами транзистора і опорами, на які він навантажений. На порівняних низьких частотах транзистор має виражені невзаємні властивості і підсилювач на такому приладі працює стійко. У діапазоні НВЧ транзистор значною мірою втрачає властивість невзаємності через наявність паразитних зворотних зв'язків (як внутрішніх, так і зовнішніх), тому при деяких опорах

джерела сигналу і навантаження в площині транзистора підсилювач може збудитися.

Самозбудження підсилювача можливе лише у разі, коли активна складова вхідного і (чи) вихідного опору транзистора стає негативною. Негативному активному опору відповідає коефіцієнт відображення, модуль якого більше одиниці. Так, якщо негативною є активна складова вхідного опору транзистора, то $|S'_{11}| > 1$, а якщо вихідного, то $|S'_{22}| > 1$. Вхідний опір транзистора залежить від опору його вихідного навантаження, а вихідний – від вхідного опору.

Введемо поняття безумовної (чи абсолютної) і умовної стійкості підсилювача. Підсилювач вважається безумовно стійким в заданому діапазоні частот, якщо він не збуджується в цьому діапазоні при будь-яких опорах пасивних зовнішніх навантажень (Z_1 і Z_2 на рис. 3.1). Якщо існують навантаження, здатні привести підсилювач до самозбудження, то він є умовно стійким (чи потенційно стійким, або потенційно нестійким). У безумовно стійкому підсилювачі активні складові вхідного і вихідного опорів транзистора повинні залишатися позитивними при будь-яких опорах навантажень Z_1 і Z_2 , відповідно, якщо активні складові останніх також позитивні. Це можна представити у вигляді $|S'_{11}| < 1$ при $|\Gamma_2| < 1$; $|S'_{22}| < 1$ при $|\Gamma_1| < 1$.

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \quad \Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}. \quad (3.1)$$

Підставляючи сюди вирази (2.1) і (2.4) і аналізуючи отримані нерівності, можна показати, що для безумовної стійкості підсилювача необхідно і достатньо виконання наступних співвідношень:

$$|S_{12} \cdot S_{21}| \leq 1 - |S_{11}|^2, \quad (3.2)$$

$$|S_{12} \cdot S_{21}| \leq 1 - |S_{22}|^2, \quad (3.3)$$

$$2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}| \leq 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2, \quad (3.4)$$

де $\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$, визначник S -матриці.

Останню нерівність (3.4) прийнято записувати у аналітичному вигляді $k_y > 1$, називається коефіцієнтом стійкості (відмітимо, що k_y – інваріантний коефіцієнт стійкості, оскільки не залежить від системи матричних параметрів, в якій він визначається).

$$K_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|}. \quad (3.5)$$

Умова $k_y > 1$, що є необхідним, але недостатньою умовою безумовної стійкості підсилювача, означає, що можливе одночасне комплексно-зв'язане узгодження на вході і виході транзистора. При $k_y < 1$ транзистор можна погоджувати тільки з одного боку. Випадок $k_y = 1$ є граничним, коли двостороннє узгодження можливе.

Умови безумовної стійкості іноді записують у вигляді:

$$k_y \geq 1, B_1 > 0, B_2 > 0, \quad (3.6)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \quad (3.7)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2. \quad (3.8)$$

Проте така форма запису, хоча і зручна при аналізі стійкості підсилювача і користуванні розрахунковими формулами, не є обґрунтованою. Доведено, що якщо перше з нерівностей (3.6) виконується, то завжди $B_2 > 0$, а при виконанні другої нерівності завжди $B_1 > 0$. Зворотнє

ж твердження несправедливе, тобто. V_1 і V_2 можуть бути позитивними і при порушенні відповідних нерівностей (3.7, 3.8). Порушення будь-якого з нерівностей (3.6, 3.8) робить підсилювач потенційно нестійким, тобто при певних опорах джерела сигналу і навантаження він може збудитися.

У разі потенційно нестійкого підсилювача важливо визначити області допустимих опорів вхідного і вихідного навантажень в площини транзистора, при яких підсилювач працюватиме стійко. Якщо вихідне (вхідна) навантаження вибране правильно, то активна складова вхідного (вихідного) опору транзистора буде позитивною і модуль коефіцієнта відбиття від його входу (виходу) менше одиниці, $|S_{11}| < 1$, $|S_{22}| < 1$.

Відомо, що усі можливі опори пасивного навантаження і відповідні коефіцієнти відбиття ув'язнені усередині кругової діаграми повних опорів (провідності). Умовимося називати кругову діаграму, що відноситься до вхідного (вихідний) навантаження, площиною вхідного (вихідного) навантаження. На сучасному етапі розвитку техніки НВЧ розробники та проєктанти незастосовують кругові діаграми для знаходження необхідних значень опорів джерел і навантаження, але ці діаграми наочно демонструють як змінюються опори джерел і навантаження при зміні частотних діапазонів.

3.3 Розрахунок вузькосмугових підсилювачів графо-аналітичним методом

Розрахунок підсилювача розпочинається з вибору транзистора, схеми його включення і визначення (виміри) S-параметрів транзистора в умовах, максимально наближених до реальних. Підсилювач з вузькою смугою пропускання, що не перевищує декількох відсотків, розраховується на центральній частоті робочого діапазону. Визначаються його стійкість, коефіцієнт посилення потужності, коефіцієнт шуму і амплітудно-частотна характеристика.

За відомими S-параметрами транзистора з допомогою формули (3.5)

обчислюють коефіцієнт стійкості k_y . При $k_y < 1$ підсилювач потенційно нестійкий. Якщо $k_y > 1$, перевіряють, чи виконуються інші дві нерівності умов (3.3, 3.4). При порушенні хоч би одного з них підсилювач також потенційно нестійкий. Крім того, по формулах (3.7), (3.8) розраховують допоміжні параметри транзистора B_1 і B_2 і перевіряють відповідність умов (3.4) умовам (3.7). Якщо така відповідність є, співвідношення (3.4) надалі можна використати в якості умов безумовної стійкості підсилювача.

Розрахунок підсилювача на заданий коефіцієнт посилення потужності включає наступні етапи:

– визначення опорів джерела сигналу Z_1 і навантаження Z_2 в площини транзистора, при яких забезпечується цей коефіцієнт посилення;

– розрахунок ланцюгів (СЦ₁ і СЦ₂), що погоджують, трансформують опори Z_r і Z_n реальних джерела сигналу і навантаження (як правило, $Z_r = Z_n = Z_0$ Ом) відповідно в опори Z_1 і Z_2 в площині транзистора.

Режим двостороннього узгодження при $k_y > 1$. При одночасному узгодженні на вході і виході транзистора коефіцієнт посилення потужності безумовно стійкого підсилювача ($B_i > 0$) виходить максимальним ($K_{p_{max}}$), а потенційно нестійкого ($B_i < 0$) – мінімальним ($K_{p_{min}}$). Визначимо опори джерела сигналу і навантаження в площини транзистора, при яких реалізується режим двостороннього узгодження, і отримаємо вираз для коефіцієнтів посилення в цьому режимі.

З фізичних міркувань ясно, що при двосторонньому узгодженні модулі коефіцієнтів відображення на вході і виході навантаженого транзистора дорівнюють нулю, тобто $|S'_{11}| = 0$, $|S'_{22}| = 0$. Прирівняємо нулю модулі виразів (2.6) і (2.9) і вирішимо цю систему рівнянь відносно коефіцієнтів відбиття від навантажень в площині транзистора:

$$\Gamma_{1m} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2 \cdot C_1}, \quad (3.10)$$

$$\Gamma_{2m} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2 \cdot C_2}. \quad (3.11)$$

де B_1, B_2, C_1, C_2 визначаються формулами (3.8), (3.9), (3.12);

$$C_i = S_{ii} - \Delta \cdot S_{ii}^*. \quad (3.12)$$

Знак мінус перед радикалами відповідає випадку $V_i > 0$, знак плюс у випадку $V_i < 0$. З виразів (3.10) і (3.11) виходить, що при двосторонньому узгодженні коефіцієнти відбиття, Γ_1 і Γ_2 пов'язані між собою співвідношеннями:

$$\Gamma_{1m} = \left(\frac{S_{11} - \Gamma_{2m} \cdot \Delta}{1 - \Gamma_{2m} \cdot S_{22}} \right)^*, \quad (3.13)$$

$$\Gamma_{2m} = \left(\frac{S_{22} - \Gamma_{1m} \cdot \Delta}{1 - \Gamma_{1m} \cdot S_{11}} \right)^*. \quad (3.14)$$

Помітимо, що співвідношення (3.13) і (3.14) в принципі можна використати незалежно один від одного, оскільки (1.16) описує зв'язок між коефіцієнтами відбиття з урахуванням узгодження тільки на вході транзистора (узгодження на виході при цьому може і не бути, а (3.14) відбиває наявність узгодження тільки на виході транзистора. По відомих коефіцієнтах відображення від навантажень в площині транзистора можна визначити опори навантажень по наступній формулі:

$$Z_{im} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_{im}}{1 - \Gamma_{im}}. \quad (3.15)$$

Вхідний $Z_{ВХ}$ і вихідний $Z_{ВИХ}$ опори транзистора при навантаженнях Z_{1m} і Z_{2m} , що забезпечують режим двостороннього узгодження, рівні:

$$Z_{\text{ВХ}} = Z_{1\text{м}}^*, Z_{\text{ВЫХ}} = Z_{2\text{м}}^*.$$

Знайдемо тепер коефіцієнт посилення потужності при двосторонньому узгодженні, для чого підставимо у формулу (1.6) вираження (3.13) і (3.14) для коефіцієнтів відбиття $\Gamma_{1\text{м}}$ і $\Gamma_{2\text{м}}$. В результаті отримаємо:

– для безумовно стійкого підсилювача ($B_i > 0$):

$$K_{P\text{MAX}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot (K_y - \sqrt{K_y^2 - 1}) . \quad (3.16)$$

– для умовно стійкого підсилювача ($B_i < 0$):

$$K_{P\text{MIN}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot (K_y + \sqrt{K_y^2 - 1}) . \quad (3.17)$$

Зі змінами коефіцієнта стійкості K_y коефіцієнт посилення $K_{p\text{max}}$ безумовно стійкого підсилювача зростає і при $k_y = 1$ досягає найбільшого значення $K_{p\text{max}} = |S_{21}/S_{12}|$.

Нехай у безумовно стійкому підсилювачі треба отримати коефіцієнт посилення потужності K_p , менший максимального $K_{p\text{max}}$, визначуваного співвідношенням (3.16). Зменшення коефіцієнта посилення можна добитися, вводячи розузгодження на вході і (чи) виході транзистора.

Практично, узгодження на вході зберігають, а потрібний коефіцієнт посилення отримують за допомогою вихідного навантаження. Усі опори навантаження, що забезпечують необхідний коефіцієнт посилення за умови узгодження на інших клеммах транзистора, лежать на колі, що називається колом постійного посилення.

3.4 Погоджувальні ланцюги

Після визначення опорів навантажень Z_1 і Z_2 в площині транзистора, що забезпечують заданий коефіцієнт посилення, потрібно розрахувати ланцюги СЦ₁ і СЦ₂ (рис. 3.1), що погоджують, які трансформують опори реальних джерела сигналу (генератора) Z_G і навантаження Z_H (як правило, рівні $Z_0 = 50$ Ом) в опори Z_1 і Z_2 . У вузькосмугових підсилювачах, де найважливішим параметром є коефіцієнт шуму, основною вимогою, що пред'являється до ланцюгів, що погоджують, є мінімальність активних втрат. Ланцюги без втрат, як відомо, не є джерелом шуму, тому ланцюги, що погоджують, будують на реактивних елементах із зосередженими і розподіленими параметрами: індуктивностях, ємностях, відрізках МПЛ. Основні елементи ланцюгів, що погоджують, на МПЛ – це відрізок однородної лінії відносною довжиною l / λ (де λ – довжина хвилі в лінії), та шлейфи, короткозамкнутий і розімкнений відрізки ліній. Методики і приклади розрахунку ланцюгів, що погоджують, приведені у багатьох опублікованих роботах.[2], [16].

Методи синтезу ланцюгів, що погоджують, залежать від необхідної смуги пропускання і поведінки транзистора в цій смузі.

У вузькосмугових підсилювачах із смугою пропускання менше октави, в яких спадом підсилювальних властивостей транзистора в робочій смузі можна нехтувати, зазвичай визначальним параметром є коефіцієнт шуму, тому основною вимогою до ланцюгів, що погоджують, є мінімальність активних втрат. Для мінімізації загасання, що вноситься, вибирають схеми з можливо меншим числом використовуваних реактивних елементів і топологією, при якій загальна протяжність ланцюгів буде найменшою. Приклади ланцюгів наведені на рис. 3.2.

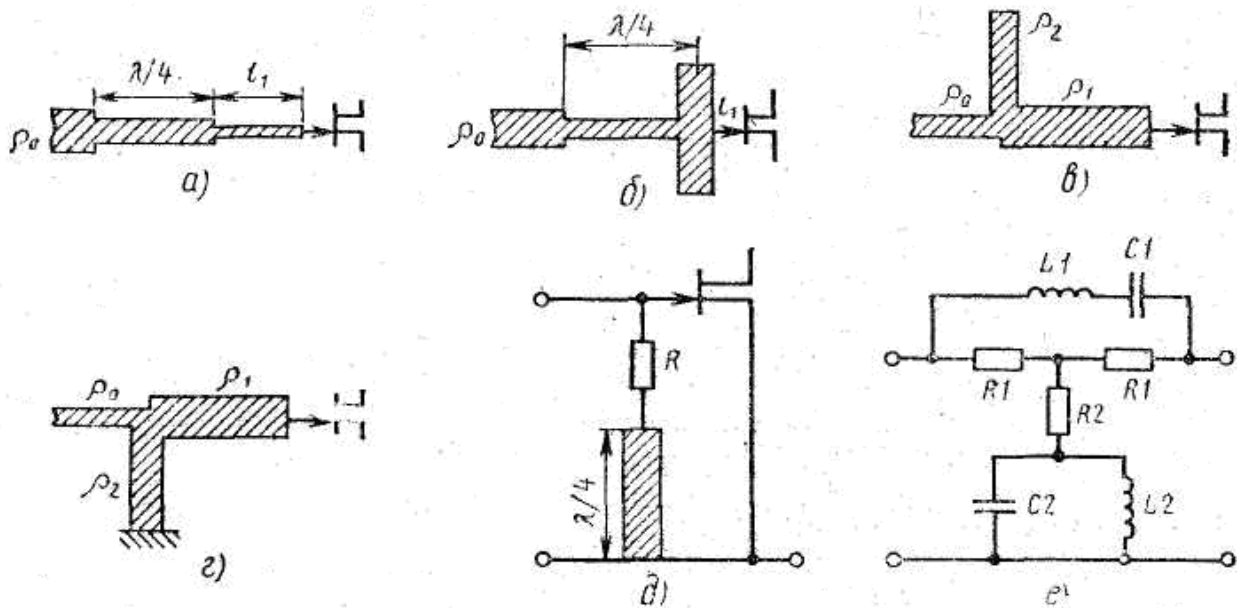


Рисунок 3.2 – Структури простих ланцюгів, що погоджують (а, б, в, г) і дисипативних вирівнюючих (д, е) ланцюгів

На частотах нижче 2...3 ГГц для вузьких смуг пропускання ланцюги, що погоджують, можна реалізувати у вигляді поодиноких контурів з резонансною частотою, відповідній робочій частоті підсилувача. Якщо вхідні або вихідні опори представити паралельно сполученими R і C , то смугу, в межах якої виконуються умови узгодження, можна рахувати рівною $\Pi = 2 / R \cdot C$. При проектуванні ланцюгів вузькосмугових підсилувачів, що погоджують, часто застосовують метод, ґрунтований на використанні трансформуючих властивостей відрізків ліній або їх еквівалентів на зосереджених елементах. Схема на рисунку 3.2 а застосовується на частотах, де вхідний повний опір транзистора є ємнісним, а схема на рисунку 3.2 б – на частотах, де повний опір індуктивний. У таких схемах на центральній частоті реактивна складова повного вхідного опору компенсується реактивністю лінії l_1 , а потім виконується необхідне узгодження з опором лінії, що підводить, за допомогою чвертьхвильового трансформатора.

За допомогою двохшлейфових трансформаторів як з короткозамкнутим, так і з розімкненим паралельно включеними шлейфами (рис. 3.2 в, г) можна

забезпечити точне узгодження з будь-яким навантаженням. Довжини шлейфів таких трансформаторів визначаються про допомогою простих графічних побудов на круговій діаграмі повних опорів [27], або аналітичними методами по формулам (3.13-3.15).

При синтезі ланцюгів, що погоджують, для досить широкосмугових підсилювачів необхідно враховувати спад посилення транзистора з частотою. Компенсація спаду посилення транзистора в діапазоні частот може здійснюватися узгодженням транзистора тільки на верхньому краю смуги збільшенням розузгодження у міру зменшення частоти. Але при цьому можливе самозбудження через наявність розгалудження, тому тут потрібний точний аналіз стійкості в усій смузі частот.

Засобом, вільним від цього недоліку, є введення між каскадами вирівнюючих схем з дисипативними втратами, які повинні зростати зі зменшенням частоти. Дисипативні вирівнюючі ланцюги розраховують так, щоб забезпечувалися потрібний K_p в діапазоні робочих частот, малий КСВН і стійкість в області частот, де транзистор потенційно нестійкий.

При помірно широких смугах пропускання (1...2 октав) функції узгодження і вирівнювання посилення зазвичай виконують різні ланцюги, в простому випадку з резистора і шунтуючого шлейфу (рис. 3.2 д). Чвертьхвильова довжина шлейфу вибирається на верхній частоті смуги, тому такий ланцюг не зменшує посилення на високих частотах. На низькочастотному кінці смуги ланцюг знижує вхідну добротність і стабілізує роботу транзистора.

В дійсний час дуже широко застосовуються машинні методи синтезу узгоджувальних ланцюгів, програмні комплекси САПР НВЧ, такі як Microcap-5, Microwave Office, CADFEKO, PICAD, Orcad-2 надають можливість досить швидко отримати результат і безліч варіантів узгоджувальних ланцюгів у будь-якому діапазоні частот.

4 РЕАЛІЗАЦІЯ МШП ПІДСИЛЮВАЧІВ

4.1 Приклад розрахунку вузькосмугових підсилювачів

Для розрахунку розглянемо однокаскадний підсилювач на транзисторі КТ 3115, включеному за схемою із загальним емітером, призначені для роботи на частотах 1 і 2,25 ГГц. Схема підсилювача приведена на рисунку 4.1. Значення S-параметрів транзистора на цих частотах приведені на рисунку 4.2. Розрахунок узгоджуючих ланцюгів проведемо тільки аналітичним методом без допомоги кругової діаграми імпедансів.

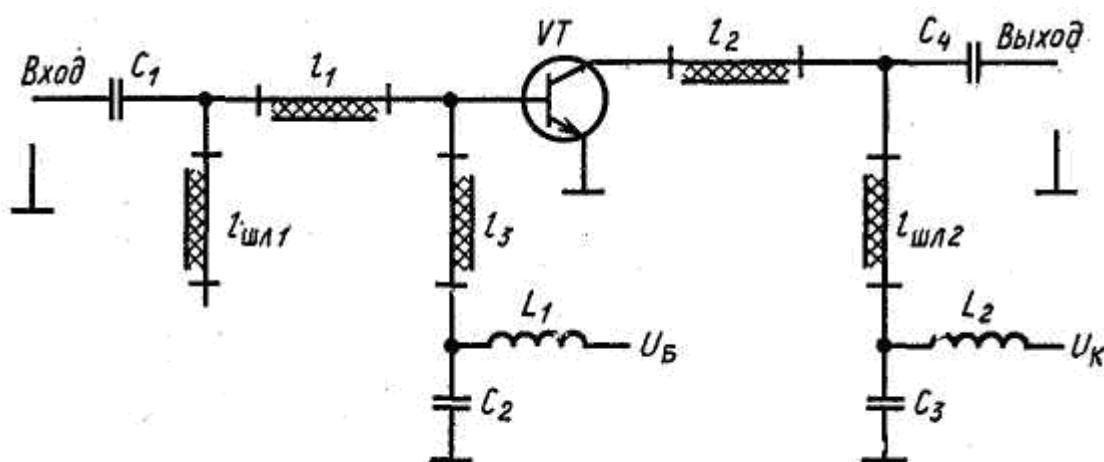


Рисунок 4.1 – Принципова електрична схема однокаскадного транзисторного підсилювача НВЧ

Частота, ГГц	$ S_{11} $	φ_{S11}	$ S_{12} $	φ_{S12}	$ S_{21} $	φ_{S21}	$ S_{22} $	φ_{S22}
1,0	0,39	-111°	0,044	46,5°	5,31	102°	0,74	-30°
2,25	0,27	-165°	0,065	40,5°	2,81	61,5°	0,63	-37°

Рисунок 4.2 – S-параметри транзистора КТ 3115

На рисунку 4.3 зображено характеристики транзистора КТ 31І5 при $U_{кб} = 7 \text{ В}$, $f = 5 \text{ ГГц}$.

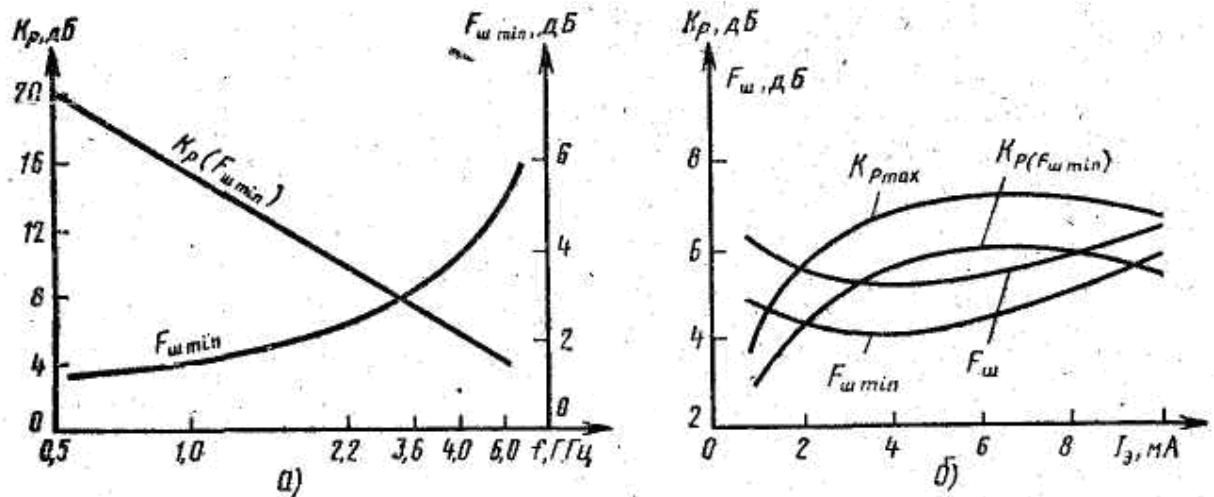


Рисунок 4.3 – Характеристики транзистора КТ 31І5 при $U_{кб}=7 \text{ В}$, $f = 5 \text{ ГГц}$

Розрахуємо спочатку вузькосмуговий підсилювач, центральна частота якого дорівнює 2,25 ГГц.

Визначимо допоміжні параметри транзистора і провірямо його стійкість:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0,166 e^{-j136,17^\circ};$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* = 0,246 e^{j172,22^\circ};$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* = 0,613 e^{-j40,82^\circ};$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0,369;$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2, \text{ т. е. } 0,183 < 0,927;$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2, \text{ т. е. } 0,183 < 0,603;$$

$$k_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 1,527;$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0,648;$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 1,296.$$

Як бачимо, умови безумовної стійкості (3.6-3.8) виконуються (крім того, $k_y > 1$, $B_1 > 0$, $B_2 > 0$) і підсилювач може бути розрахований на максимальний коефіцієнт посилення потужності $K_{P_{MAX}} = 17$ по (3.16), який реалізується в режимі двостороннього узгодження, тобто при наступних значеннях коефіцієнтів відбиття:

$$\Gamma_{1m} = \frac{B_1 \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = 0,461 e^{-j172,22^\circ}$$

$$\Gamma_{2m} = \frac{B_2 \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = 0,714 e^{j40,82^\circ}$$

Коли ми визначили коефіцієнти відбиття, Γ_{1m} і Γ_{2m} можна вирахувати вхідний і вихідний імпеданси транзистора за формулами (3.15), $Z_{ВХ} = 27,7 - j5,5$ Ом, $Z_{ВИХ} = 58 + j107$ Ом.

Розрахуємо ланцюги, що далі погоджують і включені між цими опорами і 50-омними опорами реальних джерела сигналу і навантаження. Для узгодження використовуємо відрізки МПЛ з хвилевим опором $Z_1 = 50$ Ом.

$$\Gamma_{12} = \frac{1 - y_{12}}{1 + y_{12}} = 0,714 e^{-j135,53^\circ}$$

Нормована вхідна провідність шлейфу $jb_{шл2} = -j2.038$.

Довжину короткозамкнутого шлейфу $l_{шл2}$ визначимо по формулі вхідного імпеданса шлейфа, навантаженого на коло холостого жоду, у відносних довжинах хвиль: $l_{шл2} / \Lambda = 0,3623 - 0,25 = 0,116$, де Λ – довжина хвилі в лінії для середньої частоти діапазона. Довжину короткозамкнутого шлейфу можна також розрахувати по формулі:

$$\operatorname{tg}\left(2\pi \frac{l_{\text{шл}2}}{\Lambda}\right) = -\frac{1}{b_{\text{шл}2}} = -\frac{1}{-2,038} = 0,4907;$$

$$l_{\text{шл}2} = \frac{26,14^\circ}{360^\circ} \Lambda = 0,0726\Lambda.$$

Режим короткого замикання шлейфу на частоті сигналу здійснюється за допомогою конденсатора C_3 (див. рис. 4.1). Визначимо далі довжину відрізка l_2 , як відстань у відносних довжинах хвиль і вичислимо її по формулі:

$$l_2 = \frac{\varphi_{\Gamma 12} - \varphi_{\Gamma 2m}}{720^\circ} \Lambda,$$

де $\varphi_{\Gamma 12} = -135,53^\circ$; $\varphi_{\Gamma 2m} = 40,82^\circ$. Оскільки фазові кути коефіцієнтів відображення, що входять у формулу, повинні мати однакові знаки, тобто відлічуватися в один бік, то $\varphi_{\Gamma 12} = 360^\circ - 135,53^\circ = 224,47^\circ$ і $l_2 = 0,255\Lambda$.

Визначимо надалі параметри лінії і шлейфа вхідного ланцюга, що погоджує. Для узгодження використовуємо відрізок МПЛ завдовжки $l_{\text{МПЛ}}$ і реактивний паралельний шлейф завдовжки $l_{\text{шл}1}$ (рис. 4.1). Аналогічно знайдемо по формулі (3.15) імпеданс $Z_{1m} = 27,7 - j5,5$ Ом і провідність $y_{1m} = 1/z_{1m} = 1/(27,7 - j5,5) = 0,981 + j0,195$.

$$b = 2|\Gamma_{1m}|/\sqrt{1 - |\Gamma_{1m}|^2} = 1,038.$$

З результату розрахунку виходить, що в цьому випадку менша загальна протяжність ланцюга, що погоджує, виходить при використанні розімкненого шлейфу завдовжки менше чверті довжини хвилі в лінії. Вхідна провідність такого шлейфу $jb_{\text{шл}1} = j1,038$, тому провідність лінії в місці підключення шлейфу має бути рівна $y_{11} = 1 - j1,038$. Цій провідності відповідає коефіцієнт відбиття:

$$\Gamma_{11} = \frac{1 - y_{11}}{1 + y_{11}} = 0,461 e^{j117,42^\circ}$$

Процедура знаходження довжини розімкненого шлейфу $l_{шл1}$ по коефіцієнту відбиття аналогічна розглянутій процедурі для короткозамкнутого шлейфу. Відмінність полягає лише в тому, що довжину розімкненого шлейфу відлічують за формулою вхідного імпеданса для шлейфа з холостим ходом, це заміна $\text{tg}x$ на $\text{ctg}x$.

Вираження для розрахунку довжини розімкненого шлейфу має вигляд:

$$\text{ctg} \left(2\pi \frac{l_{шл1}}{\Lambda} \right) = \frac{b_{шл1}}{1,038} = 0,963;$$

$$l_{шл1} = \frac{46,06^\circ}{360^\circ} \Lambda = 0,1279\Lambda.$$

На принциповій електричній схемі однокаскадного транзисторного підсилювача НВЧ (рис. 4.1) l_3 – чвертьхвильовий відрізок 80-Омної лінії МПЛ, короткозамкнутий на частоті сигналу за допомогою конденсатора C_2 , призначений для подання напруги зміщення УБ на базу транзистора; L_1, L_2 – індуктивності, що призначені для розв'язки по живленню; C_1, C_4 – розподільчі конденсатори; УК – напруга колектора.

4.2 Особливості реалізації схем транзисторних підсилювачів

Прикладом практичної реалізації транзисторного МШП може служити підсилювач у вигляді гібридної ІС, призначений для роботи в смузі частот 1,4...1,7 ГГц. Коефіцієнт шуму підсилювача не більше 4 дБ (середнє значення 3,3 дБ), коефіцієнт посилення потужності перевищує 25 дБ, $K_{ст}$ і входу і виходу не більше 2 і 2,5 відповідно.

Підсилювач складається з трьох однакових каскадів (рис. 4.4). Безкорпусний транзистор КТ 3115 включений за схемою з ЗЕ. Застосування

безкорпусних транзисторів дозволило зменшити габарити і коефіцієнт шуму підсилювача. Передбачені два варіанти живлення транзистора: із стабілізацією в ланцюзі емітера і без неї.

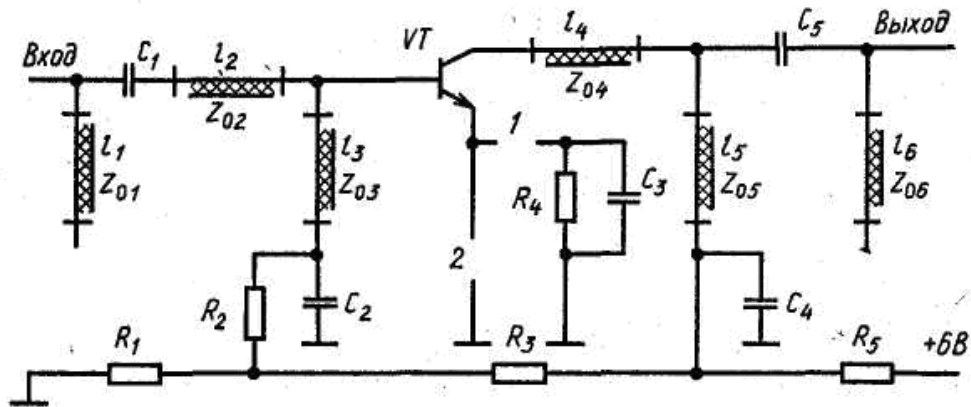


Рисунок 4.4 – Принципова електрична схема каскаду підсилювача дециметрового діапазону

Пасивні елементи схеми виконані на основі:

$$l_1, l_6 = 0,4 \dots 4 \text{ мм}; l_2 = 1,8 \dots 8 \text{ мм}; l_3 = 4 \dots 11,2 \text{ мм}; l_4 = 2 \dots 7,2 \text{ мм}; l_5 = 5 \dots 9,1 \text{ мм}; Z_{01}, Z_{06} = 50 \text{ Ом}; Z_3 = Z_5 = 80 \text{ Ом}/$$

Вхідний ланцюг забезпечує необхідний опір джерела сигналу на вході транзистора, при якому коефіцієнт шуму каскаду і $K_{ш}$ по входу не перевищують заданих значень. Вихідний ланцюг виконує функцію трансформатора, що погоджує, і вирівнюючого фільтру. Міжкаскадні ланцюги використовуються для узгодження і вирівнювання амплітудних характеристик підсилювача в робочій смузі частот. Ланцюги, що погоджують, розраховувалися на верхній частоті робочого діапазону, вирівнювання амплітудних характеристик здійснювалося з використанням ЕОМ.

Кожен каскад підсилювача виконаний на окремій сапфіровій підкладці ($\varepsilon = 10$) розмірами $6 \times 8 \times 0,5$ мм. Пасивні елементи схеми виготовлені у вигляді товстих і тонких плівок і мають підлаштованні майданчики. Розміри трьохкаскадного підсилювача, поміщеного в герметизований металевий корпус, $60,5 \times 28,5 \times 11,3$ мм.

Також відмітимо, що транзисторні підсилювачі НВЧ працюють в діапазоні частот 0,1-25 ГГц, мають смугу посилення 4...80%, коефіцієнт посилення на каскад 3,5...20 дБ (типові значення 5...8 дБ), коефіцієнт шуму 2...6 дБ, динамічний діапазон вхідного сигналу 70...110 дБ (найбільш ймовірні значення 80...90 дБ).

До достоїнств транзисторних підсилювачів НВЧ в порівнянні з напівпровідниковими параметричними підсилювачами (ППП) і підсилювачами на тунельних діодах (ПТД) окрім відмічених вище (можливість включення в радіотракт без зовнішніх розв'язуючих пристроїв і простіше, ніж в ПТД, забезпечення стійкої роботи) слід віднести також: більший динамічний діапазон, більш високу вихідну потужність, меншу температурну залежність параметрів, дуже високу надійність, меншу вартість, менший, ніж в ПТД, коефіцієнт шуму аж до частот 2...3 ГГц. Проте транзисторні підсилювачі менш високочастотні, чим ППП і ПТД, і характеризуються великим коефіцієнтом шуму (применительно до ПТД – на частотах вище 3 ГГц).

Транзисторні підсилювачі НВЧ використовують в якості вхідного МШП в радіоприймальних пристроях різного призначення, і вони витісняють УТД з тих частотних діапазонів, де їх шумові характеристики і вартість порівнянні.

Аналіз сучасних НВЧ транзисторів показує, що БТ за шумовими і підсилювальними властивостями вже впритул наблизилися до теоретичної межі ($f_{гр}$ порядку 15 ГГц), і нині найбільш перспективними для НВЧ МШП являються польові транзистори із затвором типу бар'єру Шотки (ПТШ), в яких як напівпровідниковий матеріал використовується арсенід галію. Оскільки в

GaAs рухливість носіїв заряду і швидкість насичення в кілька разів вище, чим в Si, то ПТШ на GaAs мають кращі підсилювальні властивості на НВЧ в порівнянні з кремнієвими БТ ($f_{гр}$ порядку 80 ГГц).

Перевагами ПТШ в порівнянні з БТ є також малий коефіцієнт зворотної передачі, менші нелінійні спотворення, менша чутливість вхідного і вихідного опорів до зміни температури. На частотах вище 4...5 ГГц коефіцієнт шуму ПТШ менший, ніж у кращих типів НВЧ БТ. У відносно низькочастотній частині діапазону НВЧ (нижче 2...3 ГГц) ПТШ, як правило, не має переваг перед БТ по коефіцієнту шуму, і крім того, в цій області частот він відрізняється від БТ більш високим вхідним опором, що ускладнює широкосмугове узгодження.

Параметри ряду ПТШ, призначених для використання в ГІС НВЧ підсилювачів, приведені в таблиці 4.1. Кращі експериментальні зразки ПТШ за своїми характеристиками значно перевершують серійні прилади. Так, відомо про створення ПТШ з $F_{ш} = 1,87$ дБ на частоті 12 ГГц і 2,4 дБ на 18 ГГц [9].

Таблиця 4.1 – Технічні характеристики НВЧ транзисторів

Фірма	Модель	Длина затвора, мкм	Коефіцієнт шума, дБ	Робоча частота, ГГц	Коефіцієнт підсилення, дБ	
					середній	максим.
Alpha (США)	ALF1000	1	2,5	8	10	12
Hewlett Packard (США)	HFET1101	1	1,6	5	11	16
	HFET2201	0,5	3,1	14	8	12,5
NEC (США)	NE388	0,5	2,7	12	8,5	12
Varlan (США)	VSX9305	0,5	2,8	12	11	15
СССР	КП324А2	1,5	3,5	12	6	8
	КП324Б2	1	3	12	6	8

Комплексна вхідна провідність, оптимальна по F_{in} , у ПТШ не співпадає з провідністю, оптимальною по K_{Pmax} отже, для ПТШ, як і для БТ, неможливо створити на вході транзистора умови узгодження, що забезпечують одночасно і максимальний коефіцієнт посилення і мінімальний коефіцієнт шуму. Причому для ПТШ це справедливо більшою мірою, оскільки два опори джерела сигналу, оптимальні для досягнення K_{Pmax} и $F_{шmin}$ далші за значенням. Крім того, коефіцієнт шуму ПТШ з підвищенням частоти збільшується повільніше, в той же час зовнішні елементи ПТШ впливають на шум сильніше, ніж у БТ.

На характеристики НВЧ МШП може істотно впливати конструкція використовуваних транзисторів. По конструктивному оформленню НВЧ транзистори, призначені для використання в ГІС, можуть бути виконані у вигляді безвивідного кристала або кристала з виведеннями (рис. 4.5 а) в негерметичних НВЧ кристалотримачах різних конструкцій (рис. 4.5 б), в умовно герметичних корпусах–утримувачах, що забезпечують захист від дії більшості чинників зовнішнього середовища, за винятком тривалої дії підвищеної вологості, а також в герметичному мікрокорпусі (рис. 4.5 г). Використання безкорпусних транзисторів дозволяє мінімізувати розміри НВЧ вузла. Крім того, в результаті мінімізації паразитних параметрів такі конструкції мають і найбільш високу робочу частоту. Проте контроль високочастотних параметрів безкорпусних активних елементів до їх монтажу в прилад практично неможливий, технологія монтажу таких транзисторів досить складна. Тому безкорпусні транзистори використовуються в основному при виготовленні ГІС безпосередньо на підприємствах виготівниках транзисторів.

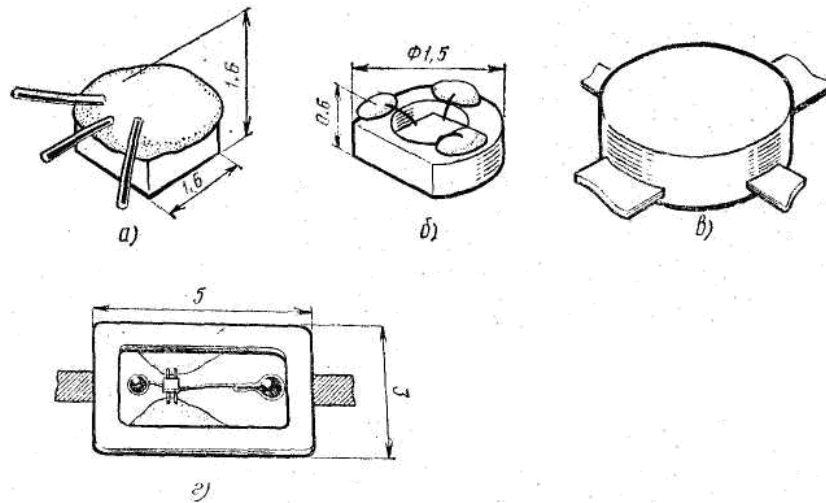


Рисунок 4.4 – Варіанти конструктивного виконання НВЧ транзисторів

Сучасні смужкові метало-керамічні корпуси-утримувачі досить мініатюрні, мають відносно невеликі паразитні міжелектродні ємності і індуктивності виводів і забезпечуються стрічковими виводами для тієї конструкції, що безпосередньо, підпаяна до мікросмужкової схеми (рис. 4.5 в).

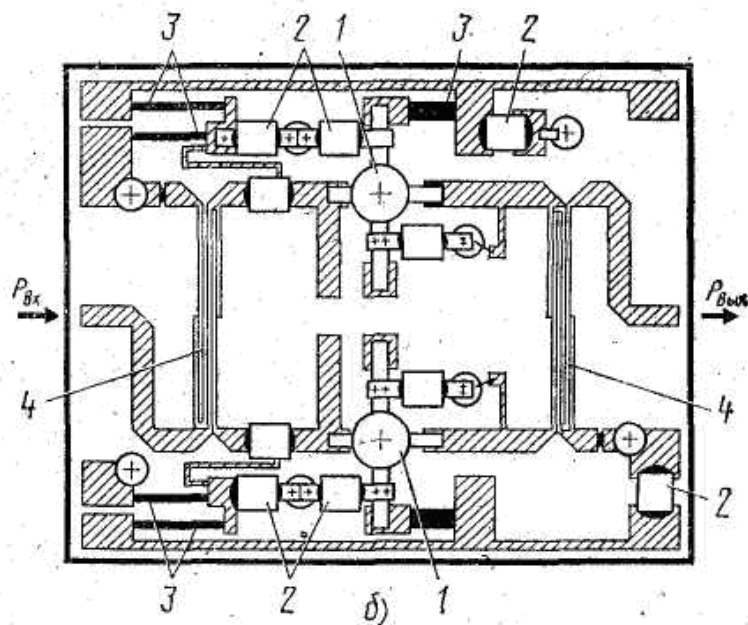
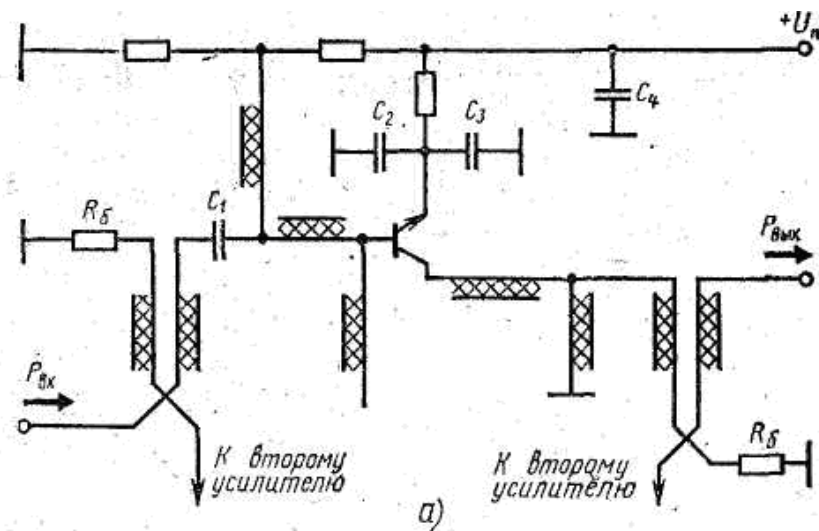
Досить перспективним видається використання корпусних транзисторів зі вбудованими ланцюгами узгодження, характеристики яких оптимізовані в робочому діапазоні частот. Одне з виведень такого транзистора виконується у вигляді металізації нижньої поверхні корпусу. Так, для ПТШ типу HFET 2201 фірми Hewlett Packard (США), незважаючи на відносно великі розміри корпусу (рис. 4.5 г), в діапазоні 2...18 ГГц в режимах максимального посилення і мінімального коефіцієнта шуму забезпечуються характеристики узгодження, близькі до характеристик, отриманих при використанні безкорпусних кристалів, а в окремих ділянках цього діапазону що навіть перевершують їх. Для цього транзистора зовнішні характеристики на частоті сигналу мають наступні значення: $f_C = 14$ ГГц, $K_{PMAKS} = 8$ дБ, $K_{Ш} = 3,1$ дБ.

Остаточно схему вибирають з умови зручності реалізації, а також поведінки ланцюгів, що погоджують, далеко від смуги узгодження. Часто вимагається, щоб коефіцієнт посилення поза робочою смугою був малим. Для

цього використовують резонансні контури або чвертьхвильові шлейфи, які не змінюють параметри підсилювача в робочій смузі, але шунтують його поза цією смугою.

Можливості конструктивної реалізації ланцюгів, що погоджують, на зосереджених елементах обмежені передусім мінімальними значеннями індуктивностей і місткостей, які мають бути більше паразитних параметрів схеми. Зазвичай в ГПС підсилювачів з корпусованими транзисторами не використовують паралельні індуктивності менше $0,3...0,5$ нГн і ємності менше $0,15...0,2$ пФ, а також послідовні індуктивності більше $15...30$ нГн, оскільки останні мають помітну паразитну ємність на землю, яка може спотворити характеристики ланцюга, що погоджує.

Розрахунок схеми і топології каскаду мікросмужного балансного транзисторного підсилювача (рис. 4.6) був зроблений на основі вимірних S-параметрів біполярного транзистора КТ 3115, змонтованого на підкладці з поликора товщиною 1 мм на частоті $3,8$ ГГц. Чотирьохкаскадний підсилювач, що складається з ідентичних каскадів, має посилення K_p 18 дБ в смузі $3,0...4,0$ ГГц з нерівномірністю $\Delta K_p = 0,5$ дБ. При цьому коефіцієнт шуму в діапазоні робочих частот не гірше 6 дБ і КСВН по входу і виходу не гірше $1,4$.



1) транзистори; 2) навісні конденсатори;

3) напilenі резистори; 4) спрямовані 3-дБ відгалужувачі

Рисунок 4.6 – Електрична схема (а) і топологія (б) каскаду балансного підсилювача

У підсилювальному каскаді з ПТШ може забезпечуватися одночасно досить добре узгодження по мінімуму $F_{ш}$ і мінімуму КСВН при відносно великому посиленні по потужності K_p [9]. Як впливає з рисунку 4.7, б, такий підсилювач при охолодженні (температура рідкого гелію) може конкурувати за шумовими параметрами з сучасними параметричними

підсилювачами.

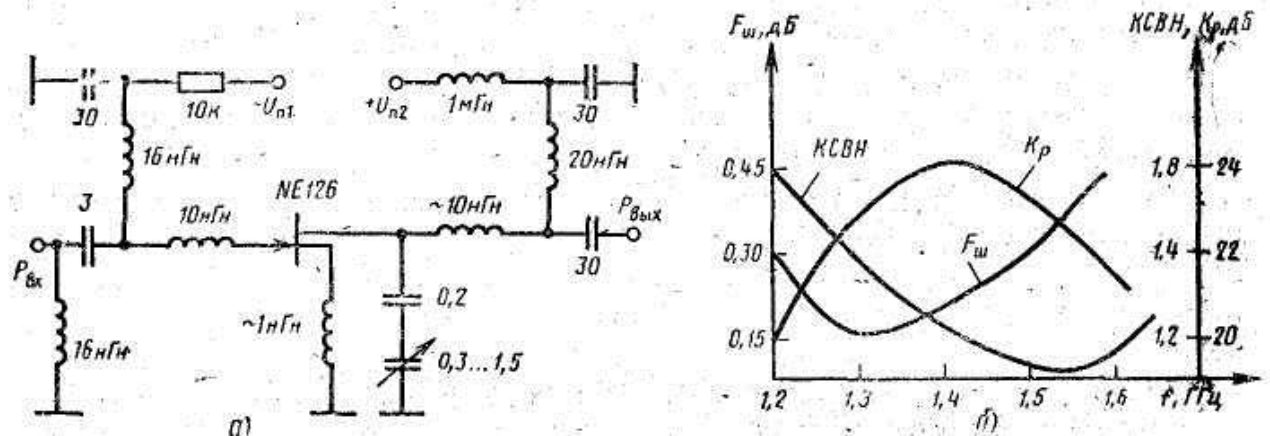


Рисунок 4.7 – Схема (а) і характеристики (б) підсилювача на польовому транзисторі, з індуктивним зворотнім зв'язком

4.3 Проектування широкосмугових підсилювачів

При проектуванні широкосмугових підсилювачів слід враховувати ту обставину, що коефіцієнт посилення зменшується із зростанням частоти, тому розрахунок таких підсилювачів і узгодження навантажень роблять не на центральній, а на верхній частоті робочого діапазону (причому в якості тих, що погоджують часто використовують реактивні ланцюги). Надмірне посилення, що утворюється на нижніх частотах діапазону, усувають так званими вирівнюючими ланцюгами. Останні можуть бути виконані у вигляді реактивних або дисипативних ланцюгів.

У підсилювачах з реактивними вирівнюючими ланцюгами коригування коефіцієнта посилення в смузі пропускання здійснюється за рахунок збільшення розузгодження (збільшення коефіцієнта відображення) з пониженням частоти. Проте при сильному розузгодженні підсилювачі можуть збуджуватися в області потенційної нестійкості транзистора.

При використанні дисипативних вирівнюючих ланцюгів надмірне посилення компенсується в поглинаючих елементах ланцюгів, загасання яких зростає зі зменшенням частоти. Коефіцієнти відображення від входу і виходу при цьому виходять малими. Дисипативні вирівнюючі ланцюги одночасно можуть використовуватися і в якості тих, що стабілізують, т. е. для пригнічення посилення за межами смуги пропускання, хоча ці функції можуть виконуватися і різними ланцюгами.

Важливою особливістю розрахунку широкосмугових підсилювачів є необхідність використання ЕОМ.

Послідовність проектування НВЧ підсилювачів зазвичай включає наступні етапи: вибір активних елементів і вимір їх характеристик, вибір електричної схеми і режимів по постійному струму, розрахунок ланцюгів постійного струму і ланцюгів, що погоджують, розробка топології, оптимізація підсилювача в цілому, конструювання і експериментальний відробіток.

Транзистори вибирають по ряду параметрів, з яких основними є коефіцієнт посилення, що реалізовується, по потужності K_p на заданій частоті, коефіцієнт шуму $F_{ш}$, а також конструктивне оформлення транзистора. Типові електричні параметри ряду мал шумливих біполярних НВЧ транзисторів приведені в таблиці. 4.2. Основні робочі характеристики НВЧ транзистора визначаються як внутрішньою структурою транзистора, так і умовами роботи: схемою включення і режимами використання по постійному струму, мірою узгодження ланцюгів на вході і виході каскаду, робочою частотою, паразитними реактивностями монтажу і т. п. Наприклад, залежність коефіцієнта шуму біполярного транзистора (БТ) від опору генератора сигналу має параболічний характер. При деякому значенні $R_{гшопт}$, нерівному вхідному опору транзистора, значення $F_{ш}$ мінімально. Для отримання оптимальних параметрів підсилювача доводиться йти на компроміс, оскільки при налаштуванні вхідного трансформатора, що погоджує, на мінімальний $F_{ш}$ коефіцієнт посилення по потужності

знижується, а КСВН зростає. Окрім того, для кожного транзистора існує також оптимальне значення струму емітера, при якому $F_{ш} - F_{ш\min}$. Якщо на середніх для цього транзистора частотах коефіцієнт шуму відносно постійний, то на високих частотах $F_{ш}$ збільшується зі швидкістю приблизно 6 дБ/октава.

Таблиця 4.2– Технічні параметри вітчизняних НВЧ транзисторів

Параметр	Тип транзистора					
	КТ3101	КТ3115 А	КТ3115 Б	КТ3121	КТ3124 А	КТ3132
Частота виміру, f , ГГц	2,25	5	4	1	6,5	2,25
Максимальний коефіцієнт підсилення по потужності, $K_{P\text{МАКС}}$, дБ	6	6,7	7,5	11	6	8
Мінімальний коефіцієнт шуму, $F_{ш\text{МІН}}$, дБ	4,5	3	4,5	1,5	5	2,5
Ємність колектора, C_K пФ	1,5	0,33	0,4	1,0	0,5	0,5
Ємність емітера, C_E пФ	2,50,	0,56	0,56	1,7	0,7	1,2
Зворотній струм колектора, $I_{K\text{обр}}$, мкА	0,5	0,003	0,003	0,5	0,5	0,1
Статичний коефіцієнт передачі струму у схемі ЗЕ h_{21e}	35 – 300	80	80	30– 100	15 – 200	20 – 100

З огляду виконаних розрахунків проектування підсилувача зробимо за допомогою програмного комплексу SAMIS2, розробленого співробітниками кафедри радіотехніки НУ «Запорізька політехніка».

Топологія підсилувача приведена на рис. 4.8. В програмі закладена модель ПТШ транзистора.

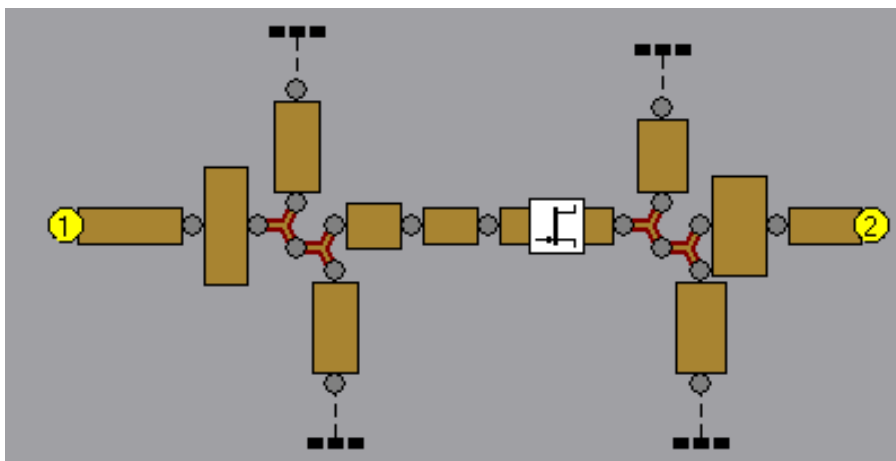


Рисунок 4.8 – Топологія каскада підсилювача

Розрахунки проведені в діапазоні частот 0,5 ГГц – 11,5 ГГц (рисунки 4.9-4.17).

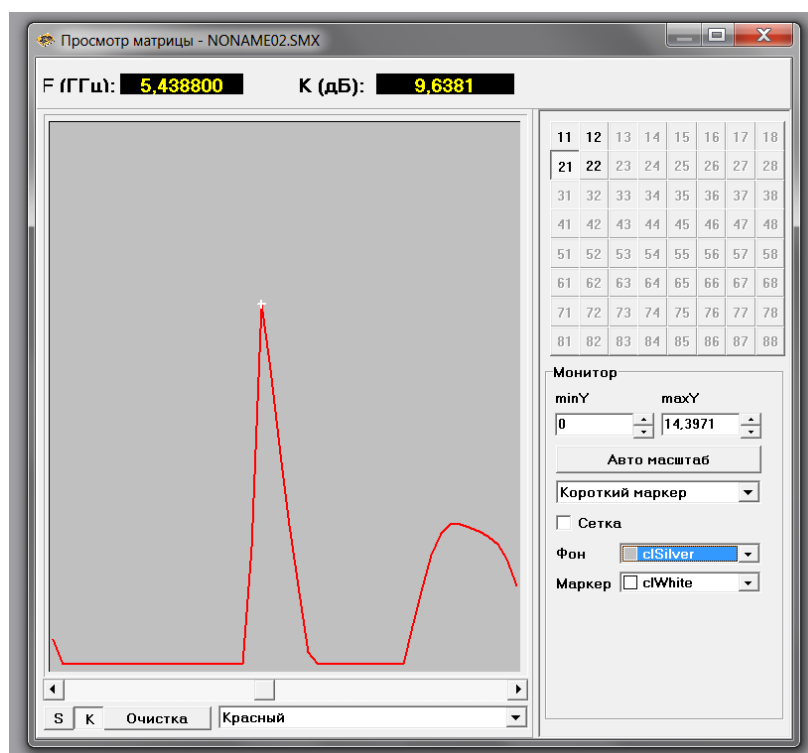
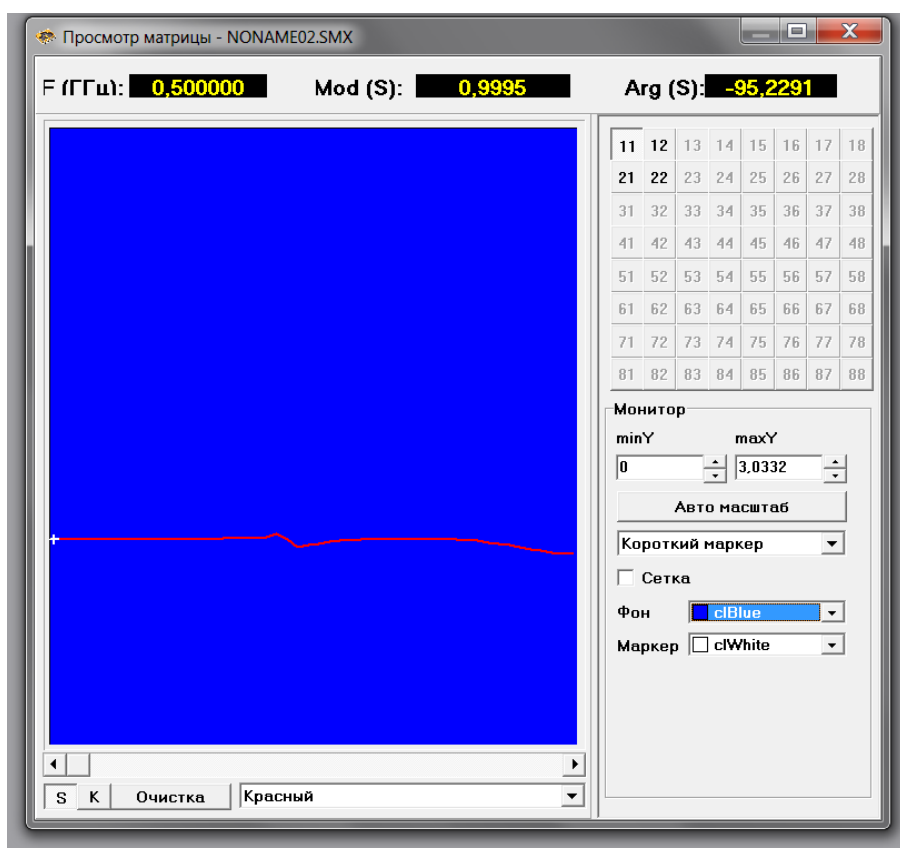
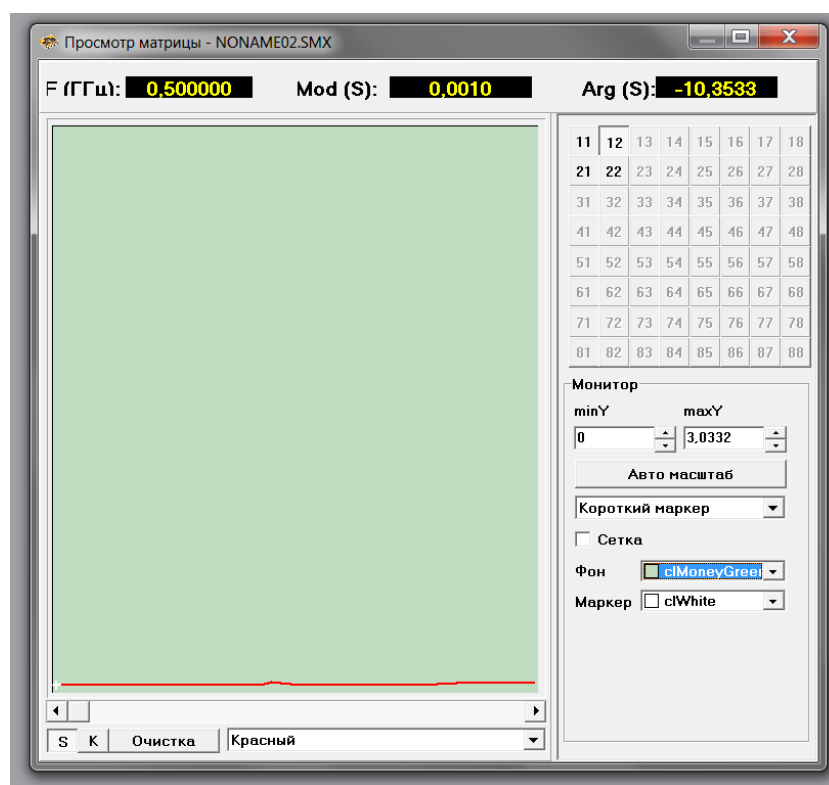


Рисунок 4.9 – Частотна характеристика підсилювача S_{21}

Рисунок 4.10 – Частотна характеристика підсилювача S_{11} Рисунок 4.11 – Частотна характеристика підсилювача S_{12}

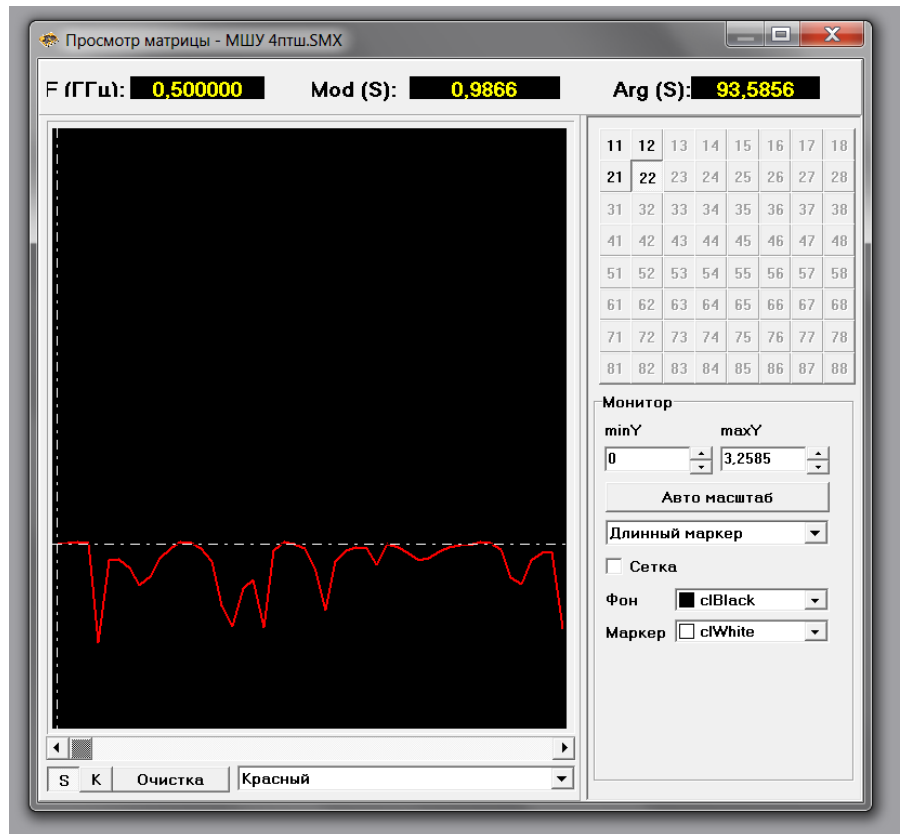


Рисунок 4.12 – Частотна характеристика підсилювача S_{22}

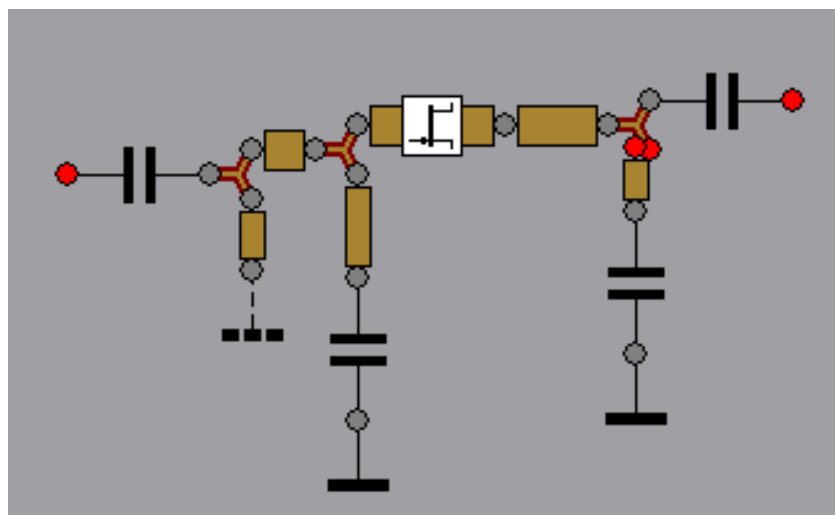
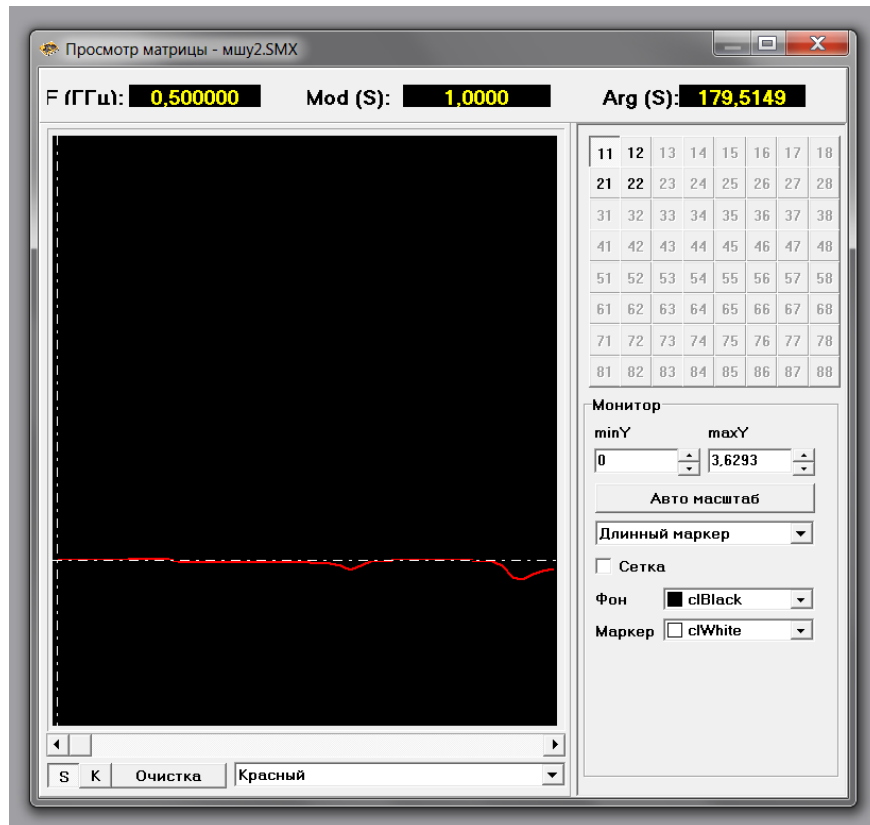
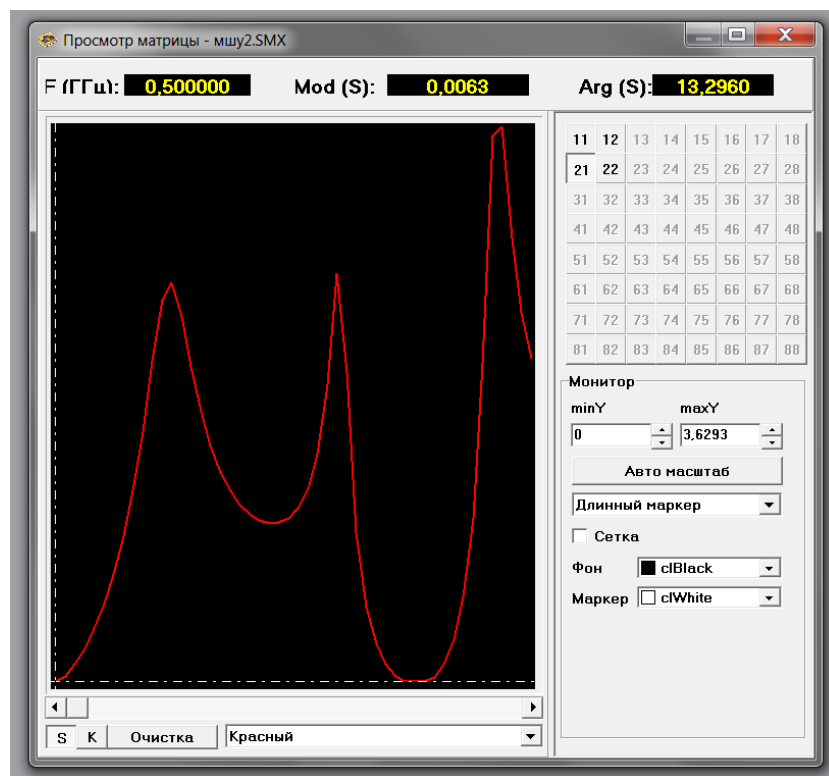
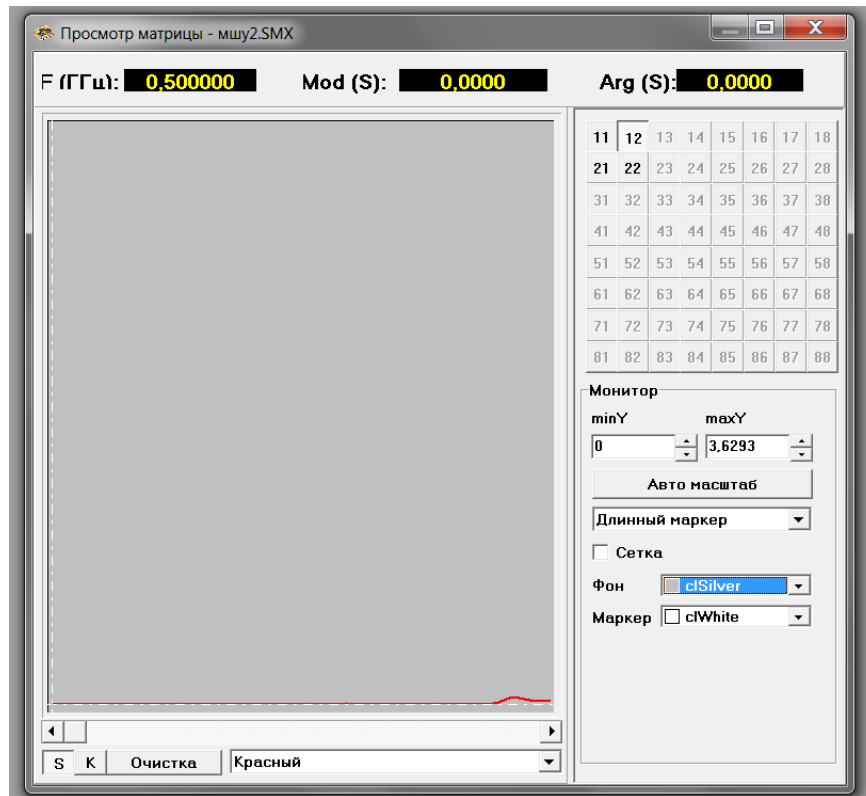
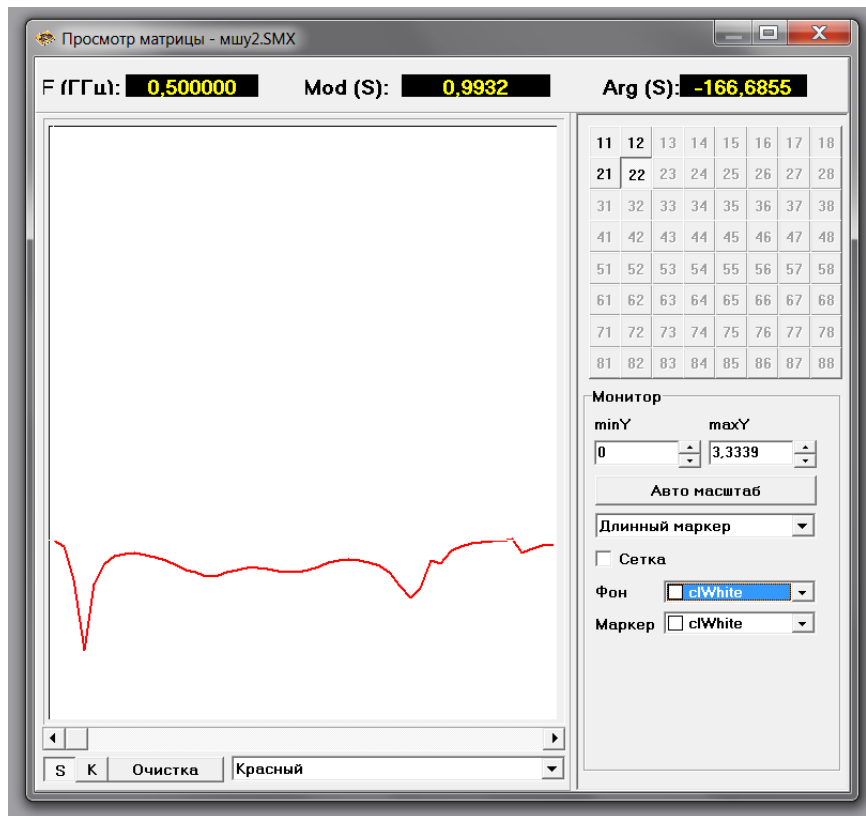


Рисунок 4.13 – Топологія каскада підсилювача з біполярним транзистором

Рисунок 4.14 – Частотна характеристика підсилювача S_{11} Рисунок 4.15 – Частотна характеристика підсилювача S_{21}

Рисунок 4.16 – Частотна характеристика підсилювача S_{12} Рисунок 4.17– Частотна характеристика підсилювача S_{22}

5 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ

Темою магістерської роботи є «Моделювання НВЧ транзисторів у малосигнальному режимі».

Так як моделью НВЧ транзистора є фізична еквівалентна схема і вона є віртуальним продуктом, то проводити аналіз за допомогою інструментів маркетингу і менеджмента можна на прикладі НВЧ підсилювача, який є кінцевим продуктом в загальному циклу проектування НВЧ пристроїв, а моделювання НВЧ транзисторів є невід'ємною частиною процесу моделювання підсилювачей в цілому.

В таблиці 5.1 наводиться конкретний опис ідеї.

Таблиця 5.1 – Опис ідеї

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для споживачів (користувачів)
Розробка моделі НВЧ транзистора в малосигнальному режимі у надширокій смузі частот	1 САПР НВЧ пристроїв	
	2 Супутникове телебачення	Підвищена якість і чіткість телевізійного зображення
	3 Швидкий інтернет	Підвищена швидкість інтернету
	4 Колективні кабельні системи ТБ	Підвищена якість і чіткість телевізійного зображення

Ідея проекту являється специфічною, усі вітчизняні підприємства які пов'язані з розробкою НВЧ техніки і зацікавлені в отриманні надійної моделі НВЧ транзистора в діапазоні 0,5-5 ГГц являються закритими. Команда реалізації ідеї – це група спеціалістів лабораторії тематичного відділу ОКБ. Склад групи 3 спеціаліста: ведучий інженер, інженер першої категорії та інженер другої категорії.

Концепція реалізації проекту полягає в застосуванні розробленої моделі у промисловому виробництві НВЧ пристроїв застосованих для використання у супутникових системах ТБ та колективних кабельних мережах і їхніх систем розподілу сигналів.

В таблиці 5.2 зазначено попередні характеристики потенційного ринку.

Таблиця 5.2 – Попередня характеристика потенційного ринку

№	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Головні конкуренти	підприємства м.Київ, м. Дніпро мають більш кваліфікованих спеціалістів та більш оснащену лабораторію вимірювальної техніки
2	Динаміка ринку (якісна оцінка)	зростає
3	Явних обмежень для входу до ринку не має. Обмеженням для входу можна вважати закритість підприємств і фірм	Кількість користувачів супутникових систем ТБ зростає
4	Специфічними вимогами можна вважати високу надійність і точність виходних характеристик у занадто широкій смузі робочих частот	Треба розробити модель транзистора з точністю відтворення виходних характеристик $\leq 2\%$ у діапазоні частот 0,5 – 5 ГГц

Ринкові можливості запуску реалізації ідеї є досить привабливими у зв'язку з заборонаю телевізійного віщання російськомовних каналів. Бажаючих користуватися супутниковими каналами ТБ стає все більше. Потреби ринку у супутниковому обладнанні стають дебільшими і орієнтовний перелік технічних вимог до товару, підсилювачів, має наступний вигляд:

- занадто широка смуга робочих частот;
- занадто малий коефіцієнт шуму;
- невелике відхилення коефіцієнта підсилення $\leq 2\%$ по всьому діапазону робочих частот.

Всі ці технічні вимоги формують високу якість і чіткість телевізійного зображення у форматі HD, велику кількість каналів при розподілу програм.

В таблиці 5.3 проілюстровано попередні характеристики потенційних клієнтів.

Таблиця 5.3 – Попередня характеристика потенційних клієнтів

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів (користувачів)
1	Обладнання супутникового ТБ для якісного прийому телевізійних програм	Супутникове ТБ Колективні кабельні мережі Швидкісний інтернет	Не має відмінностей	Одержати якісне телевізійне зображення і достатню кількість каналів

Задача SWOT – аналізу, надати структурований опис ситуації, відносно якої необхідно прийняти будь-яке рішення. В таблиці 5.4 наведено аналіз підприємства, ОКБ, на якому працюють спеціалісти нашої групи.

Таблиця 5.4 – SWOT-аналіз

Сильні сторони:	Слабкі сторони:
<ul style="list-style-type: none"> – великий професійний досвід – провідне ОКБ в промисловій галузі, є патенти на корисну модель; – згуртований колектив, об'єднаний однією цілью; – висока якість і надійність виробів; – відпрацьовані технологічні процеси; – достатня технічна база підприємства; 	<ul style="list-style-type: none"> – Мало обігових коштів; – слабкий імідж виробів; – слаба служба маркетингу; – загальна закритість підприємства; – текучість кадрів середньої ланки; – залежність від постачальників;
Можливості:	Загрози:
<ul style="list-style-type: none"> – тенденції ринка товарів для супутникового ТБ сприятливі для нашої команди; – розширення нових видів виробів стосовно до розвитку швидкісного інтернету; – Застосування наших виробів в кабельних мережах колективного користування; – застосування новітніх технологічних процесів при виробленні пристроїв НВЧ; 	<ul style="list-style-type: none"> – поява нових фірм виробників пристроїв для СТБ; – конкуренти нарощують випуск нових виробів для СТБ; – регулятивні заходи органів влади (заборона розташування антен на фасаді будівель); – економічний спад в країні; – підвищення вартості комплектуючих у зв'язку з підвищенням тарифів ЖКХ, підвищенням митних податків;

Найважливіше завдання SWOT-аналізу – допомогти організації побачити та оцінити всі чинники, що впливають на прийняття рішень, а

також визначити можливості розвитку. Конкуренти м.Дніпро, КБ «ЮЖНЕ» мають більший науковий потенціал і професійну підготовку, більш оснащену лабораторію вимірювальної техніки для експериментальної перевірки НВЧ підсилювачів але більш слабку технологічну базу для виготовлення НВЧ пристроїв. Дуже привабливою задачею стає задача об'єднати зусилля колективів в галузі проектування та виробництва НВЧ пристроїв різного призначення. Такий тандем може охопити до 80 % усього об'єма споживчого ринку.

Стратегія охоплення ринку полягає в розширенні застосування підсилювачів НВЧ у різних сегментах (табл. 5.5).

Таблиця 5.5 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів прийняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Супутникове телебачення	Споживачі усіх 3-х сегментів готові прийняти якісний і надійний підсилювач	Більш 10000шт. по кожному сегменту в межах регіону	Київ	Вхід кожного виробу на ринок досить вільний, бар'єрів немає
2	Колективні кабельні системи розподілу ТБ			Кропивницький	
3	Швидкісний інтернет			Дніпро	
Які цільові групи обрано: усі					

Загальні групи стейкхолдерів, які показані на карті (рис. 5.1):

– органи влади, державні та місцеві органи, що можуть впливати на прийняття рішень використовуючи регуляторні заходи, які впливають, як позитивно, або негативно;

– інвестор, вкладає свій капітал в організацію, з надією одержати прибуток, зацікавлений в розвитку фірми;

– менеджер, головний розпорядник взаємодії ініціатора з іншими групами і організатор робіт, цю роль може виконувати начальник відділу;

- постачальник, фірма що поставляє комплектуючі елементи, від неї залежить ритмічна робота і своєчасна поставка товарів;
- підрядчики, фірми і організації, що займаються тими ж задачами і можуть допомогти своїми дослідженнями в будь-якій частині проекту;
- партнери, це група підтримки бізнесу ініціатора;
- фіскальні органи, які отримують податки, також зацікавлені в розвитку фірми;
- споживачі, група сама велика за своїм составом спостерігає за ситуацією на ринку, активність цієї групи дає можливість розвитку фірми.

На рисунку 5.1 наведена карта стейкхолдерів, яка відображає взаємозв'язки між різними групами.

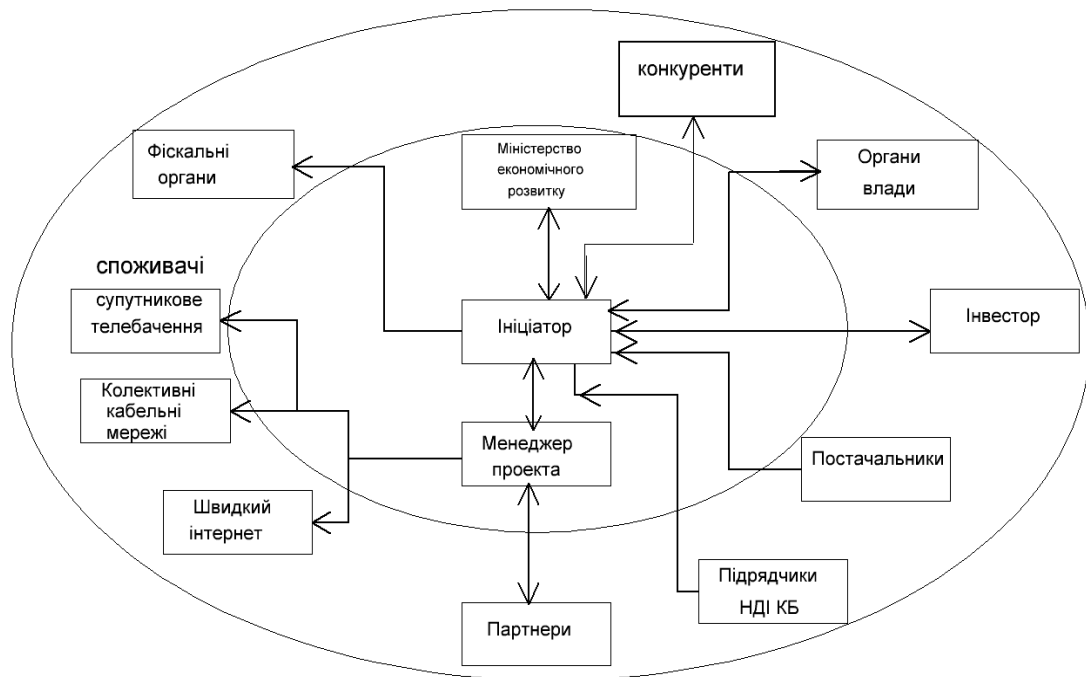


Рисунок 5.1 – Карта стейкхолдерів

Внутрішні зацікавлені сторони знаходяться в прямій підлеглості ініціатора, що дозволяє використовувати досить прості методи адміністрування проекту.

Залежні зацікавлені сторони формально ініціатору проекту не підлеглі, проте тісні ділові стосунки потребують на пошук взаємовигідних рішень та компромісів. На периферії ж знаходяться зовнішні зацікавлені сторони. Це область стейкхолдерів опосередкованого впливу на успішність реалізації інноваційного проекту (табл. 5.6).

Таблиця 5.6 – Склад, чисельність та фонд заробітної плати виробничих працівників

Категорії працівників	Наявна чисельність, осіб		Тарифна ставка за розрядом виконуваних робіт,	Ефективний фонд робочого часу, годин	Тарифний заробіток, грн.	Преміальний відсоток до тарифного заробітку	Розмір премії, грн.	Фонд за період заробітної плати, грн.	ЄСВ, грн.
	за зміну	за добу							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
І. Основні працівники:	1		73,8	176	13000	7	910	41730	9180,7
– вед. інженер;	1		56,8	170	10000	10	1000	33000	7260
– інженер 1 кат.	1		37	176	6510	10	651	21483	4726,3
– інженер 2 кат.									
Разом виробничих працівників	3		X	X	X	X	2561	96213	21167

Премію одержують поквартально, ЄСВ складає 22 %. Повне дослідження проекту, моделювання транзисторів у малосигнальному режимі виконується за 3 місяці. Решта часу виходячи із розрахункового річного періоду група займається розробкою, моделюванням і дослідженням інших вузлів і модулів НВЧ різного призначення (табл. 5.7).

Таблиця 5.7 – Склад, чисельність та фонд заробітної плати адмінперсоналу

Посада	Кількість осіб	Посадов. оклад, грн.	Премія, відсоток до окладу, %	Сума премії грн.	Місячна заробітна плата, грн.	Річний фонд оплати праці, за період грн.	ЄСВ, грн.
1	2	3	4	5	6	7	8
Начальник відділу	1	25000	13	3250	28250	84750	18645
Разом управлінського персоналу			X	3250	28250	84750	18645

Начальник відділу керує усіма групами, які проводять моделювання і дослідження різних блоків і модулів, які в цілому складають обладнання для супутникового телебачення (табл. 5.8).

Таблиця 5.8 – Розрахунок матеріальних витрат

Матеріальні витрати	Норматив у розрахунку на один. продук.	Виробнича програма	Обсяг сировини	Ціна, грн.	Сума грн
1	2	3	4	5	6
1. Бумага	25 лист.	1		0,8	20
2. Диски	5 шт.	1		10	50
3. Канц. товари	Комплект	1		70	70
4. Комплектуючі		1		90	90
5. Матеріали		1		10	10
Разом					240

Матеріальні витрати, це витрати на бумагу для малювання схем, на диски для зберігання результатів машинного моделювання та розрахунків, комплектуючі для виготовлення макетів та зразків (табл. 5.9).

Таблиця 5.9 – Розрахунок вартості спожитих послуг

Вид послуг	Норматив у розрахунку на один. продук. (послуг)	Виробнича програма	Обсяг послуг	Тарифи, грн.	Сума, грн.
1	2	3	4	5	6
Електропостачання	41,6		500	1,6	800
Водопостачання	0,1		4	12,5	50
Теплопостачання	1		12	45	540
Разом					1390

В таблиці 5.10 проведено розрахунок амортизації.

Таблиця 5.10 – Розрахунок амортизації

Група основних засобів	Норма амортиз ації	Первісна вартість ОЗ на 01.01	Надійшло ОЗ		Вибуло ОЗ		Сума грн
			дата	пер. вар.	дата	пер. вар.	
1	2	3	4	5	6	7	8
1. Комп'ютери							
Lenovo M 0833 3 шт.	40	31000					12400
2. Принтер MFU– 4010 1 шт.	30	1200					
3. Поточний ремонт	2						360
Разом							12760

В таблиці 5.11 наведено кошторис витрат.

Таблиця 5.11 – Кошторис витрат

Калькуляційні статті	Витрати	
	у розрахунку на одиницю продукції, грн.	у розрахунку на весь обсяг продукції, грн.
1	2	3
Сировина та матеріали		240
Електропостачання		800
Водопостачання		50
Теплопостачання		540
інші		
Разом		1630
Заробітна плата основних виробничих працівників		96213
ССВ		21167
амортизація		12760

Продовження таблиці 5.11

1	2	3
Витрати на утримання та експлуатацію основних засобів поточний ремонт		9678
Загальновиробничі витрати		96213
Виробнича собівартість		239291
Адміністративні витрати		84750
Інші витрати		3000
Повна собівартість		324041

В таблиці 5.12 проведено розрахунок фінансового результату.

Таблиця 5.12 – Розрахунок фінансового результату

№ періоду	Обсяги виробництва	Обсяги реалізації	Залишок нереалізованої продукції	Ціна	Дохід	Витрати	Фінансовий результат
1 квартал	12000	12000	0	75	900000	324041	575959
2 квартал	10000	9900	100	88	871200	324041	547159
Разом							

За другий період (квартал) не вдалося виконати програму через несвоєчасних поставок елементів, постачальником, та ми змушені підняти ціну на підсилювач. У даному розділі оглянута ідея «Розробка моделі НВЧ транзистора в малосигнальному режимі у надширокій смузі частот» У процесі роботи були визначені основні групи стейкхолдерів, проведено SWOT-аналіз і визначені витрати та фінансовий результат. Розрахунки показують, що витрати підприємства складають 324041 грн., прибуток складає 575959 грн.у результаті повної реалізації ідеї, запропонованої в магістерській роботі.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ І БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

6.1 Аналіз потенційних небезпек

У магістерській роботі на тему «Моделювання НВЧ транзисторів в малосигнальному режимі» розробляється фізична модель для застосування в САПР НВЧ пристроїв.

Розглянемо можливі небезпеки, пов'язані з розробкою приладу в КБ підприємства згідно ГОСТ 12.0.003-74 «ССБТ небезпечні шкідливі виробничі фактори. Класифікація»:

- поразка електричним струмом, у зв'язку з несправністю електроустаткування, невиконання правил техніки безпеки, при користуванні електричним устаткуванням, відсутність захисного заземлення, яке може привести до поразки електричним струмом електричним опікам;

- механічні травми, причиною яких, передусім, являється травмування робітників через не дотримання правил і заходів безпеки при монтажі і складанні, а також можливі опіки, викликані торканням поверхонь оброблюваних термічним шляхом;

- недостатнє освітлення, причинами якого можуть бути несправності освітлювальних приладів, помилковий розрахунок кількості світильників, неправильне розташування освітлювальних приладів, яке може привести до порушення робочого процесу і погіршення зору в працівників;

- отруєння парами шкідливих речовин, при пайці радіокомпонентів;

- незадовільні параметри мікроклімату у зв'язку з нераціональним плануванням приміщень і неоптимальним розміщенням в них приладів для нормалізації мікроклімату, який може привести до дискомфорту, погіршення самопочуття, і зниження працездатності персоналу;

– вірогідність пожежі, причинами якої можуть бути порушення правил пожежної безпеки, порушення правил експлуатації електроприладів, несправність електропроводки, коротке замикання, яке може привести до опіків різної міри, задимлення приміщення;

– неправильні дії персоналу в надзвичайній ситуації, причинами яких в першу чергу є незнання правил і порядку дій при надзвичайних ситуаціях, що може привести до травмування і загибелі.

6.2 Заходи по забезпеченню електробезпеки

Для забезпечення безпеки от поразки електричним струмом повинні виконуватися вимоги НПАОП 40.1.1.21-98 « Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів», ГОСТ 12.1.019-79 "Електробезпека. Загальні вимоги і номенклатура видів захисту".

Усі працівники, робота яких пов'язана з електроустаткуванням, повинні знати і виконувати правила техніки електричної безпеки, правила техніки пожежної безпеки, проходити періодичний інструктаж.

Усі дроти, які знаходяться під напругою, повинні мати захисне заземлення (з опором не більше 4 Ом згідно "Правила облаштування електроустаткування"), занулення, або мають бути розташовані на висоті більше 2 м, що виключає поразку працівників електричним струмом. Металеві частини устаткування повинні мати ізоляцію згідно з вимогами ГОСТ 10518-88 "Систем електричної ізоляції. Загальні вимоги до методів прискорених випробувань на нагрівостійкість".

При виконанні робіт працівники повинні користуватися тільки справним електроустаткуванням. Головною причиною механічного травмування робітників є травми отримані при монтажі і складанню виробів, а також опіки отримані при пайці печатних плат.

При монтажі радіоелектронного устаткування слід дотримуватися вимог електробезпеки і працювати тільки справним електроінструментом (електродрилем, електропаяльником).

При роботі з електродрилем необхідно застосовувати діелектричні гумові рукавички.

Необхідно застосовувати електропаяльник і лампи для місцевого освітлення з напругою не більше 42 В. Для пониження мережевої напруги 220 і 127 В до 42 В слід застосовувати знижувальний трансформатор. Один кінець вторинної (що знижує) обмотки трансформатора і металевий кожух необхідно заземляти (занулять).

При живленні апаратури від цехової мережі слід застосовувати штепсельні роз'єми. У разі несправності в мережевій провідці необхідно викликати електрика.

При монтажі радіосхем забороняється:

- перевіряти на дотик наявність напруги і нагрів токоведущих частин схеми;
- замінювати запобіжники у включеному устаткуванні;
- працювати на високовольтних установках без захисних засобів.
- електричну ізоляцію струмопровідних частин;
- захисне заземлення, відповідно ГОСТ 12.1.030-81 ССБТ "Електробезпека. Захисне заземлення, занулення".

Захисним заземленням називається умисне електричне з'єднання із землею металевих неструмопровідних частин (корпус приладу, корпус трансформатора), які можуть виявитися під напругою при замиканні з токоведущими частинами. Захисне заземлення досить ефективно у тому випадку, якщо струм замикання на землю не збільшується зі зменшення опору заземлення. Захисному заземленню підлягає устаткування в приміщеннях без підвищеної небезпеки заземлення є обов'язковим при напрузі 380 В і вище за змінний струм і 440 В і вище за постійний струм;

Визначимо струм, що проходить через тіло людини при повторному заземленні нульового дроту:

$$I_h = I_k \cdot Z_{\text{нп}} \cdot R_{\text{п}} / [(R_o + R_{\text{п}}) \cdot R_h], \quad (6.1)$$

де I_k – струм короткого замикання фази;

$Z_{\text{нп}} = 2 \cdot Z_{\text{ф}}$, опір дротів нейтралі;

$R_{\text{п}} = 0,51$ Ом, опір дроту заземлення;

$R_o = 0,71$ Ом, опір нейтралі;

$R_h = 1000$ Ом, опір тіла людини.

Струм короткого замикання визначається опором фазних дротів і фазною напругою:

$$I_k = U_{\text{ф}} / (Z_{\text{ф}} + 2 \cdot Z_{\text{ф}}), \quad (6.2)$$

де $U_{\text{ф}} = 220$ В, фазна напруга;

$Z_{\text{ф}} = 0,25$ Ома, опір фазного дроту.

Підставляючи числові значення в приведені формули (6.1) і (6.2) отримаємо наступні значення струмів : $I_k = 293,3$ А, $I_h = 0,03$ А.

Допустимий час спрацьовування захисту за умовами безпеки має бути не більший за величину, визначуваною наступним вираженням:

$$t_{\text{откл доп}} = 50 / I_h = 50 / 30 = 1,67 \text{ с.}$$

Визначимо величину струму, що проходить через тіло людини за відсутності повторного заземлення ($R_{\text{п}} = 0$):

$$I_h = 2 \cdot U_{\text{ф}} / 3 \cdot R_h = 2 \cdot 220 / 3 \cdot 1000 = 0,146 \text{ А.}$$

Щоб забезпечити безпеку в цьому випадку максимально допустимий час спрацьовування ланцюгів захисту має бути в два рази менше:

$$t_{\text{откл доп}} = 50 / 146 = 0,34 \text{ с.}$$

Значення напруженості електростатичного поля на робочих місцях, на поверхнях устаткування не повинні перевищувати гранично допустимих норм відповідно ДСанПіНЗ.3.6.096-2002 «Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів».

Інтенсивність потоків інфрачервоного випромінювання повинна не перевищувати допустимих значень ГОСТ 12.1.005–88 "Загальних санітарно-гігієнічних вимог до повітря робочої зони" і СН 4557–88 "Санітарних норм ультрафіолетового випромінювання у виробничих приміщеннях.

Допустимі рівні напруженості полів залежать від часу перебування персоналу на робочих місцях. Гранично допустимий рівень напруженості електростатичних полів рівний 60 кВ/г в 1 ч.

Захист від статичної електрики здійснюється двома шляхами:

- зменшенням інтенсивності утворення електричних зарядів;
- усуненням зарядів статичної електрики, які утворилися.

Усунення зарядів статичної електрики досягається, передусім, заземленням корпусів устаткування. Заземлення для відведення статичної електрики можна об'єднувати із захисним заземленням електроустаткування

6.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії і гігієни праці

Забезпечення відповідного освітлення має дуже важливе значення для відповідної роботи працівників, тому необхідно, щоб виконувалися усі вимоги ДБН В.2.5-28-2006 "Природне і штучне освітлення".

Світильники повинні відповідати діючим нормам пожежної безпеки. Усі освітлювальні пристрої мають бути справними. Має бути правильно

розрахована кількість і розташування світильників.

Для живлення освітлювальних приладів загального внутрішнього і зовнішнього освітлення, як правило, повинна застосовуватися напруга не вище, ніж 220 В змінного струму.

Інженер працює в приміщенні розміром 10х6х4 м з комбінованим освітленням. Колір стелі і стін сірий. Розряд зорової роботи IVa. Нормативну освітленість ЕН вибираємо відповідно до норм ДБН В.2.5–28–2006 $E_n = 200$ лк. Коефіцієнт відображення стелі $K_{пот} = 0,5$, стін $K_c = 0,3$ і підлоги $K_p = 0,1$. Для освітлення використовуються люмінесцентні лампи типу ЛБ у світильниках ЛПО – 02. Приймаємо число світильників 6.

Раціональне колірне оформлення приміщення направлено на поліпшення санітарно–гігієнічних умов праці, підвищення його продуктивності і безпеки. Освітлення приміщення і устаткування передбачено м'яким, без блиску.

Оскільки специфіка праці при складанні і наладки приладу припускає тривалі зорові навантаження, через надзвичайно малі розміри сучасних радіоелементів, то необхідно з особливою ретельністю віднестися до вибору місцевого освітлення. Для забезпечення необхідного рівня освітленість має бути 500 лк. Для досягнення такої освітленості (з розрахунку, що розмір робочого місця 1,5 м²) необхідно встановити світильник Technica 58115, з регульованою висотою підйому, в який вставлена енергозбережна лампа LN15, – 2u Warmlight зі світловим потоком 750 лм. Установка саме енергозбережних ламп в даному випадку потрібна і в цілях економії, і в цілях досягнення "м'якого" світіння, що сприяє меншому навантаженню на зір.

Для забезпечення відповідних параметрів мікроклімату в робочих приміщеннях необхідно дотримуватися вимог ДСН 3.3.6-042-99 "Санітарних норм мікроклімату виробничих приміщень".

Метеорологічні умови робочого середовища (мікроклімат) впливають на процес теплообміну і характер роботи. Мікроклімат характеризується температурою повітря, його вологістю і швидкістю руху, а також

інтенсивністю теплового випромінювання. Тривала дія на людину несприятливих метеорологічних умов різко погіршує його самопочуття, знижує продуктивність праці і призводить до захворювань.

Для створення найбільш сприятливих умов в робочих приміщеннях необхідно забезпечувати:

- температуру повітря 21°C;
- відносну вологість повітря 40;
- кількість руху повітря 0,1.0,2 м/с.

Також необхідно періодично проводити провітрювання приміщень.

Параметри мікроклімату на робочих місцях згідно СНиП 2.04.05-91 В «Будівельні норми "Опалювання, вентиляція і кондиціонування" забезпечуються встановленням кондиціонерів (спліт-систем).

Для забезпечення безпеки від негативного впливу електромагнітного випромінювання при роботі на ЕОМ виконуються вимоги ДБН 3.3.6-096-2002 "Державних санітарних норми при роботі з джерелами електромагнітних полів", ГОСТ 12.1.006-84 "Електромагнітні поля радіочастот. Допустимі рівні на робочих місцях і вимоги до проведення контролю".

Для відвертання отруєння шкідливими парами при пайці, необхідно встановити місцеву вентиляцію.

Згідно з "Санітарними правилами організації процесів пайки дрібних виробів сплавами, що містять свинець" № 952-95 на підприємствах повинні виконуватися наступні вимоги до вентиляції:

- експлуатація або введення в експлуатацію ділянок пайки, не обладнаних вентиляцією, забороняється;
- вентиляційні установки повинні включатися до початку робіт і вимикатися після їх закінчення, а робота вентиляційних установок повинна контролюватися за допомогою спеціальної сигналізації (світловий, звуковий);
- робочі місця слід обладнати місцевими витяжними пристроями, що

забезпечують швидкість руху повітря безпосередньо на місці пайки не менше 0,6 м/сек;

- забороняється поєднання в одну вентиляційну установку вентиляційних пристроїв, обслуговуючих пости пайки і інше виробниче устаткування;

- внутрішні поверхні повітропроводів витяжних систем і вентилятори повинні періодично очищатися від флюсу, забрудненого свинцю;

- конструкція і розводка вентиляційної мережі повинні забезпечувати можливість регулярного очищення повітропроводів;

- необхідно дотримуватися термінів очищення вентиляційних установок з інтервалами від 0,5 до 1 місяця залежно від інтенсивності технологічного процесу;

- паяльники, що знаходяться в робочому стані, постійно повинні знаходитися в зоні дії витяжної вентиляції, а автомати для пайки необхідно конструктивно забезпечувати аспіраційними пристроями;

- приміщення, в яких розміщуються ділянки пайки, необхідно забезпечувати припливним повітрям, що подається рівномірно у верхню зону в кількості що становить, приблизно, 90 об'єма витяги, рухливість повітря в робочій зоні має бути не більше 0,3 м/сек, не вистачає 10 риточного повітря повинні подаватися в суміжні, чистіші приміщення;

- застосування рециркуляції повітря в приміщенні пайки не допускається;

- повітрообміни, що створюються, слід перевіряти на достатність забезпечення в приміщеннях метеорологічних умов, що регламентуються відповідними вимогами "Санітарних норм проектування промислових підприємств", СН 245-95.

Перерахованим вимогам відповідає гнучке консольно-поворотне витяжне облаштування УК (фірма "СовПлим") яке, дає можливість переміщати уздовж виробу, що спаюється, в радіусі 8 м, піднімаючи або опускаючи над рівнем підлоги на висоту від 0,5 до 2,1 м. При цьому сама

воронка легко обертається в потрібну сторону на кут до 110° відносно осі телескопічного механізму. Зручно і те, що до балок консолей можна підвішувати додаткове навантаження (зварювальні апарати, кабелі і ін.) Ефективність уловлювання шкідливих речовин безпосередньо в місці їх виділення складає 75-85%.

Робоче місце і взаємне розташування усіх його елементів повинні відповідати антропометричним, фізичним і психологічним вимогам. Велике значення має також характер роботи. Зокрема, при організації робочого місця програміста мають бути дотримані наступні основні умови: оптимальне розміщення устаткування, що входить до складу робочого місця і достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати усі необхідні рухи і переміщення

Ергономічними аспектами проектування відеотермінальних робочих місць, зокрема, являються: висота робочої поверхні, розміри простору для ніг, вимоги до розташування документів на робочому місці, характеристики робочого крісла, вимоги до поверхні робочого столу, регулюємість елементів робочого місця.

Головними елементами робочого місця програміста є стіл, апаратура і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Робоча поза сидячи викликає мінімальне стомлення програміста. Рациональне планування робочого місця передбачає чіткий порядок і постійність розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що вимагається для виконання робіт частіше, розташоване в зоні легкої досяжності робочого простору.

Моторне поле – простір робочого місця, в якому можуть здійснюватися рухові дії людини.

Оптимальна зона – частина моторного поля робочого місця, обмеженого дугами, описуваними передпліччям при руці в ліктьових суглобах з опорою в точці ліктя і з відносно нерухомим плечем.

Оптимальне розміщення предметів праці і документації в зонах досяжності (рис. 6.1):

- ДИСПЛЕЙ розміщується в зоні а (у центрі);
- СИСТЕМНИЙ БЛОК розміщується в передбаченій ніші столу;
- КЛАВІАТУРА – в зоні г/д;
- "МИША" – в зоні в справа;
- СКАНЕР в зоні а/б (ліворуч);
- ПРИНТЕР знаходиться в зоні а (справа);
- ДОКУМЕНТАЦІЯ: необхідна при роботі – в зоні легкої досяжності долоні – в, а у висувних ящиках столу – література, невживана постійно.

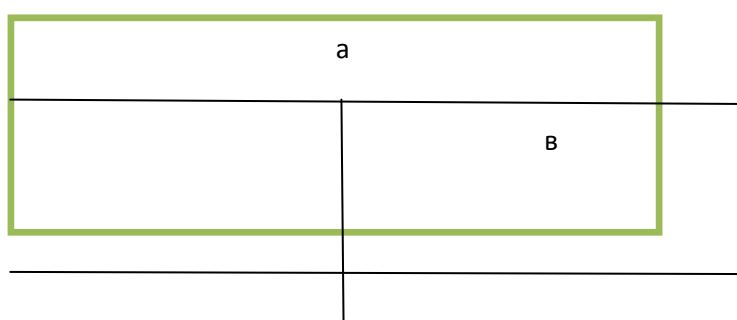
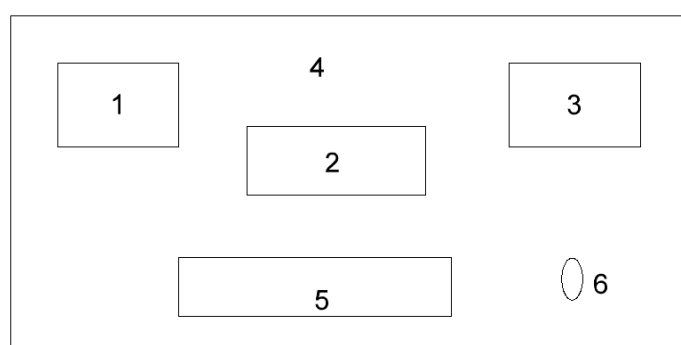


Рисунок 6.1 – Розбиття робочого столу програміста по зонах

На рисунку 6.2 показаний приклад розміщення основних і периферійних складових ПК на робочому столі програміста.



- 1) сканер; 2) монітор; 3) принтер; 4) поверхня робочого столу;
5) клавіатура; 6) маніпулятор типу "миша"

Рисунок 6.2 – Розміщення основних і периферійних складових ПК на робочому столі програміста

Для комфортної роботи стіл повинен задовольняти наступним умовам:

- висота столу має бути вибрана з урахуванням можливості сидіти вільно, в зручній позі, при необхідності спираючись на підлокітники;
- нижня частина столу має бути сконструйована так, щоб програміст міг зручно сидіти, не був вимушений підтискати ноги;
- поверхня столу повинна мати властивості, що виключають появу відблисків у полі зору програміста;
- конструкція столу повинна передбачати наявність висувних ящиків (не менше 3 для зберігання документації, лістингів, канцелярського приладдя);
- висота робочої поверхні рекомендується в межах 680 – 760 мм;
- висота поверхні, на яку встановлюється клавіатура, має бути близько 650 мм.

6.4 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

6.4.1 Заходи протипожежної безпеки

Основні вимоги і заходи по забезпеченню пожежної безпеки підприємств викладені в НАПБ А.01.001-2014 "Правила пожежної безпеки в Україні", ДБН В.2.5.56-2014 "Системи протипожежного захисту".

Пожежна безпека забезпечується шляхом проведення організаційних, технічних і інших заходів, спрямованих на попередження пожеж, забезпечення безпеки людей, зниження можливих матеріальних збитків, зменшення негативних екологічних наслідків, створення умов, для швидкого виклику пожежних підрозділів і успішного гасіння пожеж, а також евакуації із зони виникнення і можливого поширення пожежі; людина, документ і матеріальні цінності.

Для успішного проведення протипожежної профілактики на підприємствах важливо знати головні причини пожеж.

Головні причини пожеж на виробництві:

- необережне поводження з вогнем;
- незадовільний стан електротехнічних пристроїв і порушення правил їх монтажу і експлуатації;
- порушення режимів технологічних процесів;
- несправність опалюваних приладів і порушення правил їх експлуатації;
- невиконання вимог нормативних документів з питань пожежної безпеки.

Успіх швидкої локалізації і ліквідації пожежі на її початку залежить від наявних вогнегасних засобів, уміння користуватися ними усіма працівниками, наявності датчиків вогню і задимлення, а також від засобів пожежного зв'язку і сигналізації для виклику пожежної допомоги і введення в дію автоматичних і первинних вогнегасних засобів. Доцільно використати вогнегасники з розрахунку 1 вогнегасник на 20 м².

Об'єкт (дослідницька лабораторія,) належить до категорії В пожежної безпеки відповідно до вимог ДСТУ Б В.1.1-36:2016 «Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою». Відповідно до категорії виробництва з пожежної небезпеки і вимог ДБН В.1.1-7:2016 «Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги», приміщення лабораторії відноситься до III ступеня вогнестійкості. Відповідно до вимог ДБН В.1.1-7:2016 «Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги», передбачаються шляхи евакуації працівників на випадок пожежі (переходи, евакуаційні виходи). Максимальна відстань від найбільш віддаленого робочого місця до найближчого евакуаційного виходу згідно п. 2.29 складає не більш 80 м.

Для зниження пожежонебезпеки будівлі планується вживання виробів з негорючих полімерів.

Пожежна безпека об'єкту відповідно до ДОСТУ 12.1.004-91-ССБТ «Пожежна безпека. Загальні вимоги» забезпечена:

- системою запобігання пожежі;
- системою протипожежного захисту.

Лабораторія забезпечена технічними засобами виявлення загорянь і пожеж згідно вимог ДБН В.2.5–56:2014 «Системи протипожежного захисту»:

- автоматичними сигналізаторами про пожежу;
- системою протипожежної сигналізації, АПС.

З огляду на пожежну небезпеку виробництва, передбачається система пожежного водопостачання або автоматичного пожежогасіння.

Комплекс протипожежних заходів для виробничого приміщення (дослідницької лабораторії,) обладнаної ПК з ВДТ розроблений згідно вимог НАПБ А.01.001-2014 «Правила пожежної безпеки в Україні» та НАПБ В.01.056-2013/111 «Правила будови електроустановок. Пожежна безпека електроустановок. Інструкція». Обчислювальний центр, згідно ДСТУ Б В.1.1-36:2016 «Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою» відноситься до категорії «П–Па», а клас можливої пожежі, згідно ДСТУ EN 2-2014 «Класифікація пожеж (EN 2:1992, EN 2:1992/A1:2004, IDT)», визначається як «А».

У разі виникнення пожежі у приміщенні (дослідницької лабораторії,) обладнаному ПК з ВДТ для евакуації персоналу відповідно до вимог ДБН В.1.1-7:2016 «Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги» передбачені виходи, по обидві сторони приміщення, з одного боку проріз протипожежного виходу (на пожежні сходи), а з іншого – вхідні двері. Згідно п. 2.29 (табл. 2) СНиП 2.09.02-85* «Виробничі будівлі», відстань від найбільш віддаленого робочого місця до найближчого евакуаційного виходу не обмежується.

Обладнання, силові та освітленні мережі приміщення (дослідницької лабораторії,) обладнаного ПК з ВДТ відповідають вимогам пожежної безпеки, оскільки виконані відповідно до вимог НПАОП 40.1–1.32–01 «Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок», та мають ступінь захисту ізоляції обладнання IP44 яка відповідає

класу пожежанебезпечної зони П-ІІа до якої належить приміщення.

6.4.2 Заходи з цивільного захисту

Серед захисних заходів цивільного захисту, здійснюваних завчасно, особливо важливе місце займає організація сповіщення органів цивільного захисту, формувань і населення про загрозу нападу супротивника і про застосування їм ядерної, хімічної і бактеріологічної зброї і інших сучасних засобів нападу. Тому захист населення від зброї масового ураження залежатиме від добре організованої системи сповіщення. Усі сигнали цивільного захисту на підприємство передаються по каналах зв'язку і радіотрансляційним мережам, а також через місцеві радіомовні станції. Для попередження робітників і службовців підприємства встановлені наступні сигнали: "увага всім", "повітряна тривога", "відбій повітряної тривоги", "радіаційна небезпека", "хімічна тривога".

Сигнал "увага усім" подається для усього населення завчасно до подання будь-якого з нижчеописаних сигналів. Це необхідно для того, щоб підготувати людей до сприйняття подальших сигналів, повідомлень або вказівок. По радіотрансляційній мережі передається текст: "Увага всім!".

Сигнал "повітряна тривога" подається для усього населення. По радіотрансляційній мережі передається текст: "Увага! Увага! Громадяни! повітряна тривога!". Одночасно з цим сигнал дублюється звуком сирен, гудками заводів і транспортних засобів. Тривалість сигналів 2-3 хвилини. В цьому випадку співробітники підприємства припиняють роботу і виконують усі заходи, передбачені спеціальною інструкцією підприємства.

Сигнал "радіаційна небезпека" подається в населених пунктах, у напрямку до яких рухається радіоактивна хмара, що утворилася при вибуху ядерного боєприпасу. Сигнал "радіаційна небезпека" подається за допомогою усіх місцевих технічних засобів зв'язку і сповіщення, а на місцях дублюється звуковими і світловими засобами. По цьому сигналу співробітники

підприємства надівають респіратор, протизапорошену тканинну маску, ватно-марлеву пов'язку або протигаз, комплекти, які передбачені на цьому підприємстві, а також беруть індивідуальні засоби медичного захисту, предмети першої необхідності і йдуть в укриття.

Сигнал "хімічна тривога" подається при загрозі або безпосередньому виявленні хімічного або бактеріологічного зараження, за допомогою технічних засобів зв'язку. На місцях він дублюється звуковими і світловими засобами. Далі співробітники виконують усі заходи, передбачені спеціальною інструкцією підприємства.

Для успішного проведення рятувальних робіт у осередку ядерного ураження в першу чергу необхідно робити проходи (проїзди) в завалах. Ці роботи необхідно проводити у максимально стиснутий термін, щоб забезпечити своєчасний рятувальних формувань к заваленим або пошкодженим притулкам. Перед початком робіт з розкриття притулків слід по можливості вимкнути, пошкоджені водопровід, газопровід, мережі електропостачання, каналізації, які проходять через притулок або поблизу від нього. Вони можуть створити додану небезпеку для приховуючих, а також для особистого складу формувань цивільного захисту, які проводять рятувальні роботи.

У випадку порушення роботи вентиляційного обладнання і відсутності надходження повітря необхідно екстренно пробити шурф у стіні захистку, організувати надходження очищеного від шкідливих речовин повітря компресорами.

В залежності від характеру зруйнування забудови, під яким розміщені притулки, можуть бути застосовані наступні засоби їхнього розкриття; розчистка від завалів основного входу; розчистка завалених люків аварійних виходів; побудування прорізів у стінах або перекриттях завалених притулків; побудування прорізів в стінах притулків з підземних виробок.

ВИСНОВКИ

Підсумком даної роботи можна вважати результати поставлених задач.

В пояснювальній записці виконано:

– огляд літературних джерел по методах побудови і еквівалентних схем НВЧ транзисторів для побудови інтегральних мікросхем НВЧ підсилювачів, які працюють в надширокій смузі робочих частот, для розподілу супутникових цифрових телевізійних каналів;

– представлений набір еквівалентних схем, що дозволяють сконструювати НВЧ підсилювач, який має широку смугу робочих частот з гарантованим коефіцієнтом шуму і стійкості з коефіцієнтом підсилення для ВЧ сигналу більше ніж 22 – 27 дБ.

– проведені розрахунки частотних характеристики підсилювачів, схемотехнічні рішення, на основі широкосмугових еквівалентних схем, з застосуванням найсучаснішої елементної бази дозволяють розробити з досить високими технічними і експлуатаційними характеристиками, що не поступаються сучасним зарубіжним зразкам.

Подальшим розвитком даної розробки є побудова схемних рішень і розробка принципів схем НВЧ підсилювача, на основі широкосмугової моделі транзисторів, для прийому супутникових каналів у більш широкій смузі робочих частот з різними протоколами цифрових стандартів і з різною поляризацією.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование [Текст] / В. Фуско; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
2. Бова Н.Т. Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст] / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, Б.Д. Солганик. – К.: Техника, 1984. – 184 с.
3. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учебн. пособие [Текст] / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
4. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ: учебн. пособие [Текст] / Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин; под ред. Д.М. Сазонова. – М.: Высшая школа, 1989. – 295 с.
5. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств [Текст] / К. Гупта, Р. Гардис, Р.Чадха; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
6. Ефремов Ю.Г. Проектирование интегральных устройств СВЧ: справочник [Текст] / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др. – К.: Техника, 1990.– 159 с.
7. Данилин А.В. Измерения в технике СВЧ :Учебн. пособие для вузов [Текст] / А.В. Данилин – М.: Радиотехника, 2008.–184 с.
8. Кищинский А.В. Широкополосные транзисторные усилители СВЧ диапазона: Смена поколений // Электроника, Наука, Технология, Бизнес.– 2010.– №2, С. 21–27.
9. Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств [Текст] / С.И. Бахарев и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
10. Данилин В.Н. Кушниренко А.И. , Петров Г.В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ [Текст] / В.Н. Данилин, А.И. Кушниренко, Г.В. Петров.– М.: Радио и связь, 1985.–192 с.
11. Арутюнов Л.М. Модули СВЧ [Текст] / Л.М. Арутюнов, И.П. Блудов, В.Д. Давыдов. – М.: Радио и связь, 1984. – 72 с.

12. Петров Г.В., Толстой А.И. Линейные балансные СВЧ усилители [Текст] / Г.В. Петров, А.И. Толстой. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
13. Спиридонов А.Н. Проектирование широкополосных транзисторных усилителей в диапазоне частот 1-3,2 ГГц с выходной мощностью 1 Вт / А.Н. Спиридонов, Г.С. Шауро // Электронная техника. Серия Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 1 – С.21–29.
14. Грабовски Б. Краткий справочник по электронике . Пер. с франц. Хаванов А.В.[текст]/ Б. Грабовски., 2–е изд.–М.: ДМК «Пресс».–2004.–416 с.
15. Мальтер Т.З. О погрешности измерения модулей параметров рассеяния СВЧ транзисторов / Т.З. Мальтер // Техника средств связи, Серия Радиоизмерительная техника, 1976. – Вып. 4. – С. 56-66.
16. Юбков А.В. Сверхширокополосный транзисторный усилитель СВЧ [Текст] / А.В. Юбков // Схемотехника. – 2003. – №4. – С.22-23.
17. Дуднік Г.І. Методичні вказівки до дипломного проектування розділу “Охорона праці” [Текст] / Г.І. Дуднік, В.П. Прохненко, А.А. Потуремець, А.О. Писарський, О.В. Коваленко, О.М. Савчук. – Запоріжжя: ЗДТУ, 2000. – 60 с.
18. Касьян Є.М. Методичні вказівки до економічного обґрунтування дипломних проектів для студентів спеціальності 7.090701 “Радіотехніка” [Текст] / Є.М. Касьян, Т.А. Антоненко, Л.М. Біла. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2002. – 30 с.
19. Губський А.І. Цивільна оборона: підручник для студентів вузів [Текст] / А.І. Губський. – К.: Міністерство освіти, 1995. – 216 с.
20. Бойко В.И. и др. Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства [Текст] / В.И. Бойко, А.Н. Гуржий, В.Я. Жуйков, А.А.Зори, В.М. Спивак, В.В. Багрий. – СПб.: БХВ – Петербург, 2004. – 512 с.
21. Кобевник В.Ф. Охрана труда [Текст] / Кобевник В.Ф. – К.: Вища школа, 1990. – 286 с.

22. Куркова О.П. Организация и планирование научно-технических исследований и разработок. Монография. [Текст] / О.П. Куркова. – СПб.: Научно-технические технологии, 2018. – 245 с.

23. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ [Текст] / Н.З. Шварц. – М.: «Сов. Радио», 1980. – 322 с.