

Вінницький національний технічний університет  
(повне найменування вищого навчального закладу)  
Факультет комп'ютерних систем і автоматики  
(повне найменування інституту)  
Кафедра метрології та промислової автоматики  
(повна назва кафедри)

## **Пояснювальна записка**

до магістерської кваліфікаційної роботи

магістр

(освітній ступень)

на тему: «Вимірювання параметрів чотиріполосника на базі  
нестандартної системи»

Виконав: студент 2 курсу, групи КІВТ-18м  
спеціальності 152 – Метрологія та  
інформаційно-вимірювальна техніка  
(освітня програма: комп'ютеризовані  
інформаційно-вимірювальні технології)  
(шифр і назва спеціальності)

Кієнко В.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник Возняк О.М

(прізвище та ініціали)

Рецензент Тужанський С.Є.

(прізвище та ініціали)

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет комп'ютерних систем і автоматики

Кафедра метрології та промислової автоматики

Освітній ступень магістр

Спеціальність 152 – Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка

(освітня програма: комп'ютеризовані інформаційно-вимірювальні технології)

(шифр і назва)

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри МПА

д.т.н., проф. Кучерук В.Ю.

“ ” 2019 року

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Кієнко Вадим Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Вимірювання параметрів чотириполосника на базі нестандартної системи»

керівник роботи Возняк Олександр Миколайович к.т.н.,доц.

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від №254 від 02.10.2019 р

2. Строк подання студентом роботи \_\_\_\_\_

3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот – 0,1-3 ГГц; середньоквадратичне значення похибки – 5%

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити

Провести аналіз сучасних методів і засобів вимірювання параметрів чотириполосників. Розробити методу вимірювання нестандартних параметрів потенційно нестійких чотириполосників. Розрахувати параметри імітансних. окружностей. Провести розрахунок економічної частини.

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

Додаток А(обов'язковий) Технічне завдання.

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	Возняк О.М к.т.н. доц	02.09.19	18.09.19
2	Возняк О.М к.т.н. доц	18.09.19	30.09.19
3	Возняк О.М к.т.н. доц	19.10.19	25.11.19
4	Ратушняк О.Г. доц.каф ЕПВМ	25.11.19	03.12.19

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2019 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз сучасних методів і засобів вимірювання параметрів чотириполіусників	02.09.2019 18.09.2019	
2	Розробка методу вимірювання нестандартних параметрів потенційно нестійких чотириполіусників	18.09.2019 30.09.2019	
3	Розрахунок параметрів імітансних окружностей	19.10.2019 25.11.2019	
6	Економічна частина	25.11.2019 03.12.2019	

Студент

\_\_\_\_\_ Кієнко В.О.  
( підпис ) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи

\_\_\_\_\_ Возняк О.М.  
( підпис ) (прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

У магістерській кваліфікаційній роботі розробляється метод вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполіусників. Проведено аналіз сучасних методів і засобів вимірювання параметрів чотириполіусників. Наведено класифікацію чотириполіусників та їхніх параметрів

В процесі виконання роботи проведено розрахунок параметрів імітансних окружностей. Оцінено комерційний потенціал розробки і визначення коефіцієнта наукової значимості дослідження методу визначення параметрів потенційно нестійких чотириполіусників, який дозволить визначати чотириполіусникові параметри транзисторів у діапазоні потенційної нестійкості.

## REFERAT

In the master's qualification work is developed a method of measuring the parameters of potentially unstable quadruplets. The analysis of modern methods and means of measuring the parameters of four-poles is carried out. The classification of quadrilaterals and their parameters is given

In the course of the work, the parameters of the imitation circles were calculated. The commercial potential of developing and determining the coefficient of scientific significance of the study of the method of determining the parameters of potentially unstable quadruplets, which will allow to determine the quadrupole parameters of transistors in the range of potential instability, has been evaluated.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ.....	10
1.1 Класифікація чотириполіусників та їхніх параметрів.....	10
1.2 Аналіз методів вимірювання у-,z-,h- параметрів.....	22
1.3 Аналіз методів вимірювання S- і T-параметрів.....	27
2 РОЗРОБКА МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ НЕСТАНДАРТНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ.....	31
2.1 Обґрунтування системи нестандартних параметрів.....	32
2.2 Розробка методу плаваючих навантажень.....	35
2.2.1 Теоретичне обґрунтування.....	35
2.2.2 Розробка методики експерименту.....	42
2.2.3. Аналіз методичних похибок вимірювання.....	52
3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСНИХ ОКРУЖНОСТЕЙ.....	59
3.1 Алгоритм розрахунку параметрів імітансних окружностей.....	59
3.2 Чисельний розрахунок власних параметрів .....	68
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	69
4.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	69
4.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи.....	75
4.3 Оцінка внеску НДР.....	79
ВИСНОВКИ.....	84
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	85
ДОДАТКИ.....	91
Додаток А(обов'язковий).....	92
Додаток Б(обов'язковий).....	95
Додаток В(обов'язковий).....	96
Додаток Г(обов'язковий).....	97

## ВСТУП

Стрімкий розвиток технологій потребує постійного руху в напрямку розробок нових та покращення вже існуючих методів та засобів вимірювання. На сьогоднішній день системи вимірювання та обробки інформації стають невід'ємною частиною засобів автоматизації виробництва. Рівень соціального та економічного розвитку сучасного суспільства визначається об'ємом, швидкістю і якістю обробки інформації за допомогою методів та технічних засобів.

Розвиток технологій нерозривно пов'язаний із розвитком вимірювань, а стан сучасної техніки в значній мірі визначається рівнем розвитку методів вимірювання та наявністю достатньо досконалої вимірювальної апаратури для вимірювання параметрів радіоелектронних приладів. Якщо брати до уваги транзистор то це дозволяє: по-перше, визначити їх потенційні експлуатаційні можливості; по-друге, дати вихідний матеріал для розрахунку пристроїв; по-третє, посереднім чином судити про їх внутрішні властивості і технологічні особливості, по-четверте, розробляти нові, високоякісні пристрої.

Інтенсивна автоматизація процесів виробництва, ускладнення і розширення фронту наукових експериментів тягне за собою необхідність розробки принципово нових методів та засобів вимірювання параметрів транзисторів на базі нових алгоритмів і обчислювальної техніки.

Підвищення рівня напівпровідникових приладів, удосконалення їх характеристик неодмінно впливає на потенційну стійкість у широкому діапазоні частот. Класичні методи і стандартна вимірювальна апаратура не розраховані на вимірювання параметрів потенційно нестійких транзисторів. Вимірювальні системи неконтрольовано збуджуються, що збільшує похибку вимірювання. Тому нині стоїть актуальна задача вимірювання параметрів, як транзисторів зокрема, так і чотириполіусників взагалі, у частотному діапазоні потенційної нестійкості.

Тактова частота, на якій працює сучасна комп'ютерна техніка, впритул підійшла до діапазону НВЧ (надвисоких частот), що робить проблему вимірювання та розрахунку різних функціональних вузлів обчислювальної техніки та операційних елементів досить актуальною.

Розробка нових методів та засобів вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників у діапазоні НВЧ є актуальним науковим напрямком, який дозволяє значно підвищити точність їх вимірювання на стандартній апаратурі.

Покращення характеристик пристроїв НВЧ діапазону може бути досягнуто як за рахунок використання принципово нової елементної бази, так і за допомогою використання нових схемотехнічних рішень. Перспективним в цьому плані є напрямок використання реактивних властивостей транзисторів, а також транзисторних структур з від'ємним опором для побудови інформаційно-вимірювальних систем і операційних й обчислювальних пристроїв діапазону НВЧ.

**Актуальність.** Автоматизація процесів виробництва, ускладнення і розширення фронту наукових експериментів тягне за собою необхідність розробки принципово нових методів та засобів вимірювання параметрів транзисторів на базі нових алгоритмів і обчислювальної техніки, тому розробка нових методів вимірювання параметрів чотириполюсників є досить актуальною.

**Метою роботи** є розробка методу визначення параметрів потенційно нестійких чотириполюсників, який дозволить визначати чотириполюсникові параметри транзисторів у діапазоні потенційної нестійкості.

Для досягнення поставленої мети потрібно обґрунтувати й вирішити такі наукові та практичні **задачі**:

1. провести критичний аналіз існуючих методів визначення параметрів чотириполюсників, що дозволить з'ясувати їх основні недоліки.



2. розглянути математичну модель чотиріполюсника на базі нестандартної системи W-параметрів.

3. провести оцінку адекватності розробленого методу за допомогою чисельного експерименту.

**Об'єктом дослідження** є процес вимірювання параметрів потенційно нестійких чотиріполюсників у діапазоні НВЧ.

**Предметом дослідження** є методи та засоби для визначення параметрів потенційно нестійких чотиріполюсників.

**Наукова новизна.** Створено метод визначення параметрів потенційно нестійких чотиріполюсників, що дозволило визначати чотиріполюсникові параметри транзисторів у діапазоні потенційної нестійкості з вищою точністю у порівнянні з існуючими засобами.

**Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи.** Результати досліджень в роботі обговорювались та були схвалені на такій науково-технічній конференції: 5-а Міжнародна наукова конференція «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (Вінниця 2019р.).

**Публікації.** Базовий зміст роботи було викладено в тезах доповіді конференції.

**Джерела розробки:**

1. Положення про магістерську кваліфікаційну роботу // Романюк О.Н., Лисенко Г.Л., Обертюх Р.Р., Видмиш А.А. – ВНТУ, Вінниця, – 2010. – 16с.
2. ДСТУ 2681–94. – К. «Метрологія. Терміни і визначення».
3. ДСТУ ІЕС 122-2-2000 «Вимірювання параметрів фазовим методом у П-подібному чотиріполюснику».
4. ДСТУ 2.702:2013 Єдина система конструкторської документації.
5. ДСТУ 8.334:2008. Державна система забезпечення єдності вимірювань.

# 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ

## 1.1 Класифікація чотириполюсників та їхніх параметрів

Чотириполюсник – електрична схема з чотирма виводами, на два з яких подається вхідний сигнал, а з двох інших знімається вихідний сигнал.

Прикладом чотириполюсника є підсилювач, і будь-який прилад зі входом та виходом, призначений для передачі й переробки сигналів. Окремі функціональні блоки в радіотехнічних чи електронних схемах теж є чотириполюсниками.

Чотириполюсники можна класифікувати за безліччю ознак. Основні з них відображені на рис. 1.1.

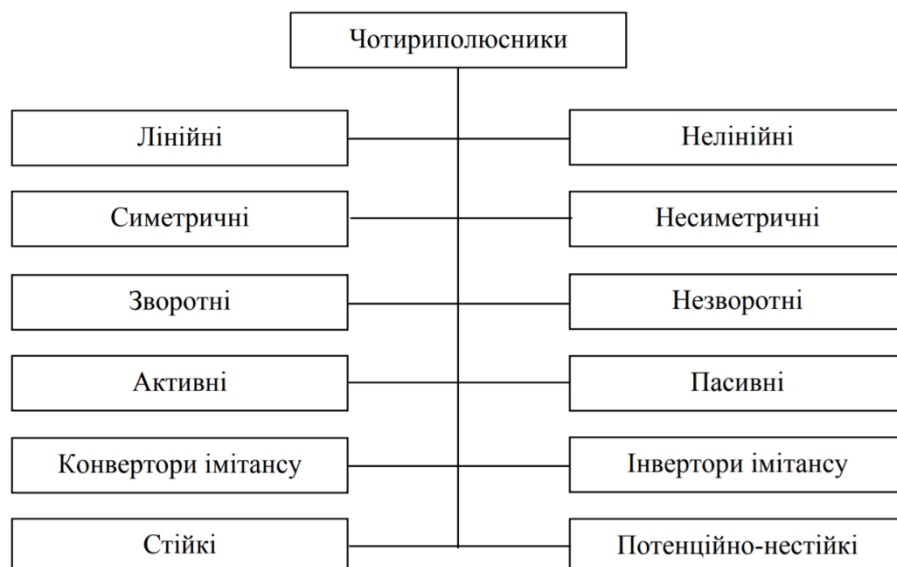


Рисунок 1.1 - Класифікація чотириполюсників

За ознакою лінійності елементів, що входять до них, чотириполюсники поділяють на лінійні та нелінійні. Лінійними називаються чотириполюсники, у яких струми і напруги на полюсах ( $U_1$ ,  $U_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ) пов'язані лінійною залежністю. Одержали розповсюдження три види цієї залежності:

$$\begin{aligned} U_1 &= a_{11}U_2 + a_{12}I_2, \\ I_1 &= a_{21}U_2 + a_{22}I_2 \end{aligned} \quad (1.1)$$

$$\begin{aligned} U_1 &= z_{11}U_2 + z_{12}I_2 \\ I_1 &= z_{21}U_2 + z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned} U_1 &= y_{11}U_2 + y_{12}I_2 \\ I_1 &= y_{21}U_2 + y_{22}I_2 \end{aligned} \quad (1.3)$$

Тут  $a_{11}$ ,  $a_{22}$  – безрозмірні,  $a_{12}$ ,  $z_{11}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{21}$ ,  $z_{22}$  мають розмірність опорів;  $a_{21}$ ,  $y_{11}$ ,  $y_{12}$ ,  $y_{21}$ ,  $y_{22}$  – розмірність провідностей. Сучасна теорія багатополюсників і, зокрема, чотирьополюсників базується на основі використання математичного апарату теорії матриць [2]. У матричному записі [3] рівняння (1.1) – (1.3) набувають вигляду:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [a] \times \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (1.4)$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [z] \times \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [y] \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}, \quad (1.6)$$

де  $[a]$  – матриця передачі;  $[z]$  – матриця опорів;  $[y]$  – матриця провідностей.

Зв'язок між елементами різних матриць має вигляд:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z_{11}}{z_{21}} & -\frac{|z|}{z_{21}} \\ 1 & -\frac{z_{22}}{z_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{y_{22}}{y_{21}} & -\frac{y}{y_{21}} \\ \frac{y_{21}}{y_{21}} & -\frac{y_{11}}{y_{21}} \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{11}}{a_{21}} & -\frac{|a|}{a_{21}} \\ 1 & -\frac{a_{22}}{a_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{y_{22}}{|y|} & -\frac{y_{12}}{|y|} \\ -\frac{y_{21}}{|y|} & -\frac{y_{11}}{|y|} \end{bmatrix}, \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z_{22}}{|z|} & -\frac{z_{21}}{|z|} \\ \frac{z_{21}}{|z|} & \frac{z_{11}}{|z|} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{22}}{a_{12}} & -\frac{|a|}{a_{12}} \\ 1 & -\frac{a_{11}}{a_{12}} \end{bmatrix}, \quad (1.9)$$

де

$$|y| = \frac{1}{|z|} = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21} = -\frac{a_{21}}{a_{12}}, \quad (1.10)$$

$$|z| = \frac{1}{|y|} = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} = -\frac{a_{12}}{a_{21}}, \quad (1.11)$$

$$|a| = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = -\frac{z_{21}}{z_{12}} = -\frac{y_{21}}{y_{12}} \quad (1.12)$$

Рівняння (1.4–1.6) відповідають передачі енергії зліва направо. При передачі в зворотному напрямку (рис. 1.1б) міняються місцями вхідні і вихідні затискачі (тобто індекси 1 і 2), враховується зміна напрямку струмів і, нарешті, на відміну від випадку прямої передачі усім величинам надається значок «штрих».

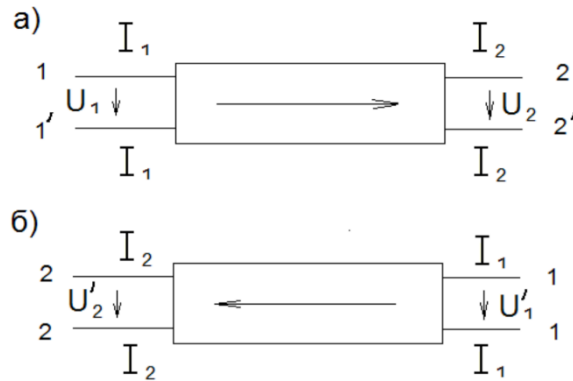


Рисунок 1.2 - Напрями струмів у чотириполюснику

Виконуючи в (1.4) – (1.6) зазначені підстановки:  $U_2' \rightarrow U_1$ ;  $U_1' \rightarrow U_2$ ;  $-I_2' \rightarrow I_2$  і, виконуючи потім перетворення необхідні для того, щоб форма запису рівнянь відрізнялася від (1.4) – (1.6) тільки значком «штрих», одержуємо матричні рівняння, що відповідають зворотному напрямку передачі енергії:

$$\begin{bmatrix} U_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = \frac{1}{|a|} \begin{bmatrix} a_{22} & a_{12} \\ a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2' \\ I_2' \end{bmatrix}, \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} U_1' \\ U_2' \end{bmatrix} = \frac{1}{|a|} \begin{bmatrix} -z_{22} & -z_{12} \\ -z_{21} & -z_{11} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

$$\begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} = \frac{1}{|a|} \begin{bmatrix} -y_{22} & -y_{12} \\ -y_{21} & -y_{11} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1' \\ U_2' \end{bmatrix}, \quad (1.15)$$

Чотириполюсники також розділяють на симетричні та несиметричні. Симетричним чотириполюсник називається тоді, коли зміна місць його вхідних та вихідних виводів не змінить величин струмів і напруг в колі, з яким з'єднаний чотириполюсник. Симетричні чотириполюсники завжди оборотні.

Чотириполюсники можуть бути активними і пасивними. Якщо чотириполюсник містить всередині джерела (джерело) електричної енергії, то він називається активним. У іншому разі чотириполюсник є несиметричним.

Чотириполюсники називаються оборотними, якщо виконується теорема оберненості, тобто відношення напруги на вході до струму на виході не залежить від того, яка з двох пар виводів є вхідною і яка вихідною. Якщо ж ця умова не виконується, чотириполюсним [4, 5]. При цьому, якщо ці джерела є незалежними, то у випадку лінійного чотириполюсника обов'язковою додатковою умовою активності є наявність на одній або обох парах його розімкнених виводів напруги, зумовленої джерелами електричної енергії, що знаходяться всередині, тобто необхідно, щоб дія цих джерел не компенсувалася всередині чотириполюсника. Якщо ж джерела всередині чотириполюсника є залежними, то від'єднання його від іншої частини кола призводить до того, що напруги на розімкнених виводах немає.

Пасивним називається чотириполюсник, який не містить джерел електричної енергії. Пасивний лінійний чотириполюсник може містити джерела електричної енергії, які взаємно компенсуються таким чином, що напруги на обох парах розімкнених виводів дорівнюють нулю.

Чотириполюсники можна також розглядати у якості узагальнених перетворювачів імітансу (УПІ). Узагальненим перетворювачем імітансу називається чотириполюсник (рис. 1.3), імітанс між однією парою клем якого  $W_{\text{Вх}}(W_{\text{Вих}})$  є функцією імітансу  $W_{\text{Н}}(W_{\text{Г}})$ , підключеного до другої пари його клем [6]:

$$W_{\text{Вх}} = f(W_{\text{Н}}), \quad W_{\text{Вих}} = f(W_{\text{Г}}).$$

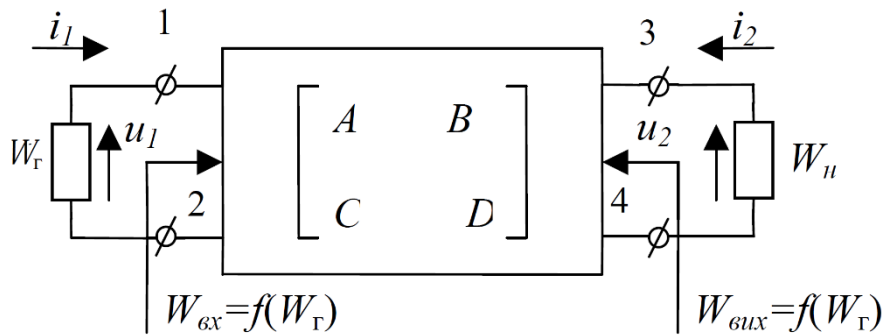


Рисунок 1.3 - Структурна схема узагальненого перетворювача імпедансу

Всі види УПІ можна поділити на дві групи – ті, що використовують схемотехнічні розв’язки для одержання необхідного коефіцієнта перетворення імпедансу, і ті, що використовують для цієї мети фізичні ефекти в твердому тілі, в частоті, в транзисторних структурах.

Всі типи чотириполюсників в якості УПІ можна розділити на конвертори та інвертори імпедансу [6]. Під імпедансом  $W$  розуміється опір  $Z$  (імпеданс) або провідність  $Y$  (адмітанс), які у загальному випадку є комплексними [7]. Конвертором імпедансу (КІ) називається чотириполюсник, імпеданс між однією парою виводів якого прямо пропорційно залежить від імпедансу, під’єданого до іншої пари виводів. Наприклад, в випадку перетворення конвертором імпедансу повного опору  $Z_n$  (пряме перетворення) його вхідний повний опір  $Z_{вх} = (A/\Delta)Z_n$  де  $A$  і  $-D$  елементи  $[ABCD]$  матриці чотириполюсника (в загальному випадку комплексні), що пов’язують струми та напруги на його затискачах [8] (рис. 1.3).

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.16)$$

Для ідеального конвертора імпедансу матриця (1.16) має вигляд:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

Із (1.17) випливає, що ідеальний конвертор імітансу є невзаємним та активним, якщо  $A \cdot D = 1$  [9]. Відношення:

$$\frac{A}{D} = T_k \quad (1.18)$$

називають коефіцієнтом конверсії прямого перетворення імітансу  $W_n$ , а відношення  $T'_k = 1/T_k$  – коефіцієнтом конверсії зворотного перетворення імітансу  $W_z$ .

В загальному випадку коефіцієнт конверсії – це комплексна величина. В окремому випадку, коли параметри ланцюгової матриці (1.17) є дійсні числа, коефіцієнт конверсії також дійсна величина. Конвертори імітансу, що характеризуються таким коефіцієнтом конверсії, називаються дійсними конверторами імітансу.

Якщо параметри ланцюгової матриці (1.17) характеризуються уявними числами, коефіцієнт конверсії також є уявною величиною, а відповідні КІ називаються уявними конверторами імітансу. Ідеальним конвертором імітансу називається чотиріполюсник, коефіцієнт конверсії якого не залежить від перетворюваного імітансу.

Значення коефіцієнта конверсії  $T_k$  не служить повним описом конвертора імітансу, матриця якого (1.17) має два параметра  $A$  і  $D$ . В залежності від співвідношення між параметрами  $A$  і  $D$ , дійсні конвертори імітансу поділяються на п'ять видів.

Інвертором імітансу називають чотиріполюсник, імітанс між однією парою виводів якого обернено пропорційно залежить від імітансу, під'єданого до іншої пари виводів. Наприклад, у випадку перетворення



інвертором імітансу повного опору навантаження  $Z_H$  (пряме перетворення) його вхідний повний опір  $Z_{вх} = (B/C)Z_H$ .

Для ідеального інвертора імітансу матриця (1.16) має вигляд:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.19)$$

Із (1.19) випливає, що ідеальний інвертор імітансу також є невзаємним та активним чотиріполюсником [9]. Відношення  $B/C=T_i$  називають коефіцієнтом інверсії прямого перетворення імітансу, а  $W_H$  величину  $W_{gir} = \sqrt{T_i}$  – імітансом гірації прямого перетворення. В загальному випадку це комплексна величина. В окремому випадку, коли параметри ланцюгової матриці (1.19) дійсні числа, імітанс гірації також дійсна величина: опір гірації  $R_I$ , при перетворенні повного опору  $Z_H$  або провідність гірації  $G_I$ , при перетворенні повної провідності  $Y_H$ . Інвертори імітансу, які характеризуються дійсним імітансом гірації ( $R_I$  або  $G_I$ ), називаються дійсними інверторами імітансу.

Властивості та реалізація ідеальних дійсних інверторів і конверторів імітансу розглянуті в роботах [6, 9–13]. Якщо параметри матриці (1.19) характеризуються уявними числами, відповідні інвертори імітансу називаються уявними.

Значення коефіцієнта інверсії  $T_I$  не слугує повним описом інвертора імітансу, матриця якого (1.19) має два параметри  $B$  і  $C$ . В залежності від співвідношення між параметрами  $B$  і  $C$ , дійсні інвертори імітансу поділяються на п'ять видів.

За допомогою дійсних і уявних перетворювачів імітансу можна реалізувати, в якості вхідних функцій або функцій передачі, будь-який раціональний дріб з дійсними коефіцієнтами і довільним співвідношенням ступеня числівника та знаменника [10]. В діапазоні низьких частот при розв'язанні цих задач використовується математична модель УПІ, що

складається з коефіцієнта перетворення імітансу  $T$  і чутливості якості цього коефіцієнта до зміни параметрів  $\alpha_l$  УПП –  $S_{\alpha_l}^T$ . При цьому, як правило, передбачається, що коефіцієнт перетворення імітансу є дійсною (як правило рівною 1 або  $-1$ ) або уявною величиною.

При практичному використанні УПП необхідна не тільки реалізація заданої функції, але й забезпечення визначених експлуатаційних вимог за стійкістю, рівнем шуму, коефіцієнтом передачі й т. п. Вибір виду та типу УПП в даному випадку не може бути виконаний тільки за коефіцієнтом перетворення та «якості», а необхідно використовувати математичну модель, яка враховує систему робочих параметрів. Основні вимоги до такої моделі містяться в її повноті та точності, тобто вона повинна бути достатньою для визначення основних експлуатаційних параметрів УПП, з достатньою для проектування ІП точністю, а також в її об'єктивності, тобто кожний параметр цієї моделі повинен бути вимірним або розрахунковим, виходячи з реальних початкових умов. Крім цього, з інженерної точки зору параметри цієї моделі повинні узгоджуватися (або визначатися за допомогою них) з класичними системами параметрами (наприклад  $Y$ ,  $Z$ ,  $S$  і т.п.), які використовуються при розрахунку інших видів електронних пристроїв.

Виходячи з перерахованих вимог, у роботі [14] запропоновано таку систему робочих параметрів УПП:

- прямий коефіцієнт перетворення –  $T$  ;
- зворотний коефіцієнт перетворення –  $T'$  ;
- похибка перетворення –  $\gamma_T$  ;
- інваріантний коефіцієнт стійкості – ;  $K_{с.вн}$ ;
- гранична частота –  $f_T$  ;
- чутливість коефіцієнта перетворення (якість) –  $S_{\alpha_l}^T$  ;
- максимально-досяжний коефіцієнт передачі потужності –  $K_{ms}$  ;
- коефіцієнт невзаємності –  $K_H$  ;
- максимально-досяжне значення від'ємної дійсної складової перетвореного імітансу – ;  $ReW_{max}^{(-)}$  ;

- оптимальна частота перетворення –  $f_{opt}$  ;
- мінімально-досяжне значення коефіцієнта шуму –  $F_{ш min}$ ;
- ефективність –  $E$  .

Кожен з вище перерахованих параметрів може бути виражений через параметри узагальненої  $W$ -матриці чотириполюсника [14].

При розгляді чотириполюсника на предмет стійкості, виникає необхідність розподілу чотириполюсників на потенційно-нестійкі та стійкі. Відповідно до загальної теорії стійкості, основи якої закладені А.М. Ляпуновим [15], про стійкість будь-якого лінійного або лінеаризованого активного чотириполюсника можна судити з розташування коренів його характеристичного рівняння в площині комплексної частоти  $P = \lambda + j\omega$ . Для стійкого чотириполюсника необхідно і достатньо, щоб всі корені  $P_i = \lambda_i + j\omega_i$  знаходилися в лівій напівплощині  $P$ , тобто мали негативні дійсні частини ( $\gamma_i < 0$ ). Розрахунок коренів в більшості випадків складний, тому зазвичай використовують непрямі методи. У радіоелектроніці широке застосування одержав один з таких методів – імітансний критерій стійкості [16].

Про стійкість кола згідно з цим критерієм судять за знаком дійсної частини сумарного вхідного імітансу  $W_{\Sigma_{вх}} = W_{\Gamma} + w_{вх}$  у точках 1–2 або сумарного вихідного імітансу  $W_{\Sigma_{вих}} = W_{Н} + w_{вих}$  у точках 3–4 (див. рис. 1.3). Для абсолютної стійкості необхідно і достатньо, щоб дійсна частина сумарного імітансу  $W_{\Sigma_{вх}}$  або  $W_{\Sigma_{вих}}$  була позитивною на тій частоті, на якій уявна складова його дорівнює нулю [17].

Якщо  $ReW_{вх(вих)}(j\omega) \geq 0$  у всій області частот, то досліджуване коло абсолютно стійке, тому що завжди  $ReW_{\Gamma(Н)}(j\omega) \geq 0$ . Якщо ж на деякій частоті (або в смузі частот)  $ReW_{вх(вих)}(j\omega) < 0$ , то такий чотириполюсник потенційно-нестійкий.

Потенційно-нестійкий чотириполюсник схильний до самозбудження при деяких величинах  $W_{\Gamma}(j\omega)$  і  $W_{Н}(j\omega)$ . Для оцінки запасу стійкості вводиться інваріантний коефіцієнт стійкості  $K_{с.вн}$  [7, 17]. Активний чотириполюсник стійкий, якщо  $K_{с.вн} > 1$ , і потенційнонестійкий, якщо  $K_{с.вн} < 1$ . Величина  $K_{с.вн}$

лежить в інтервалі  $(-1; +\infty)$ . Границі потенційної стійкості відповідає значення  $K_{с.вн} = 1$ . Коефіцієнт  $K_{с.вн}$ , що дуже важливо, інваріантний до виду  $W$ -матриці, тобто його значення не залежить від вибору системи  $Z$ -,  $Y$ -,  $g$ - чи  $h$ -параметрів.

Система, що описує зв'язок струмів і напруг в термінах параметрів класичних матриць провідності або опору ще називається системою імітансних параметрів чотиріполюсника. Вона має вигляд [7, 18–20]:

$$W_{ij} = \begin{vmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{vmatrix} \quad (1.20)$$

де  $W_{ij}$  – імітансні параметри.

Узагальнені параметри чотиріполюсника  $W_{i,j}$  є коефіцієнтами лінійних рівнянь. Їх можна або виміряти, або отримати, перерахувавши з іншої системи параметрів. Перераховувати можна або початково виміряні значення параметрів чотиріполюсника або параметри, отримані при аналізі його внутрішньої структури. Найбільш зручною і точною є система, параметри якої визначені за допомогою прямих вимірювань.

Параметри, що можуть бути виміряні безпосередньо, називаються робочими. Параметри ж, які не можуть бути отримані за допомогою прямих вимірювань, а являються лише результатом розрахунків, називаються розрахунковими. І ті, і інші системи параметрів можуть розглядатися як безструктурні моделі чотиріполюсників [21-23].

На сьогоднішній день при проектуванні радіоелектронних пристроїв та контролі їх параметрів найбільш широко використовуються дві системи параметрів чотиріполюсників: вже згадана система узагальнених імітансних  $W$ -параметрів та система параметрів матриці розсіювання ( $S$ -параметри). Система  $W$ -параметрів характеризується імітансуми генератора  $W_2$  та навантаження  $W_n$ . Вибір системи параметрів визначається здебільшого умовами задачі та зручністю її вирішення [7, 24].

Вимірювання струму та напруги в діапазоні НВЧ пов'язане зі значними труднощами або взагалі неможливе [21]. Чотириполіусник в цьому випадку необхідно розглядати як елемент передавальної лінії. Чотириполіусники НВЧ діапазону описуються за допомогою параметрів, що характеризують хвильовий процес –  $S$ - та  $T$ -параметри. Як і в пристроях НЧ діапазону, внутрішні процеси в об'єкті не беруться до уваги. Для зручності розуміння та розрахунків використовують «хвилю напруги», амплітуда якої являє собою величину – корінь квадратний з потужності сигналу. В діапазоні НВЧ  $S$ -параметри простіше вимірюються, але розрахункові співвідношення, виражені через них, складніші та менш наочні. Інколи через виміряні  $S$ -параметри знаходять за формулами розрахунку відповідні  $Y$ -,  $Z$ -,  $h$ - або  $g$ -параметри. Але при цьому імовірна велика похибка перерахунку.

На практиці також часто застосовують нестандартні системи параметрів чотириполіусників [25, 26]. Наприклад, нестандартну систему  $S$ -параметрів. Подібні системи можуть бути як повними, коли з їх допомогою можливо визначення всіх елементів стандартної системи параметрів, так і частковими (неповними), коли через них можна виразити лише частину елементів системи стандартних параметрів. Введення неповної системи параметрів, яка не є універсальною, властивою повній системі, доцільно у випадку, якщо введена система достатня для розрахунку певного класу пристроїв та має при цьому істотні переваги при вимірюванні у порівнянні з повною системою параметрів чотириполіусника.

Для певних класів електронних пристроїв існують спеціальні системи, що складаються з робочих параметрів. Так, наприклад, для активних НВЧ фільтрів, як потенційно-нестійких чотириполіусників, застосовують математичну модель, яка складається з внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості  $K_{с.вн}$ , максимально досяжного стійкого коефіцієнта передачі по потужності  $K_{ms}$ , вхідного  $W_{вх}$  та вихідного  $W_{вих}$  імітансів [27].

Нині існує велика кількість методів вимірювання параметрів чотириполіусників: стандартні методи вимірювання параметрів у режимі КЗ і ХХ, методи з використанням режимів двостороннього узгодження, графічні

методи з використанням статичних характеристик, методи прирощення постійних струмів і напруг тощо [28]. Але з переходом у НВЧ діапазон більшість з них виявляють свою непридатність. Значні труднощі, пов'язані з можливістю неконтрольованого самозбудження вимірювальної системи, виникають також при вимірюванні параметрів потенційно-нестійких чотириполіусників. В нашій роботі аналізуються існуючі методи та засоби вимірювання параметрів потенційно-нестійких чотириполіусників з метою виявлення їх переваг та недоліків.

## 1.2 Аналіз методів вимірювання $u$ -, $z$ -, $h$ - параметрів

Параметри чотириполіусника можуть бути виміряні різними методами: графічним методом за статичними характеристиками, методом прирощення постійних струмів і напруг, а також методом вимірювання змінних струмів і напруг малої амплітуди.

При аналізі електричних схем на малих сигналах краще всього розглядати їх у вигляді лінійного активного чотириполіусника. Для кожної такої схеми напруга на парах її затискачів та струми, що протікають в цих парах, функціонально залежні, і ці функції повністю характеризують схему. Ця функціональна залежність може бути виражена шістьма способами [2, 30]:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_1(I_1, I_2), & U_2 &= U_2(I_1, I_2), \\ I_1 &= I_1(U_1, U_2), & I_2 &= I_2(U_1, U_2), \\ U_1 &= U_1(I_1, U_2), & I_2 &= I_2(I_1, U_2), \end{aligned} \quad (1.21)$$

де  $U_1, U_2$  - напруга на вході і виході чотириполіусника,

$I_1, I_2$  - струм на вході і виході чотириполіусника.

При вимірюваннях, звичайно, використовують три матриці параметрів: матрицю опорів  $z$ , параметри якої вимірюються в режимах холостого ходу для

змінних складових, матрицю провідностей  $y$ , виміряну в режимах короткого замикання, та гібридну матрицю  $h$ , параметри якої вимірюються в умовах холостого ходу на вхідних затискачах і короткого замикання на вихідних затискачах [3, 30]. Для опису чотиріполосника можна вибрати будь-яку з цих матриць, кожна з яких володіє своїми перевагами і недоліками у порівнянні з іншими. Тому, при виборі матриці, необхідно виходити з виконання наступних умов:

- необхідна точність вимірювань в заданому діапазоні частот;
- простота вимірювань;
- пряме отримання параметрів, що цікавлять;
- простота представлення процесів, що відбуваються в чотиріполосникові, який досліджується.

Якщо до досліджуваного електричного кола відповідним чином підвести змінний сигнал з такою малою амплітудою, щоб його можна було вважати лінійним чотиріполосником, то його властивості можуть бути описані системою рівнянь:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2, \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Коефіцієнти  $y_{ij}$  в цій системі утворюють матрицю провідностей, а змінні напруги і струми є комплексними величинами.

Властивості електричних кіл як лінійних чотиріполосників на низьких частотах і малих сигналах можуть також бути визначені за допомогою лінійних рівнянь [12]:

$$\begin{aligned} U_1 &= r_{11}I_1 + r_{12}I_2, \\ U_2 &= r_{21}I_1 + r_{22}I_2. \end{aligned} \quad (1.23)$$

Опори  $r_{11}$ ,  $r_{12}$ ,  $r_{21}$ ,  $r_{22}$  є параметрами  $r$ -матриці. Існуючі методи вимірювання цих параметрів засновані на накладанні на постійні складові змінних струмів низької частоти і малої амплітуди. Змінні сигнали

підключають по черговому до обох пар затискачів чотириполюсника і проводять вимірювання змінних струмів та напруг в колах. Пара затискачів, на яку не подається сигнал, залишається розімкнутою для змінної складової (режим холостого ходу) [3, 16]. На точність вимірювань параметрів впливають наступні чинники:

- недостатня малість амплітуди підведеного сигналу,
- похибка в результаті неідеальності режиму холостого ходу,
- похибка вимірювальних пристроїв, що були використані в схемі.

Для уникнення вимірювань струмів  $I_1$  та  $I_2$  можна використати в якості джерела сигналу генератор струму, внутрішній опір якого повинний задовольняти умові  $R_r \gg r_{22}$ .

Лінійний чотириполюсник може також бути описаний рівняннями:

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{11}U_1 + g_{12}U_2, \\ I_2 &= g_{21}U_1 + g_{22}U_2, \end{aligned} \quad (1.24)$$

де  $g_{11}$ ,  $g_{12}$ ,  $g_{21}$ ,  $g_{22}$  - параметри  $g$ -матриці на низьких частотах і при малих сигналах. Ці параметри вимірюють при коротко-замкнутих виводах чотириполюсника для змінного сигналу. Наприклад, для визначення  $g_{11}$  слід, замкнувши вихідне коло ( $U_2=0$ ), виміряти вхідні струм та напругу і обчислити відношення  $I_1/U_1=g_{11}$ .

Перевага цього методу в тому, що при вимірюванні  $g$ -параметрів немає необхідності в режимі холостого ходу у вихідному колі, як це має місце при вимірюванні параметрів  $r$ -матриці, а коротке замикання цього кола для змінного сигналу на низьких частотах легко здійснити шунтуванням вихідних затискачів конденсатором відповідної ємності або контуром з послідовним резонансом.

Недолік методу полягає в тому, що при вимірюваннях з малим вхідним опором виникають труднощі із реалізацією режиму короткого замикання вхідного кола при вимірюванні  $g_{12}$  і  $g_{22}$ . Особливо тяжко це здійснити при вимірюванні  $g_{12}$ , бо послідовно з джерелом зміщення включається вимірювач



струму  $I_1$ , внутрішній опір якого може бути порівняно з вхідним опором чотириполосника.

При використанні гібридних параметрів чотириполосник на низьких частотах і при малих сигналах може бути описаний лінійними рівняннями:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \quad (1.25)$$

В цих рівняннях коефіцієнти  $h_{12}$  і  $h_{21}$  є безрозмірними,  $h_{11}$  має розмірність опору, а  $h_{22}$  - провідності. Ці параметри вимірюються при режимі холостого ходу у вхідному колі і коротко-замкненому вихідному колі. Гібридні параметри можуть бути виміряні або безпосередньо (метод впливає з (1.7)), або мостовим методом [23].

Таким чином, метод вимірювань змінних струмів і напруг малої амплітуди на низьких частотах є більш точним, ніж графічний метод і метод прирощень постійних струмів і напруг.

Принципово більш високу точність вимірювань відносно схем, заснованих на методі безпосереднього вимірювання струмів і напруг, можуть забезпечити мостові схеми вимірювання параметрів чотириполосників [2, 3, 44]. Це слідує із самого способу вимірювань, а також з того факту, що деякі чотириполосники володіють комплексними параметрами вже на низьких частотах. При безпосередніх вимірюваннях це неможливо врахувати, в той же час при вимірюванні за допомогою мосту, вводячи в міст додатково реактивні елементи, можна отримати дуже точну настройку на нульовий баланс і завдяки цьому підвищити точність вимірювань. Однак введення додаткових елементів настройки ускладнює вимір мостовим методом у порівнянні з методом безпосереднього відліку [21].

На високих частотах можна проводити вимір параметрів чотириполосника різноманітними засобами. Один з них заснований на вимірюванні так званих "чотириполосникових" параметрів [3]. Перевагою цього способу є можливість визначення параметрів, які відносяться

безпосередньо до зовнішніх затискачів, а недоліком - те, що "чотириполюсникові" параметри не дають достатньої інформації про внутрішню структуру. Це пов'язане з тим, що кожний з внутрішніх параметрів може залежати від декількох фізичних величин [22].

"Чотириполюсникові" параметри можна розбити на дві групи: власні (двополюсникові) параметри (наприклад, провідності  $y_{11}$ ,  $y_{22}$ ) та взаємні параметри ( $y_{12}$ ,  $y_{21}$ ). Параметри першої групи вимірюються спеціально сконструйованою для цього вимірювальною апаратурою, або стандартною апаратурою, призначеною для вимірювання імпедансу двополюсників. Похибка вимірювань залежить від апаратури, яка використовувалась. Для вимірювання параметрів другої групи необхідні більш складні схеми, оскільки ці параметри визначаються як частка від ділення величин, визначених для різних затискачів. Похибку вимірювання цих параметрів оцінити досить важко через відсутність відповідного еталону. Для отримання правильних результатів необхідно проводити вимірювання різними методами [19, 20, 21].

Проаналізувавши і зіставивши вимоги та умови, що пред'являються до вимірювань  $y$ -,  $z$ -,  $h$ -параметрів, можна зробити наступні висновки відносно системи параметрів і методу вимірювань цих параметрів:

- на низьких частотах для вимірювань найбільш вигідною є гібридна  $h$ -матриця, достоїнством якої є наявність переваг методу вимірювання  $z$ -параметрів, оскільки параметри вимірюються при розімкнутому вхідному колі;
- при вимірюванні  $h$ -параметрів ми уникаємо недоліків методу вимірювання  $z$ -параметрів, бо вихідне коло з дуже високим опором закорочене;
- при вимірюванні  $h$ -параметрів ми безпосередньо одержуємо величини коефіцієнтів передачі струму, а при вимірюванні  $z$ - та  $y$ -параметрів ці величини ми одержуємо шляхом розрахунку;
- найбільш наочною, з точки зору фізичних процесів, є  $y$ -матриця провідності [3];

- перехід від однієї системи параметрів до іншої можна легко здійснити, користуючись відповідними таблицями [21];
- використовуючи типові для чотириполюсника вирази, можна отримати всі робочі параметри чотириполюсника (коефіцієнти підсилення по струму, напрузі і потужності, вхідний і вихідний опору та ін.);
- всі розглянуті системи параметрів не можуть бути виміряні в діапазоні НВЧ стандартними методами, тому що на цих частотах неможливо здійснити режимів КЗ і ХХ.

### 1.3 Аналіз методів вимірювання S- і T-параметрів

Лінійні чотириполюсники НВЧ діапазону описуються матрицею передачі [T], яка зв'язує сигнали на вході і виході об'єкту, або матрицею розсіювання [S], яка зв'язує розсіюванні від об'єкту сигнали [2, 29, 48]. Найбільш зручна щодо фізичного сенсу і методів вимірювання S-матриця, яка використовується для опису і вимірювання параметрів транзисторів і пристроїв, створюваних на їхній основі: підсилювачів, генераторів, фазообертачів і т.п. S-параметри, що застосовуються при аналізі і синтезі кіл, описують транзистор без урахування внутрішньої структури і при малих рівнях сигналів, коли транзистор можна вважати лінійним. За результатами вимірювань цих параметрів може бути оптимізована еквівалентна схема транзистора, для цього порівнюються виміряні і розраховані по еквівалентній схемі параметри [3, 49].

Найбільш розповсюджені рівняння зв'язку падаючих і відбитих хвиль - системи рівнянь, що пов'язують:

- падаючі і відбиті хвилі на вході і виході чотириполюсника:

$$\begin{vmatrix} U_{1nad} \\ U_{1vid} \end{vmatrix} = [T] \begin{vmatrix} U_{2nad} \\ U_{2vid} \end{vmatrix}, \quad (1.26)$$

- хвилі, що розсіюються від об'єкту і що надходять до нього:

$$\begin{vmatrix} U_{1від} \\ U_{2пад} \end{vmatrix} = [S] \begin{vmatrix} U_{1пад} \\ U_{2від} \end{vmatrix}, \quad (1.27)$$

де  $U_{1пад}$ ,  $U_{2пад}$ ,  $U_{1від}$ ,  $U_{2від}$  - хвилі, що падають і відбиваються на вході та виході чотириполюсника, які являють собою «хвилю напруг», амплітуда якої фактично є нормованою величиною - корінь квадратний з потужності сигналу.

Матрицю передачі  $[T]$  зручно використовувати для визначення параметрів чотириполюсників, з'єднаних каскадно-ланцюжком.

Перевага матриці розсіювання  $[S]$  полягає в явному фізичному сенсі її елементів та традиційному способі їхніх вимірювань [1, 5, 8, 9, 10, 11]. Необхідною умовою вимірювань є  $U_{2від}=0$  та  $U_{1пад}=0$ , що відповідає включенню навантаження, погодженого з лінією передачі ( $R_n = z_0$ ), праворуч або ліворуч від чотириполюсника (рис. 1.4).

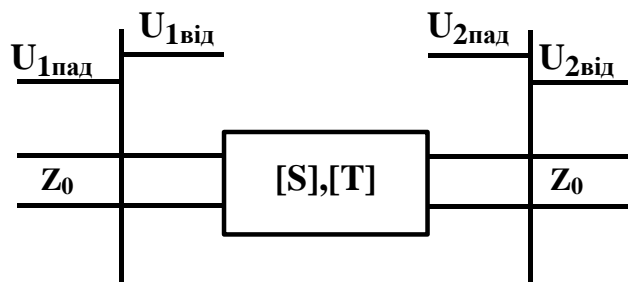


Рисунок 1.4 - Чотириполюсник, як елемент передаючої лінії

При вимірюванні S-параметрів активних елементів виникає проблема появи негативних активних опорів, що призводить до самозбудження вимірювальної установки і виникнення великої похибки вимірювань.

Система S-параметрів повністю описує будь-який високочастотний пристрій, але для отримання більш повної інформації про конкретний

чотириполіусник, вводиться ряд додаткових параметрів [14]:

- максимально стійке підсилення  $K_{mS}=|S_{21}/S_{12}|$  - модуль відношення коефіцієнтів передачі в прямому і зворотному напрямках;
- максимально можливий коефіцієнт підсилення  $K_{Pmax}$  - коефіцієнт підсилення потужності, коли опір вхідного кола комплексно-спряжений із вхідним опором чотириполіусника, а вихідного - з вихідним опором;
- коефіцієнт стабільності  $K_{c,вн}$ , який визначає можливості самозбудження.

Додаткові параметри легко можуть бути визначені по S-параметрам, а похибка їхнього визначення повністю залежить від похибки вимірювання S-параметрів.

Існує ряд методів вимірювання стандартних S-параметрів чотириполіусника [1, 25]. Самий загальний з них дозволяє виміряти модуль і фазу коефіцієнтів відбивання і передачі чотириполіусника. В діапазоні 1-4 ГГц задача вимірювання параметрів вирішується, наприклад, за допомогою установки для калібрування атенюаторів ДК1-5 у поєднанні з направленими відгалужувачами. Установка ДК1-5 дозволяє порівняти амплітуди і фази сигналу, що вимірюється з сигналом, амплітуда і фаза якого відомі. Основні похибки виміру S-параметрів зумовлені непогодженістю вимірювального тракту і неоднаправленістю направлених відгалужувачів. Значення параметрів, котрі вимірюються, визначаються як різниці показань на шкалах зразкового атенюатора і фазообертача.

На частотах 1 МГц - 1.25 ГГц застосовують вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі і відбивання Р4-11, що дозволяє отримати безперервну інформацію про модуль і фазу коефіцієнта відбивання в смузї частот на осцилографічному індикаторі [31].

S-параметри вимірюють і більш простими засобами, за допомогою стандартних вимірювальних ліній [25]. Основна трудність при вимірюванні за допомогою лінії - забезпечення необхідного рівня чутливості до модульованого НВЧ сигналу. Вимірювання фаз коефіцієнтів передачі за допомогою вимірювальної лінії достатньо громіздко і має багато джерел похибок [18].

Більш простий метод, заснований на модуляції сигналу і фіксуванні мінімуму по ефекту зникання амплітудної модуляції вихідного сигналу [8, 25]. Для зворотних чотиріполюсників без втрат застосовують метод зсуву мінімуму. Для чотиріполюсників з втратами застосовують метод зсуву кута, при якому реальний чотиріполюсник уявно замінюється двома чотиріполюсниками: одним без втрат та іншим, який складається з активних опорів. В останньому випадку для зменшення трудоємності вимірювання часто застосовуються графічні методи вимірювання коефіцієнтів відбивання [25, 32]. Метод порівняння, в принципі, придатний для будь-яких чотиріполюсників, однак точність цього методу стає низькою при майже повному пропусканні хвиль чотиріполюсником ( $S_{21}=1$ ) і малих відбиваннях ( $S_{11}\ll 1$  та  $S_{22}\ll 1$ ). Перевагами методу зсуву мінімуму є різко виражений мінімум і висока точність встановлення зонду, а також відсутність впливу зонду, тому що в нульових точках зонд не споживає потужності. Однак, при малих амплітудах в мінімумі, чутливість індикаторного пристрою повинна бути висока.

## **Висновок**

У першому розділі наведена класифікація чотиріполюсників та їх параметрів, зроблений критичний аналіз існуючих методів визначення параметрів чотиріполюсників, що дозволили з'ясувати їх основні недоліки та здійснити постановку задачі досліджень.

## **2 РОЗРОБКА МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ НЕСТАНДАРТНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ**

Вимірюючи параметри чотириполюсника в різних режимах, можна одержати різні системи параметрів. Хоча ці системи рівноцінні з погляду їхнього перерахунку з однієї в іншу, на практиці їх не можна вважати рівноцінними. Так узагальнену систему  $W$ -параметрів на НВЧ лише умовно можна розглядати як систему робочих параметрів. Це є слідством того, що струми і напруги не вимірюють безпосередньо в цьому діапазоні частот, а їхній зв'язок із потужністю, яка вимірюється на НВЧ, не завжди однозначний. Більш того, забезпечення режимів КЗ і ХХ, необхідних для вимірювання параметрів цих матриць, часто не можна реалізувати через можливу нестійкість у цих режимах досліджуваних чотириполюсників (наприклад, транзисторів) [3, 5].

Вимірювання  $S$ -параметрів матриці розсіювання повинно здійснюватись при підключенні до входу і виходу елемента, який вимірюється, лінії передачі зі стандартними значеннями хвильового опору (50-75 Ом). У зв'язку з потенційною нестійкістю багатьох НВЧ пристроїв і елементів у невизначеному частотному діапазоні, при даних стандартних навантаженнях може відбуватися неконтрольоване самозбудження вимірювальної установки, що веде до зростання похибки визначення  $S$ -параметрів. Ще одним недоліком цієї системи є необхідність робити вимірювання її параметрів в режимі двостороннього узгодження, що для потенційних нестійких пристроїв неможливо здійснити.

Виходячи з вищенаведеного аналізу, можна зробити висновок про доцільність введення нових нестандартних систем параметрів НВЧ чотириполюсників, але вони, на відміну від відомих систем, повинні

вимірюватись не при фіксованих навантаженнях або в режимі узгодження, а при довільних навантаженнях, що забезпечують стійкість вимірювальної установки, а отже і підвищення точності визначення параметрів чотиріполюсника.

У главі розроблені методи визначення нестандартної системи екстремальних параметрів потенційно нестійких чотиріполюсників, що дозволяють аналітично знайти базові параметри чотиріполюсника [21], достатні для проектування більшості лінійних НВЧ пристроїв.

## 2.1 Обґрунтування системи нестандартних параметрів

Для опису і визначення параметрів радіоелектронних пристроїв НВЧ діапазону широко використовуються дві системи параметрів чотиріполюсників: система параметрів матриці розсіювання (S-параметри) [2, 29], заснована на уявленні про падаючі і відбиті хвилі потужності, і узагальнені W-параметри, під якими розуміється будь-яка з чотирьох систем параметрів, які використовуються у конкретних випадках (y-, z-, g- і h-параметри) [26, 37].

Перевагою першої системи є явний фізичний зміст її елементів (коефіцієнти відбиття і передачі), характерний для кіл із розподіленими параметрами, а також простота і зручність вимірювання в діапазоні НВЧ із використанням ліній передачі з постійними характеристичними опорами. До недоліків цієї системи параметрів можна віднести: необхідність робити вимірювання при узгоджених навантаженнях ( $K_{СВН} < 1,05$ ), що практично не завжди можна здійснити; ріст похибки вимірювання при визначенні всіх параметрів із зростанням коефіцієнта стоячої хвилі напруги у вимірювальному тракті [21]; необхідність проведення вимірювань аргументів



передачі і відбиття, що веде до ускладнення експериментальної установки. Крім того, розрахункові співвідношення, виражені через S-параметри, складніші і менше наочні, ніж при використанні W-параметрів.

У НВЧ діапазоні переважно використовуються кола з розподіленими параметрами, але при проектуванні звичайно з певними допущеннями здійснюється їхній розрахунок, як кіл із зосередженими параметрами. Це, з одного боку, спрощує розрахунок, з іншого, дозволяє використовувати багатий досвід проектування низькочастотних пристроїв. У цьому випадку використовуються елементи W-матриці [26]. Перевагою цієї матриці є явний фізичний зміст її елементів ( $z$  - опір,  $y$  - провідність), характерний для кіл із зосередженими параметрами. Але для їхнього вимірювання необхідно здійснювати режим короткого замикання (КЗ) і холостого ходу (ХХ), що практично неможливо зробити в діапазоні НВЧ у зв'язку з впливом паразитних реактивних елементів схеми.

При детальному розгляді цих систем можна зробити узагальнений висновок, що їхнім спільним недоліком є необхідність мати безпосередній доступ до досліджуваного чотиріполюсника. Це не завжди здійснимо, крім того, можлива нестійкість установки у випадку вимірювання параметрів потенційно нестійких чотиріполюсників на частотах, які звичайно невідомі.

На підставі розгляду переваг і недоліків систем S- і W-параметрів чотиріполюсника, можна сформулювати вимоги до нової системи параметрів, яка по можливості мала б якнайбільше переваг S- і W-параметрів і не мала б їхніх недоліків. Ці вимоги полягають у наступному:

- складові елементи нової системи повинні мати явний фізичний зміст W-параметрів;
- похибка вимірювань із зростанням неузгодженості чотиріполюсника з вимірювальними трактами повинна бути мінімальною;

- їхнє вимірювання повинне бути можливе в діапазоні НВЧ;
- для вимірювання не повинні використовуватися режими КЗ і ХХ;
- вимірювальна установка повинна мати підвищену стійкість у широкому діапазоні частот;
- розрахункові співвідношення для визначення шуканих параметрів повинні бути по можливості простіше.

Вирішити цю задачу можна введенням нової нестандартної системи параметрів чотиріполюсника. В техніці НВЧ відомо введення нестандартних систем параметрів чотиріполюсників. Прикладом може слугувати нестандартна система S-параметрів [31], за допомогою якої відбувається безпосереднє вимірювання коефіцієнтів відбиття навантажень або комплексно-спряжених із ними величин. Це дозволяє виключити похибки, що виникають при розрахунках із неточно виміряними стандартними S-параметрами. Дана система, названа системою нестандартних S-параметрів (у загальному випадку  $\Gamma_1, \Gamma_2, S_{12}, S_{21}$ ), дозволяє здійснити однозначний перехід до системи традиційних S-параметрів.

Нестандартні параметри можуть бути повними, коли з їхньою допомогою можливе визначення всіх елементів стандартної системи параметрів, і частковими (неповними), коли через них можна виразити лише частину елементів системи стандартних параметрів. Не володіючи універсальністю, властивою повній системі нестандартних параметрів, введення неповної системи доцільне у випадку, якщо вона є достатньою для розрахунку визначеного класу пристроїв, маючи при цьому істотні переваги в порівнянні з вимірюванням повної системи параметрів чотиріполюсників. Головні утруднення при використанні традиційних S-параметрів полягають у тому, що вони не вимірюються із достатнім ступенем точності. Частіше за все це пов'язано з відсутністю апаратури, з неузгодженістю кінцевих

навантажень, наявністю у вимірювальному тракті неоднорідних елементів. Тому різні системи параметрів можуть бути нерівноцінними і перевага повинна бути віддана тій, що гарантує найбільшу точність розрахунку. Системи нестандартних параметрів, що включають безпосередньо дані, необхідні для проектування, представляються добре узгодженими з експериментом і тому їх доцільно використовувати.

## 2.2 Розробка методу плаваючих навантажень

При аналізі аналітичних виразів, що визначають головні малосигнальні параметри широкосмужних і частотно-вибіркових підсилювачів (у загальному випадку чотиріполюсників) і використовуваних при розрахунку, наприклад таких параметрів як робочий  $K_p$  і номінальний  $K_{p.n.}$  коефіцієнти прямої і оберненої передачі по потужності, інваріантний коефіцієнт стійкості  $K_{c.вн.}$ , імітанси узгоджувачих кіл  $ReW_{го}$ ,  $ImW_{го}$ ,  $ReW_{но}$ ,  $ImW_{но}$ , видно, що їх можна розрахувати, якщо відома частина елементів стандартної системи  $W$ -параметрів матриці чотиріполюсника і їх похідні [6, 12] котрі і пропонується використовувати, як систему нестандартних параметрів чотиріполюсника.

### 2.2.1 Теоретичне обґрунтування

Елементи системи (2.1) визначають залежність вхідного  $W_{вх}$  і вихідного  $W_{вих}$  імітансів чотиріполюсника від реактивних імітансів, підключених відповідно до його виходу  $ImW_n$  або входу  $ImW_r$ , і максимальний коефіцієнт стійкого підсилення чотиріполюсника  $K_{мс} = |W_{21}/W_{12}|$  [26, 13].

Відповідно до теорії конформних відображень [15], залежність  $W_{\text{вх}}=f(\text{Im}W_{\text{н}})$  ( $W_{\text{вих}}=f(\text{Im}W_{\text{г}})$ ) відображається на площині  $W_{\text{вих}}$  ( $W_{\text{вх}}$ ) окружністю з радіусом:

$$\rho = |W - W_0|,$$

де  $W_0$  - координати центру імітансної окружності (рис. 2.1).

Виразивши радіуси через імітанси чотириполюсника, одержимо:

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_{\text{вих}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re} W_{11}}, \\ W_{\text{вих.о}} = \frac{W_{22} - W_{12}W_{21}}{2 \text{Re} W_{11}}, \\ \rho_{\text{вх}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re} W_{22}}, \\ W_{\text{вх.о}} = \frac{W_{22} - W_{12}W_{21}}{2 \text{Re} W_{22}}, \end{array} \right. \quad (2.1)$$

де  $\rho_{\text{вих}}$  - радіус вихідної окружності;

$W_{\text{вих.о}}$  - координата центру вихідної окружності;

$\rho_{\text{вх}}$  - радіус вхідної окружності;

$W_{\text{вх.о}}$  - координата центру вхідної окружності.

Координати центрів окружності відповідно визначаються виразами:

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{Re} W_{\text{вих}.o} = \operatorname{Re} W_{22} - \frac{\operatorname{Re} (W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{11}}, \\ \operatorname{Im} W_{\text{вих}.o} = \operatorname{Im} W_{22} - \frac{\operatorname{Im} (W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{11}}, \\ \operatorname{Re} W_{\text{вх}.o} = \operatorname{Re} W_{11} - \frac{\operatorname{Re} (W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{22}}, \\ \operatorname{Im} W_{\text{вх}.o} = \operatorname{Im} W_{11} - \frac{\operatorname{Im} (W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{22}}. \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Нехай  $\operatorname{Im} W_{\text{вх}.A}$ ,  $\operatorname{Im} W_{\text{вих}.A}$ ,  $\operatorname{Re} W_{\text{вх}.B}$ ,  $\operatorname{Re} W_{\text{вих}.B}$  визначають координати точок А та В на імітансній окружності, що відповідають максимальним значенням складових імітанса чотиріполюсника. Виразимо через ці складові радіуси  $\rho_{\text{вх}}$ ,  $\rho_{\text{вих}}$  і координати центрів окружностей (рис. 2.1):

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_{\text{вх}} = \operatorname{Im} W_{\text{вх}.A} - \operatorname{Im} W_{\text{вх}.B} = \operatorname{Re} W_{\text{вх}.B} - \operatorname{Re} W_{\text{вх}.A}, \\ \rho_{\text{вих}} = \operatorname{Im} W_{\text{вих}.A} - \operatorname{Im} W_{\text{вих}.B} = \operatorname{Re} W_{\text{вих}.B} - \operatorname{Re} W_{\text{вих}.A}, \\ \operatorname{Re} W_{\text{вх}.o} = \operatorname{Re} W_{\text{вх}.A}, \\ \operatorname{Re} W_{\text{вих}.o} = \operatorname{Re} W_{\text{вих}.A}, \\ \operatorname{Im} W_{\text{вх}.o} = \operatorname{Im} W_{\text{вх}.B}, \\ \operatorname{Im} W_{\text{вих}.o} = \operatorname{Im} W_{\text{вих}.B}. \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Нехай  $\operatorname{Im} W_{\text{вх}.A}$ ,  $\operatorname{Im} W_{\text{вих}.A}$ ,  $\operatorname{Re} W_{\text{вх}.B}$ ,  $\operatorname{Re} W_{\text{вих}.B}$  визначають координати точок А та В на імітансній окружності, що відповідають максимальним значенням складових імітанса чотиріполюсника. Виразимо через ці складові радіуси  $\rho_{\text{вх}}$ ,  $\rho_{\text{вих}}$  і координати центрів окружностей (рис. 2.1):

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_{ex} = \operatorname{Im} W_{ex.A} - \operatorname{Im} W_{ex.B} = \operatorname{Re} W_{ex.B} - \operatorname{Re} W_{ex.A}, \\ \rho_{вих} = \operatorname{Im} W_{вих.A} - \operatorname{Im} W_{вих.B} = \operatorname{Re} W_{вих.B} - \operatorname{Re} W_{вих.A}, \\ \operatorname{Re} W_{ex.0} = \operatorname{Re} W_{ex.A}, \\ \operatorname{Re} W_{вих.0} = \operatorname{Re} W_{вих.A}, \\ \operatorname{Im} W_{ex.0} = \operatorname{Im} W_{ex.B}, \\ \operatorname{Im} W_{вих.0} = \operatorname{Im} W_{вих.B}. \end{array} \right. \quad (2.4)$$

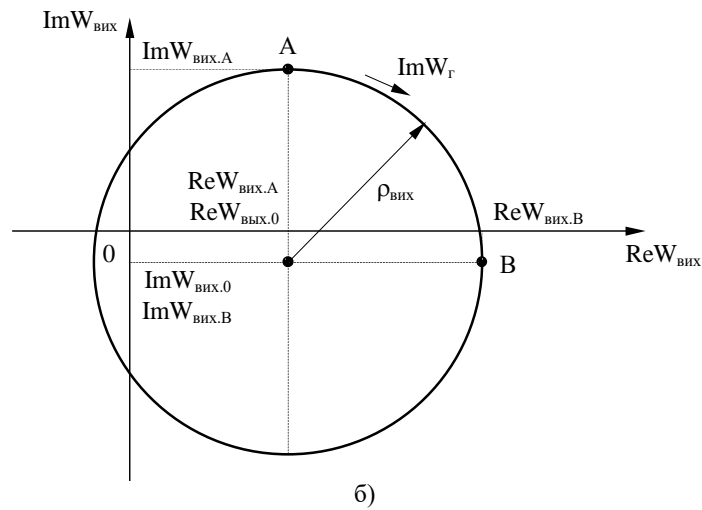
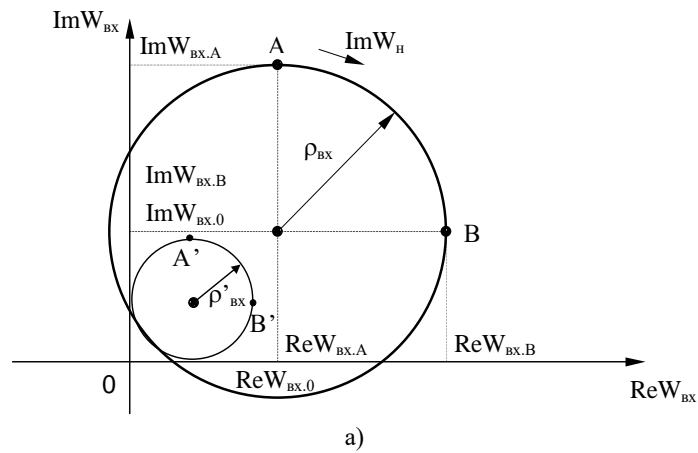


Рисунок 2.1 - Залежності  $W_{\text{ВХ}}=f(\operatorname{Im} W_{\text{Н}})$  і  $W_{\text{ВИХ}}=f(\operatorname{Im} W_{\text{Г}})$  на комплексній площині

Нехай  $\text{Im}W_{\text{вх.А}}, \text{Im}W_{\text{вих.А}}, \text{Re}W_{\text{вх.В}}, \text{Re}W_{\text{вих.В}}$  визначають координати точок А та В на імітансній окружності, що відповідають максимальним значенням складових імітанса чотириполюсника. Виразимо через ці складові радіуси  $\rho_{\text{вх}}, \rho_{\text{вих}}$  і координати центрів окружностей (рис. 2.1):

$$\begin{cases} \rho_{\text{вх}} = \text{Im}W_{\text{вх.А}} - \text{Im}W_{\text{вх.В}} = \text{Re}W_{\text{вх.В}} - \text{Re}W_{\text{вх.А}}, \\ \rho_{\text{вих}} = \text{Im}W_{\text{вих.А}} - \text{Im}W_{\text{вих.В}} = \text{Re}W_{\text{вих.В}} - \text{Re}W_{\text{вих.А}}, \\ \text{Re}W_{\text{вх.о}} = \text{Re}W_{\text{вх.А}}, \\ \text{Re}W_{\text{вих.о}} = \text{Re}W_{\text{вих.А}}, \\ \text{Im}W_{\text{вх.о}} = \text{Im}W_{\text{вх.В}}, \\ \text{Im}W_{\text{вих.о}} = \text{Im}W_{\text{вих.В}}. \end{cases} \quad (2.5)$$

Системи рівнянь (2.2) і (2.3) є неповними, тому що не дозволяє визначити параметри системи (2.1). Для знаходження цих параметрів, додатково під'єднаємо до виходу чотириполюсника послідовно опір  $W_g=Z_g$  або паралельно провідність  $W_g=Y_g$ .

$$\frac{\text{Re}W_{\text{вх.о}}}{\rho_{\text{вх}}} = \frac{\text{Re}W_{\text{вих.о}}}{\rho_{\text{вих}}} = K_{\text{с.вн}}, \quad (2.6)$$

В цьому випадку залежність вхідного імітанса  $W'_{\text{вх}}$  знов утвореного чотириполюсника від реактивного навантаження  $\text{Im}W_{\text{н}}$  являє собою окружність із радіусом

$$\rho'_{\text{вх}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}(W_{22} + W_g)}, \quad (2.7)$$

де:  $\rho'_{\text{вх}} = \text{Im}W'_{\text{ex}.A} - \text{Im}W'_{\text{ex}.B} = \text{Re}W'_{\text{ex}.B} - \text{Re}W'_{\text{ex}.A}$ ;

$W'_{\text{вх}.A}$ ,  $W'_{\text{вх}.B}$  -координати точок А та В, що відповідають максимальним значенням складових імітанса на окружності  $W'_{\text{вх}}$  (рис. 2.1).

При відомому значенні імітанса  $W_g$ , розв'язуючи системи рівнянь (2.2, 2.3) з урахуванням (2.4), знаходимо частину елементів системи (2.1) параметрів  $W$ -матриці.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re}W_{22} = \frac{\rho'_{\text{вх}} \text{Re}W_g}{(\rho_{\text{вх}} - \rho'_{\text{вх}})}, \\ \text{Re}W_{11} = \frac{\rho_{\text{вх}}}{\rho_{\text{вих}}} \text{Re}W_{22} = \frac{\rho_{\text{вх}} \rho'_{\text{вх}}}{\rho_{\text{вих}} (\rho_{\text{вх}} - \rho'_{\text{вх}})} \text{Re}W_g, \\ |W_{12}W_{21}| = 2\rho_{\text{вх}} \text{Re}W_{22} = \frac{2\rho_{\text{вх}} \rho'_{\text{вх}}}{(\rho_{\text{вх}} - \rho'_{\text{вх}})} \text{Re}W_g, \\ \text{Re}(W_{12}W_{21}) = 2 \text{Re}W_{22} (W_{11} - W_{\text{ex}.A}), \\ \text{Im}(W_{12}W_{21}) = \sqrt{|W_{12}W_{21}|^2 - \text{Re}^2(W_{12}W_{21})}, \\ \text{Im}(W_{12}W_{21}) = |W_{12}W_{21}| \sin \left( \arccos \text{Re} \left( \frac{(W_{12}W_{21})}{|W_{12}W_{21}|} \right) \right), \\ \text{Im}W_{11} = \text{Im}W_{\text{ex}.B} + \frac{\text{Im}(W_{12}W_{21})}{2 \text{Re}W_{22}}, \\ \text{Im}W_{22} = \text{Im}W_{\text{вих}.B} + \frac{\text{Im}(W_{12}W_{21})}{2 \text{Re}W_{11}}. \end{array} \right. \quad (2.8)$$

Для знаходження цих параметрів немає необхідності здійснювати режими КЗ і ХХ і використовувати узгоджене навантаження,— достатньо виміряти вхідний і вихідний імітанси чотириполюсника в екстремальних точках А та В, яким відповідають реактивні імітанси  $\text{Im}W_{\Gamma}$  і  $\text{Im}W_{\text{н}}$ , що можуть залишатися невизначеними. З наведеного аналізу очевидно, що дійсні складові екстремальних параметрів при дослідженні потенційно нестійких чотириполюсників з  $K_{\text{с.вн}} < 1$ , завжди позитивні, що гарантує стійкість вимірювань.



Для знаходження параметрів  $|W_{21}|$  і  $|W_{12}|$  скористаємося відомими виразами для прямого  $K_{p.n.1}$  і оберненого  $K_{p.n.2}$  номінальних коефіцієнтів передачі чотириполюсника по потужності [26]:

$$K_{p.n.1} = \frac{4|W_{21}|^2 \operatorname{Re} W_2 \operatorname{Re} W_H}{\left| (W_{11} + W_2)(W_{22} + W_H) - W_{22}W_{21} \right|^2}, \quad (2.9)$$

$$K_{p.n.2} = \frac{4|W_{12}|^2 \operatorname{Re} W_2 \operatorname{Re} W_H}{\left| (W_{11} + W_2)(W_{22} + W_H) - W_{22}W_{21} \right|^2}. \quad (2.10)$$

При виконанні умови  $W_r = W_H$ , розділивши вираз (2.9) на (2.10), знаходимо:

$$\frac{K_{p.n.1}}{K_{p.n.2}} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|^2 = K_{mS}^2, \quad (2.11)$$

де  $K_{mS}$  - максимальний коефіцієнт стійкого підсилення (передачі) чотириполюсника по потужності.

Використовуючи отриманий вираз (2.10) і раніше визначені параметри чотириполюсника (2.7), знаходимо:

$$|W_{21}| = \sqrt{K_{mS} \sqrt{\operatorname{Re}^2(W_{12}W_{21}) + \operatorname{Im}^2(W_{12}W_{21})}} = \sqrt{K_{mS} |W_{12}W_{21}|}, \quad (2.12)$$

$$|W_{12}| = \sqrt{\frac{\sqrt{\operatorname{Re}^2(W_{12}W_{21}) + \operatorname{Im}^2(W_{12}W_{21})}}{K_{mS}}} = \sqrt{\frac{|W_{12}W_{21}|}{K_{mS}}}. \quad (2.13)$$

З наведених вище виразів (2.8, 2.12, 2.13) видно, що для визначення системи W-параметрів чотиріполюсника (2.1), зручної для знаходження головних параметрів чотиріполюсника, необхідно визначити ряд наступних параметрів [34, 39]:

$$W_{ex.A}, W_{вих.A}, W_{ex.B}, W_{вих.B}, K_{mS}, W'_{ex.A}, W'_{ex.B}. \quad (2.14)$$

Цю систему назвемо нестандартною екстремальною системою параметрів чотиріполюсника, що виключає більшість недоліків, властивих вимірюванню елементів класичних стандартних систем S- і W-параметрів чотиріполюсника, особливістю якої є застосування при вимірюванні нефіксованого навантаження (опори або провідності).

### 2.2.2 Розробка методики експерименту

Аналіз нестандартної системи параметрів активного чотиріполюсника, заснованої на елементах стандартної W-матриці і її похідних показав, що її елементи, які визначають залежність вхідного  $W_{вх}$  і вихідного  $W_{вих}$  імітансів чотиріполюсника від реактивних імітансів, підключених відповідно до його виходу  $\operatorname{Im}W_n$  або входу  $\operatorname{Im}W_r$ , легко знаходяться з екстремальної системи параметрів. Ця система характеризується тим, що її елементи - величини імітансів входу і виходу чотиріполюсника в екстремальних точках. Вимірювання цих величин забезпечує вимірювання параметрів нестандартної

системи  $W$ -параметрів. Якщо ж до відомих екстремальних величин імітансів додати значення максимально досяжного коефіцієнт підсилення (передачі) чотириполюсника  $K_{mS}$  на межі стійкості, то система параметрів:

$$W_{ex.A}, W_{вих.A}, W_{ex.B}, W_{вих.B}, K_{mS}, W'_{ex.A}, W'_{ex.B}$$

дозволить перейти до основних параметрів чотириполюсників через нестандартну систему параметрів (2.1). Процес вимірювання цієї системи параметрів показує відсутність більшості недоліків, властивих вимірюванню елементів класичних систем  $W$ - і  $S$ -параметрів чотириполюсника.

Для визначення елементів нестандартної екстремальної системи параметрів у точках  $A$  та  $B$ , що відповідають максимальним значенням дійсної і уявної складових імітанса, реалізованого за допомогою досліджуваного чотириполюсника, можна скористатися вимірювальною лінією або іншим типом вимірювача імітанса. Проте їхня точність при великих коефіцієнтах відбиття не відповідає сформульованим у п. 2.1 вимогам [39]. Тому пропонується використовувати установку, структурна схема якої подана на рис. 2.2 [34].

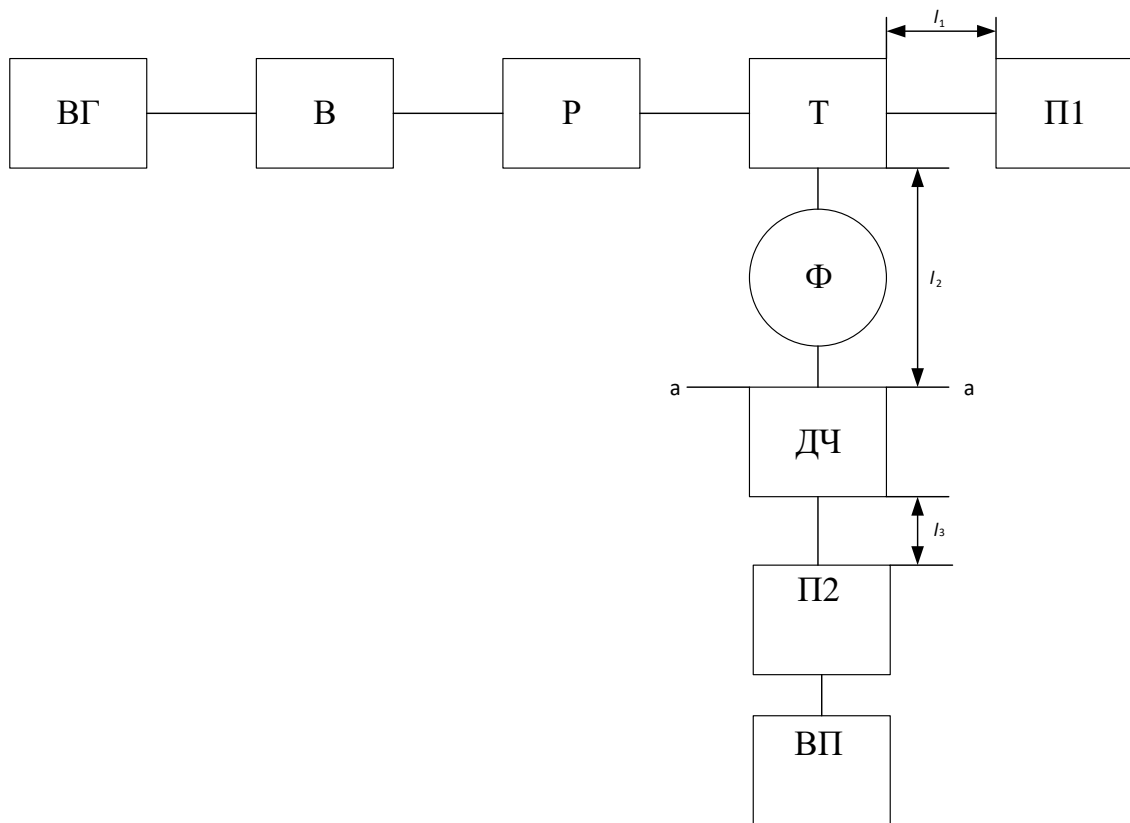


Рисунок 2.2.- Структурна схема установки для вимірювання нестандартної системи параметрів

До вимірювальної установки входять: вимірювальний генератор ВГ; розв'язуючий вентиль В; рефлектометр Р; трійник Т; фазообертач Ф; досліджуваний чотиріполюсник ДЧ, закріплений у спеціальному тримачі; два короткозамикаючих поршня П1 і П2.

Рефлектометр Р служить для визначення модуля коефіцієнта відбиття  $\Gamma$  або коефіцієнта стоячої хвилі (КСВН,  $\rho$ ) у вимірювальному тракті. Поршень П1 призначений для компенсації реактивної складової вхідного (або вихідного) імпеданса досліджуваного чотиріполюсника, що трансформується в площину трійника Т. Поршень П2 реалізує необхідне реактивне навантаження чотиріполюсника  $\text{Im}W_{\text{н}}$  (або  $\text{Im}W_{\text{г}}$ ). Фазообертач Ф зменшує електричну

довжину  $\ell_2$  вимірювального тракту від досліджуваного чотиріполюсника ДЧ до трійника Т.

Щоб виключити неоднозначність вимірювань, характеристичний імітанс вимірювального тракту вибирається більше мінімального значення дійсної складової імітанса  $\text{Re}W_{\text{вх.В}}$  (або  $\text{Re}W_{\text{вих.В}}$ ), який вимірюється. В цьому випадку модуль коефіцієнта відбиття  $\Gamma$  від клем чотиріполюсника однозначно залежить від імітанса  $\text{Re}W_{\text{вх}}$  ( $\text{Re}W_{\text{вих}}$ ) (рис. 2.3).

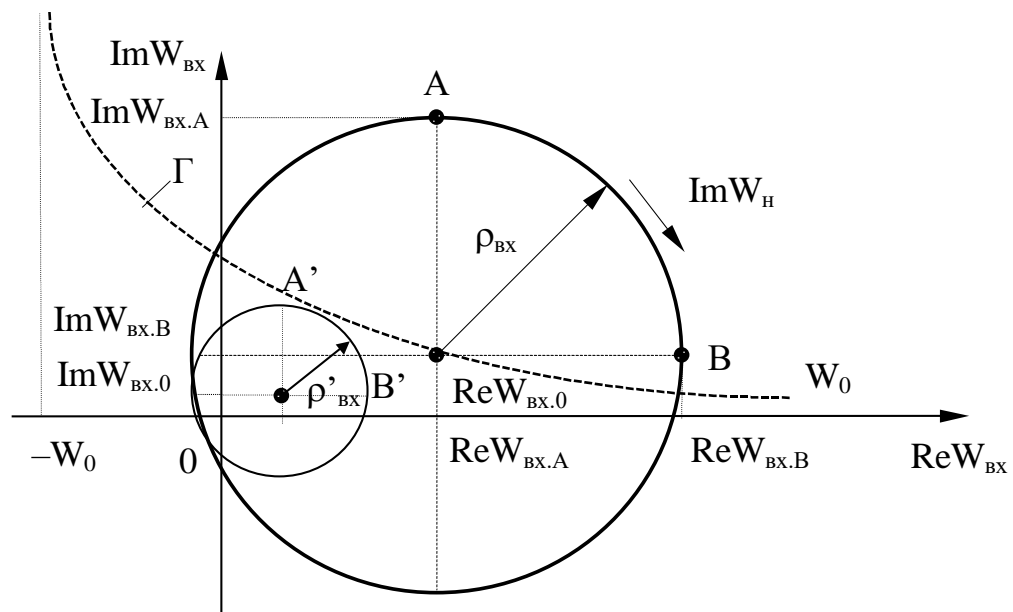


Рисунок 2.3. - Комплексна площина залежності  $W_{\text{вх}}=f(\text{Im}W_{\text{н}})$

При калібруванні установки, здійснюється закорочування вимірювального тракту в площині А-А (рис.2.2). Довжина  $\ell_1$  поршня П1 установлюється менше або більше чверті довжини хвилі у вимірювальному тракту. В цьому випадку реалізований поршнем П1 реактивний імітанс  $\text{Im}W_{\text{п1}}$  шунтує лінію передачі, забезпечуючи  $\Gamma < 1$ . Змінюючи фазовий зсув, утворюваний фазообертачем  $\Phi$ , домагаються в тракту коефіцієнта стоячої хвилі  $\Gamma = 1$ , що свідчить про підключення поршня П1 до вимірювального тракту на відстані  $\ell_2$ , кратній половині довжини хвилі в тракту  $\ell_{02} = n\lambda/2$ , що

дозволяє перенести вимірювання вхідного (вихідного) імітанса чотириполюсника в площину поршня П1. При вимірюванні на фіксованій частоті можлива попередня установка поршня П1 на відстань  $\ell_{02}$  від площини вимірювання А-А, що дозволяє виключити з вимірювальної схеми фазообертач Ф і відмовитися від процесу калібрування.

Установка для визначення нестандартних параметрів (рис.2.2) працює слідуєчим чином. Досліджуваний чотириполюсник під'єднуємо до вимірювального тракту і навантажуюємо поршнем П2. Змінюючи довжини поршнів П1 і П2, домагаємося мінімального коефіцієнта відбиття у вимірювальному тракту, що відповідає випадку компенсації імітанса  $\text{Im}W_{\text{П1В}}$  поршня П1 реактивною складовою  $\text{Im}W_{\text{вх.В}}$  вхідного імітанса чотириполюсника

$$\text{Im}W_{\text{П1В}} + \text{Im}W_{\text{вх.В}} = 0$$

і максимального значення дійсної складової  $\text{Re}W_{\text{вх.В}}$  вхідного імітанса чотириполюсника (точка В на рис.2.3).

По виміряним коефіцієнту відбиття у вимірювальному тракту  $\Gamma_{\text{min}}$  і електричній довжині  $\ell_{1В}$  поршня П1 визначаємо складові екстремальних параметрів:

$$\text{Re}W_{\text{вх.В}} = W_0 \frac{1 - \Gamma_{\text{minВ}}}{1 + \Gamma_{\text{minВ}}} = \frac{W_0}{\rho_{\text{minВ}}}, \quad (2.15)$$

$$\text{Im}W_{\text{вх.В}} = -\text{Im}W_{\text{П1В}} = -Z_0 \text{tg} \frac{2\pi \ell_{1В}}{\lambda} = -Y_0 \text{ctg} \frac{2\pi \ell_{1В}}{\lambda}, \quad (2.16)$$

де  $\rho_{\text{хв.В}}$  - коефіцієнт стоячої хвилі (КСВН) у точці В,

$$\rho_{\min B} = \frac{1 + \Gamma_{\min B}}{1 - \Gamma_{\min B}}.$$

Інший екстремальний параметр  $W_{\text{вх.А}}$  відповідає екстремальному значенню реактивної складової вхідного імітанса  $\text{Im}W_{\text{вх.А}}$  і знаходиться по вище описаному алгоритмі, шляхом послідовного переміщення поршнів П1 і П2, домагаючись мінімальної довжини  $\ell_{1A}$  поршня П1 у режимі резонансу струмів. Це відповідає мінімальному коефіцієнту відбиття  $\Gamma_{\min}$  при фіксованому положенні поршня П2. У цьому режимі складові екстремального параметра  $W_{\text{вх.А}}$  визначаються виразами :

$$\text{Re}W_{\text{вх.А}} = W_0 \frac{1 - \Gamma_{\min A}}{1 + \Gamma_{\min A}} = \frac{W_0}{\rho_{\min A}}, \quad (2.17)$$

$$\text{Im}W_{\text{вх.А}} = -\text{Im}W_{\text{н1.А}} = -Z_0 \text{tg} \frac{2\pi \ell_{1A}}{\lambda} = -Y_0 \text{ctg} \frac{2\pi \ell_{1A}}{\lambda}, \quad (2.18)$$

де  $\rho_{\min A} = \frac{1 + \Gamma_{\min A}}{1 - \Gamma_{\min A}}$  - коефіцієнт стоячої хвилі в точці А.

Вихідні екстремальні параметри  $W_{\text{вих.А}}$  і  $W_{\text{вих.В}}$  чотириполюсника визначають тим же шляхом. При цьому змінюються місцями вхідні і вихідні клеми чотириполюсника, який виміряється. Для знаходження екстремальних параметрів  $W'_{\text{вх.А}}$  і  $W'_{\text{вх.В}}$ , що відповідають знов утвореному чотириполюснику, до його виходу на відстані  $b_3 = \frac{\lambda}{2} n$  ( $n = 0, 1, 2, 3$ ) підключають відомий імітанс  $W_d$  (найбільше зручне паралельне включення резистора з провідністю  $G_d$ ) і повторюють вимірювання вхідного імітанса знов утвореного чотириполюсника в екстремальних точках А та В.

Для розрахунку нестандартної системи параметрів (2.1), необхідні параметри  $\rho_{вх}$ ,  $\rho'_{вх}$ ,  $\rho_{вих}$  і координати  $\text{Re}W_{0вх}$ ,  $\text{Im}W_{0вх}$ ,  $\text{Re}W_{0вих}$ ,  $\text{Im}W_{0вих}$  можна також знайти через координати точки В та точки А, навіть якщо остання і не відповідає екстремальній величині  $\text{Im}W_{0вх}$  ( $\text{Im}W_{0вих}$ ), але лежить на окружності вхідного (вихідного) імітанса поблизу точки В. Це добре видно на прикладі визначення параметрів окружності вихідного імітанса (рис. 2.4).

Проведемо з точки А', що може не відповідати екстремальній точці А, але лежить на окружності поблизу точки В, два перпендикуляри на радіус  $\rho_{вих}$  (ОВ) і з центру О на хорду ВА.

При відомих значеннях координат точок В та А', отриманих у результаті вимірювань, визначимо довжину хорди

$$BA' = \sqrt{KB^2 + A'K^2} \quad (2.19)$$

і кут при вершині В

$$\text{tg} \varphi_B = \frac{A'K}{BK}. \quad (2.20)$$

З огляду на те, що трикутник ОВА' є рівнобедреним, тобто  $LB = A'B/2$ , знаходимо радіус окружності:

$$\rho_{вих} = \frac{BL}{\cos \varphi} = BL \sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi_B} = \frac{KB^2 + A'K^2}{2KB} \quad (2.21)$$

або по відомих даним

$$\rho_{вих} = \frac{\left(\text{Re}W_{вих.В} - \text{Re}W_{вих.А'}\right)^2 + \left(\text{Im}W_{вих.А'} - \text{Im}W_{вих.В}\right)^2}{2\left(\text{Re}W_{вих.В} - \text{Re}W_{вих.А'}\right)}. \quad (2.22)$$



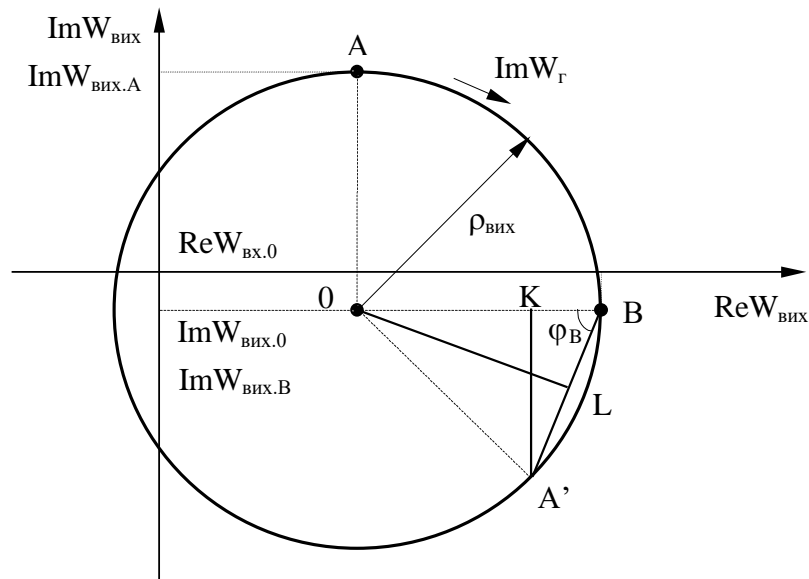


Рисунок 2.4 - Комплексна площина залежності вихідного імпеданса  $W_{вих}$  від реактивної складової імпеданса генератора  $W_{\Gamma}$

Координати центру окружності визначаються виразом :

$$\operatorname{Re} W_{0вх} = \operatorname{Re} W_{вих.В} - \rho_{вих} ,$$

$$\operatorname{Im} W_{0вх} = \operatorname{Im} W_{вих.В} \cdot$$

Для знаходження останнього параметра  $K_{ms}$  (максимально допустимого коефіцієнта стійкого підсилення (передачі) чотирьохполюсника) скористаємося формулою [26] :

$$K_{mS}^2 = \frac{K_{p.n.1}}{K_{p.n.2}}. \quad (2.23)$$

За визначенням [17], коефіцієнти передачі по потужності в прямому й зворотному напрямках рівні

$$K_{p.n.1} = \frac{P_1}{P_2}, \quad K_{p.n.2} = \frac{P_2}{P_1},$$

де  $P_{\Gamma}$  – потужність генератора сигналу в площині а-а (рис.2.2), що віддається в узгоджене навантаження  $W_0$ ;

$P_1$  і  $P_2$  – потужності сигналів, що виділяються в дійсній складовій імітанса навантаження.

У результаті знаходимо:

$$K_{mS} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}. \quad (2.24)$$

Для вимірювання цих величин замінимо в установці (рис.2.2) поршень вимірювачем потужності ВП із вхідним опором рівним  $W_0$  і встановимо поршень П1 на відстані  $\ell_1 = \lambda/4$ , що дозволяє виключити його вплив. Робимо вимірювання потужності  $P_1$ . Потім розвертаємо досліджуваний чотиріполюсник на  $180^\circ$  і вимірюємо потужність  $P_2$ . На підставі цих вимірів знаходимо останній екстремальний параметр  $K_{mS}$ .

У процесі експерименту були отримані результати залежності екстремальних параметрів від частоти для біполярних і польових

транзисторів. У таблиці 2.1 приведено експериментальні дані залежності екстремальних параметрів польового транзистора IRF830.

Таблиця 2.1- Експериментальні дані залежності екстремальних параметрів польового транзистора IRF830

Параметри	Частота				
	1 ГГц	0.8ГГц	0.6 ГГц	0.4 ГГц	0.3 ГГц
$\times 10^{-2} (\text{Ом}^{-1})$					
$\text{Re}Y_{\text{вх.А}}$	0.233	0.195	0.1	0.035	0.15
$\text{Im}Y_{\text{вх.А}}$	7.54	4.82	3.2	1.98	1.365
$\text{Re}Y_{\text{вх.В}}$	4.01	2.61	1.7	1.09	0.84
$\text{Im}Y_{\text{вх.В}}$	8.77	2.41	1.6	0.99	0.675
$\text{Re}Y_{\text{вих.А}}$	0.5	0.83	0.88	1.8	0.06
$\text{Im}Y_{\text{вих.А}}$	0.02	0.03	0.01	0.05	0.006
$\text{Re}Y_{\text{вих.В}}$	8.59	11.14	15.03	20.65	0.336
$\text{Im}Y_{\text{вих.В}}$	-8.07	-10.28	-14.4	-18.8	-0.27
$K_{\text{mS}}$	5.123	6.735	9.36	12.76	18.46

### 2.2.3. Аналіз методичних похибок вимірювання

З аналізу методу вимірювання нестандартної системи параметрів за допомогою розглянутої установки видно, що методична похибка методу складається з похибок визначення дійсної складової вхідного (вихідного) імітансів, уявної складової цього імітанса і похибки вимірювання максимального коефіцієнта стійкого підсилення  $K_{ms}$ .

Методична похибка визначення дійсної складової імітанса визначається середньоквадратичною похибкою вимірювання КСВН, що для сучасних рефлектометрів складає  $\pm 5\%$  [37]. Методична похибка визначення уявної складової імітанса залежить від похибки визначення електричної довжини  $\ell_1$  поршня П1 і при використанні поршня з мікрометричним гвинтом і ноніусом (наприклад типу 25-И-11-00) складає 1.57% і не залежить від КСВН вимірювального тракту. Методична середньоквадратична похибка визначення  $K_{ms}$  залежить від похибки вимірювання потужності сигналу і дорівнює для вимірювача потужності типу МЗ-І  $\pm 4\%$  [17].

Як видно з методики проведення експерименту, результати вимірювань є усередненими. Тому оцінка похибки проводиться за наступною методикою [13].

Нехай шукана величина в загальному вигляді визначається виразом:

$$Y = \rho(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_m), \quad (2.25)$$

де  $X_i$  - величина, що визначає  $X$  і конкретно вимірюється.

Звичайно на практиці можна домогтися того, щоб  $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_m$  були некорельованими величинами. Крім цього, зазначені величини можна в будь-якому випадку зробити незалежними, виконавши  $n$  вимірювань у різний час (наприклад  $n$  раз вимірюємо  $X_1$ , потім  $X_2$  і т.д.).

Якщо систематичні похибки вимірювання величин  $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_m$  виключені, а кількість досліджень цих величин дорівнює  $n$ , то

$$X = m_{X_i} \pm Z_i \sigma_{m_i} = m_{X_i} \pm \varepsilon_i \quad (2.26)$$

де  $m_{X_i}$  - математичне сподівання  $X_i$ , що дорівнює його середньому арифметичному;

$$\sigma_{m_i} = \frac{\sigma_i}{\sqrt{n}} - \text{середньоквадратичне відхилення } m_{X_i};$$

$\sigma_i$  - середньоквадратичне відхилення  $X_i$  або середньоквадратичне відхилення кожного окремого вимірювання;

$Z_i$  - коефіцієнт, що визначає довірчий інтервал, при заданій імовірності визначення  $X_i$ :

$$\varepsilon_i = Z_i \sigma_{m_i}.$$

Похибка вимірювання  $Y$  не дорівнює сумі похибок вимірювань  $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_m - \varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_i, \dots, \varepsilon_m$ , оскільки пов'язана з величинами, що визначають її функціональну залежність. Результат вимірювання  $Y$  повинний бути виражений через чисельні характеристики, тобто поданий у виді

$$Y = m_Y \pm Z\sigma_{m_Y} = m_Y \pm \varepsilon_Y, \quad (2.27)$$

де  $m_Y$  - математичне сподівання  $Y$ ;

$\sigma_{m_Y}$  - середньоквадратичне відхилення від  $m_Y$ ;

$\varepsilon_Y$  - похибка вимірювання  $Y$ , що залежить від прийнятої довірчої імовірності.

Розкладемо праву частину (2.24) в ряд Тейлора, зберігши при цьому в розкладі тільки перші два члени:

$$Y + \Delta Y_i = \varphi(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_m) + \frac{\partial \varphi}{\partial X_1} (X_1 - m_{X_1}) + \dots + \frac{\partial \varphi}{\partial X_m} (X_m - m_{X_m}) \quad (2.28)$$

З огляду на, що  $X_i - m_{X_i} = \Delta_i$ , перепишемо (2.27) у виді:

$$Y + \Delta Y_i = \varphi(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_m) + \sum_{i=1}^m \frac{\partial \varphi}{\partial X_i} \Delta_i. \quad (2.29)$$

Віднімаючи рівність (2.24) з (2.28), одержимо:

$$\Delta Y_i \approx \sum_{i=1}^m \frac{\partial \varphi}{\partial X_i} \Delta_i. \quad (2.30)$$

Відповідно до теорії похибок, абсолютна похибка вимірювань  $\Delta Y_\Sigma$  визначається по середньоквадратичному закону:

$$\Delta Y_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial X_i} \Delta_i \right)^2}. \quad (2.31)$$

Відповідно відносна похибка результату усередненого вимірювання має вид:

$$\delta_\Sigma = \frac{\Delta Y_\Sigma}{Y_\Sigma} = \delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_m^2 = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial X_i} \right)^2 \left( \frac{\Delta_i}{Y} \right)^2}, \quad (2.32)$$

де  $\delta_i$  - відносна похибка вимірювання  $X_i$ .

Середньоквадратичне відхилення  $Y$  від  $m$  - визначається як

$$\sigma_{mY} = \sqrt{\left( \frac{\partial \varphi}{\partial X_1} \sigma_{m1} \right)^2 + \left( \frac{\partial \varphi}{\partial X_2} \sigma_{m2} \right)^2 + \dots + \left( \frac{\partial \varphi}{\partial X_m} \sigma_{mm} \right)^2}. \quad (2.33)$$

Використовуючи вищевикладене і теорію диференціалів, складемо наступну таблицю для знаходження  $\Delta Y$  (абсолютних похибок) для простих функцій:

Таблиця 2.2 - Абсолютні похибки простих функцій

Функція $Y$	Похибка $\Delta Y$
$X1 + X2$	$\pm \sqrt{(\Delta X_1)^2 + (\Delta X_2)^2}$

$X1 \cdot X2$	$\pm \sqrt{X_1^2(\Delta X_2)^2 + X_2^2(\Delta X_1)^2}$
$X1 / X2$	$\pm \sqrt{\frac{X_1^2(\Delta X_2)^2 + X_2^2(\Delta X_1)^2}{X_2^4}}$
$X^n$	$\pm X^{n-1}\Delta X$
$f(X)$	$f'(X) \cdot \Delta X$

При проведенні експерименту по визначенню екстремальної нестандартної системи параметрів ми визначаємо координати точок А та В на комплексній площині. Причому робиться це усередненим шляхом. Тому для оцінки похибок необхідно розглянути розрахункові формули (2.14, 2.15, 2.16, 2.17, 2.23).

Визначимо похибку дійсної складового імпеданса в точках А і В на вході досліджуваного чотириполюсника:

$$\Delta \operatorname{Re} W_{\text{вх}A(B)} = \pm \sqrt{\left( \frac{\partial \operatorname{Re} W_{\text{вх}A(B)}}{\partial \Gamma} \right)^2} \sigma_{\Gamma}^2 = \pm \left( \frac{\partial \left( W_0 \frac{1 - \Gamma_{\min A(B)}}{1 + \Gamma_{\min A(B)}} \right)}{\partial \Gamma} \right) \sigma_{\Gamma} = \pm \left( \frac{W_0 \sqrt{2} \sigma_{\Gamma}}{1 + \Gamma_{\min A(B)}} \right) \quad (2.34)$$

де  $W_0$  - вхідна провідність ( $0.02 \text{ Ом}^{-1}$ );

$\Gamma_{\min(B)}$  - коефіцієнт відбиття в точці А(В);

$\sigma_{\Gamma}$  - похибка рефлектометра ( $\pm 5\%$ ).

Як видно з (2.33), між похибкою дійсної складового імпеданса в екстремальних точках А(В) і коефіцієнтом відбиття в цих точках існує обернено-пропорційна залежність.

Знайдемо похибку уявної складової:



$$\Delta \text{Im} W_{\text{ex}A(B)} = \pm \sqrt{\left( \frac{\partial \text{Im} W_{\text{ex}A(B)}}{\partial l} \right)^2} \sigma_l^2 = \left( \frac{\partial \left( W_0 \text{ctg} \frac{2\pi l_{A(B)1}}{\lambda} \right)}{\partial l_{A(B)1}} \right) \sigma_l = \frac{2\pi W_0}{\lambda \sin^2 \frac{2\pi l_{A(B)1}}{\lambda}} \sigma_l \quad (2.35)$$

де  $l_{(B)1}$  - мінімальна електрична довжина поршня в режимі резонансу струмів;

$\lambda$  - довжина хвилі у вимірювальному тракті;

$\sigma_l$  - похибка визначення електричної довжини  $l$  (2%).

Аналогічним способом знаходимо вираз для абсолютних похибок екстремальних параметрів по виходу.

Залишилося оцінити похибку максимально досяжного коефіцієнта стійкого підсилення  $K_{mS}$ .

$$\Delta K_{mS} = \pm \sqrt{\left( \frac{\partial K_{mS}}{\partial P_1} \right)^2 \sigma_P^2 + \left( \frac{\partial K_{mS}}{\partial P_2} \right)^2 \sigma_P^2} = \frac{P_1^2 + P_2^2}{4P_1P_2^3} \cdot \sigma_P, \quad (2.36)$$

де  $P_1$  і  $P_2$  - вхідна і вихідна потужності;

$\sigma_P$  - похибка вимірювача потужності (4%).

Оцінка похибки вимірювань проводилася на частоті 3ГГц шляхом вимірювання екстремальних параметрів транзистора типу IRF830 із використанням поршня типу 25-И-П-00 і вимірювача потужності М4-1. Середньоквадратичні значення похибок склали:

$$\Delta \operatorname{Re} W_{\text{ВХ}} = 4.8\%, \quad \Delta \operatorname{Re} W_{\text{ВХ}} = 5.2\%,$$

$$\Delta \operatorname{Re} W_{\text{ВИХ}} = 4.5\%, \quad \Delta \operatorname{Re} W_{\text{ВИХ}} = 2.8\%,$$

$$\Delta \operatorname{Im} W_{\text{ВХ}} = 5.3\%, \quad \Delta \operatorname{Im} W_{\text{ВХ}} = 5.8\%,$$

$$\Delta \operatorname{Im} W_{\text{ВИХ}} = 3.5\%, \quad \Delta \operatorname{Im} W_{\text{ВИХ}} = 4.6\%,$$

$$\Delta K_{\text{mS}} = 6\%.$$

## **Висновки**

У другому розділі магістерської кваліфікаційної роботи розглянуто математичну модель чотиріполюсника на базі нестандартної системи  $W$ -параметрів, обґрунтований їх вибір і розроблений метод “плаваючих навантажень”. Приведений аналіз методичних похибок та експериментальна перевірка.

### 3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСНИХ ОКРУЖНОСТЕЙ

#### 3.1 Алгоритм розрахунку параметрів імітансних окружностей

Аналіз аналітичних виразів для визначення повної системи  $W$ -параметрів чотирьохполюсника показує, що для визначення власних двополюсникових параметрів (провідностей, імпедансів)  $W_{11}$  і  $W_{22}$  необхідно знати параметри імітансних окружностей.

У основі алгоритму розрахунку імітансних параметрів лежить використання діаграми повних провідностей Вольперта-Сміта, описана інженером фірми Bell Telephone Laboratories П.Ч. Смітом у 1939 році [32]. Процес вимірювання імітансів і побудови діаграми значно спрощується при визначенні  $W$ -параметрів методом, який використовує залежність зміни вхідного або вихідного імітансів чотирьохполюсника на комплексній площині від довільної, не контрольованої по величині, зміни реактивної складової імітанса навантаження при різноманітних величинах його активної складової, що являє собою сімейство окружностей (рис.3.1), радіуси яких зменшуються при збільшенні активної складової імітанса навантаження [35].

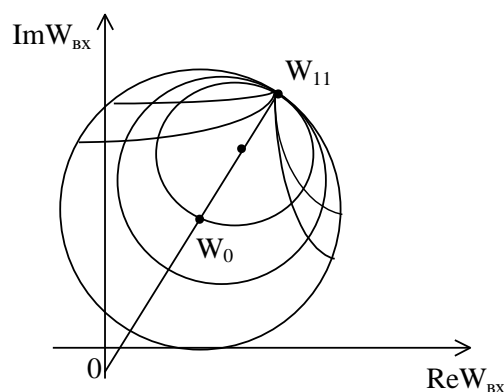


Рисунок 3.1 - Конформне відображення різних значень імітанса  $W_n$  на площину вхідного імітанса  $W_{BX}$

У загальному випадку навантаження  $W_H(W_\Gamma)$  - комплексна величина (рис.3.2)[26] і, відповідно до теорії конформних відображень функції комплексної змінної, імпеданс  $W_{BX}(W_{ВИХ})$  можна розглядати як дрібно-лінійну функцію, що відображає комплексну площину  $W_H(W_\Gamma)$  на площину  $W_{BX}(W_{ВИХ})$ .

Можливі значення  $ReW_H(W_\Gamma)$  завжди додатні і займають праву напівплощину на площині  $W_H(W_\Gamma)$ . Обмежуюча її пряма  $ReW_H(W_\Gamma) = 0$  відображається на площину  $W_{BX}(W_{ВИХ})$  окружністю (рис.3.3), а всі інші значення імпеданса  $W_H(W_\Gamma)$  при  $ReW_H(W_\Gamma) > 0$  відображаються всередину кола, утвореного цією окружністю [32].

Розрахунок окружностей діаграми (рис.3.2) провадиться по вхідним даним, що містять у собі значення активної і реактивної частини комплексного імпеданса чотиріполюсника по входу при певному значенні імпеданса генератора [35].

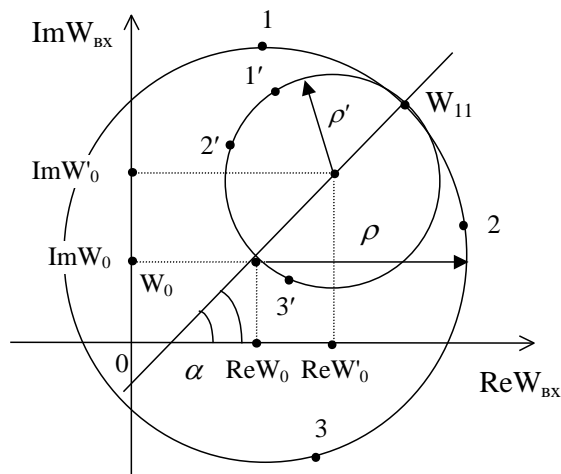


Рисунок 3.2 - Діаграма повних імпедансів по входу чотиріполюсника

Для розрахунку імпедансної окружності необхідні, як мінімум, три точки, координати яких визначають експериментальним шляхом, змінюючи вхідні (вихідні) імпеданси чотиріполюсника при різноманітних реактивних складових

імітанса навантаження (генератора) у трьох різних точках. При цьому реактивна складового навантаження (генератора) приймає фіксоване значення  $\text{Re}W_H(W_T) = \text{const}$ . У якості абсциси приймається значення активної частини комплексного імітанса, а ординатою служить реактивна частина. По трьом вимірним значенням імітансів складаємо систему рівнянь із трьох невідомих  $(\text{Re}W_0, \text{Im}W_0, \rho)$ :

$$\begin{cases} \left(\text{Re}W_1 - \text{Re}W_0\right)^2 + \left(\text{Im}W_1 - \text{Im}W_0\right)^2 = \rho^2, \\ \left(\text{Re}W_2 - \text{Re}W_0\right)^2 + \left(\text{Im}W_2 - \text{Im}W_0\right)^2 = \rho^2, \\ \left(\text{Re}W_3 - \text{Re}W_0\right)^2 + \left(\text{Im}W_3 - \text{Im}W_0\right)^2 = \rho^2, \end{cases} \quad (3.1)$$

де  $\text{Re}W_1, \text{Re}W_2, \text{Re}W_3$  - активні складові вхідного імітанса;

$\text{Im}W_1, \text{Im}W_2, \text{Im}W_3$  - реактивні складові вхідного імітанса;

$\text{Re}W_0, \text{Im}W_0$  - активні і реактивні складові центру імітансної окружності;

$\rho$  - радіус імітансної окружності.

Розв'язуючи систему (3.36), знаходимо координати центру окружності:

$$\begin{cases} \text{Re}W_0 = \frac{\text{Re}W_2^2 - \text{Re}W_1^2 + \text{Im}W_2^2 - \text{Im}W_1^2 - 2\text{Im}W_0(\text{Im}W_2 - \text{Im}W_1)}{2(\text{Re}W_2 - \text{Re}W_1)}, \\ \text{Im}W_0 = \left[ (\text{Re}W_2^2 - \text{Re}W_1^2 + \text{Im}W_2^2 - \text{Im}W_1^2)(\text{Re}W_2 - \text{Re}W_3) - \right. \\ \left. - (\text{Re}W_2^2 - \text{Re}W_3^2 + \text{Im}W_2^2 - \text{Im}W_3^2)(\text{Re}W_2 - \text{Re}W_3) \right] / \\ \left. / 2[(\text{Im}W_3 - \text{Im}W_2)(\text{Re}W_2 - \text{Re}W_1) - (\text{Im}W_1 - \text{Im}W_2)(\text{Re}W_2 - \text{Re}W_1)] \right]. \end{cases} \quad (3.2)$$

Радіус окружності обчислюється шляхом підстановки отриманих значень  $\text{Re}W_0$  та  $\text{Im}W_0$  у будь-яке рівняння системи.

У такий спосіб обчислюються параметри двох окружностей при різних значеннях імітанса навантаження на вході чотириполюсника. Як уже

згадувалося раніше, ці дві окружності стикаються в деякій точці, яка і буде шуканим параметром матриці еквівалентного чотириполюсника  $W_{11}$  по входу. Приймаючи до уваги дані твердження, при правильно проведеному експерименті і вірно знятих вхідних даних, координати точки дотику можна одержати, розв'язавши наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} (\operatorname{Re}W_{11} - \operatorname{Re}W_0)^2 + (\operatorname{Im}W_{11} - \operatorname{Im}W_0)^2 = \rho, \\ \operatorname{Im}W_{11} = l + k \operatorname{Re}W_{11}, \end{cases} \quad (3.3)$$

де  $l, k$  - коефіцієнти прямої, з'єднуючої центри окружностей;

$\operatorname{Re}W_0, \operatorname{Im}W_0$  - координати центру окружності;

$\rho$  - радіус окружності.

Коефіцієнти  $k$  і  $l$  для рівняння прямої, яка проходить через центри окружностей, знаходяться з такої системи:

$$\begin{cases} \operatorname{Im}W_0 = k \operatorname{Re}W_0 + l, \\ \operatorname{Im}W'_0 = k \operatorname{Re}W'_0 + l, \end{cases} \quad (3.4)$$

де  $\operatorname{Re}W_0, \operatorname{Re}W'_0$  - абсциси координат центрів окружностей;

$\operatorname{Im}W_0, \operatorname{Im}W'_0$  - ординати координат центрів окружностей.

Одержимо наступне рівняння для знаходження коефіцієнта нахилу прямої  $k$

$$k = \frac{\operatorname{Im}W'_0 - \operatorname{Im}W_0}{\operatorname{Re}W'_0 - \operatorname{Re}W_0} \quad (3.5)$$

і зсуву  $l$ :

$$l = \operatorname{Im}W_0 - k \cdot \operatorname{Re}W_0. \quad (3.6)$$

Підставивши отримані з (3.40) і (3.41) значення в систему (3.39) і розв'язавши її, одержимо наступне рівняння:

$$A \operatorname{Re} W_{11}^2 + B \operatorname{Re} W_{11} + C = 0, \quad (3.7)$$

де  $A = 1 + k^2$ ;

$$B = 2lk - 2lk \operatorname{Im} W_0 - 2 \operatorname{Re} W_0;$$

$$C = \operatorname{Re}^2 W_0^2 + C^2 + \operatorname{Im} W_0^2 - P - 2l \operatorname{Im} W_0.$$

Розв'язавши отримане квадратне рівняння, одержимо:

$$\operatorname{Re} W_{11(1)} = \frac{-B + \sqrt{D}}{2A}, \quad (3.8)$$

$$\operatorname{Re} W_{11(2)} = \frac{-B - \sqrt{D}}{2A}, \quad (3.9)$$

де  $D$  - дискримінант точок перетинання прямої і окружності;

$\operatorname{Re} W_{11(1)}$ ,  $\operatorname{Re} W_{11(2)}$  - абсциси точок перетинання прямої і окружності.

Значення ординат точок перетинання  $\operatorname{Im} W_{11(1)}$  та  $\operatorname{Im} W_{11(2)}$  знаходяться з другого рівняння системи.

З отриманих двох точок вибирається та, яка лежить на перетинанні двох окружностей. Це відбувається в такий спосіб. Відстань від центру меншої окружності до другої точки перетинання прямої і більшої окружності більше, ніж відстань від центру меншої окружності до першої точки перетинання прямої і двох окружностей (рис.3.7). Отже, із двох точок вибирається та, відстань до якої від центру меншої окружності буде меншою. Іншими словами, нам необхідно порівняти дві величини:

$$r_{12} = (\operatorname{Re}W_{11(1)} - \operatorname{Re}W_0')^2 + (\operatorname{Im}W_{11(1)} - \operatorname{Im}W_0')^2, \quad (3.10)$$

$$r_{22} = (\operatorname{Re}W_{11(2)} - \operatorname{Re}W_0')^2 + (\operatorname{Im}W_{11(2)} - \operatorname{Im}W_0')^2, \quad (3.11)$$

де  $r_1, r_2$  - відстань від центру меншої окружності до точок перетинання прямої і більшої окружності (рис.3.7);

$\operatorname{Re}W_0', \operatorname{Im}W_0'$  - координати центру меншої окружності.

По отриманих результатах розрахунку будуються окружності і точки дотику. Координати точки дотику по входу чотириполюсника визначають значення параметра  $W_{11}$  матриці еквівалентного чотириполюсника, де  $\operatorname{Re}W_{11}$  - абсциса, а  $\operatorname{Im}W_{11}$  - ордината точки торкання окружності.

Другий власний параметр матриці еквівалентного чотириполюсника  $W_{22}$  знаходять аналітичним способом, знявши експериментальним шляхом значення вихідних імітансів у трьох точках і побудувавши імітансні окружності по входу досліджуваного чотириполюсника.

Таким чином, з огляду на те, що радіус і координати центру імітансної окружності можуть бути визначені через значення координат трьох точок на окружності (рис.3.7), визначення власних (двополюсникових) параметрів  $W_{11}$  та  $W_{22}$  матриці еквівалентного чотириполюсника можна звести до вимірювання його вхідного та вихідного імітанса при відомому значенні активного імітансного навантаження.

Алгоритм визначення параметрів  $W_{11}$  і  $W_{22}$  поданий на рис.3.8.

За даним алгоритмом відбувається розрахунок параметрів  $W_{11}$ , виходячи з результатів вимірювання вхідних імітансів досліджуваного чотириполюсника, і побудова імітансних окружностей залежності  $W_{\text{вх}}$  від реактивної складового імітанса навантаження  $\operatorname{Im}W_{\text{н}}$ .



Розрахунок параметра  $W_{22}$  відбувається за аналогічним алгоритмом, вхідними даними для якого будуть слугувати результати вимірювання вихідних імітансів досліджуваного чотириполюсника.

По даному алгоритму розроблена програма розрахунку параметрів імітансної окружності [38]. Результатом роботи програми є вивід на дисплей отриманих параметрів, координати точки дотику окружностей, тобто значення параметрів  $W_{11}$  і  $W_{22}$  (див. Додаток В), а також значень критичних точок на діаграмі, які дозволяють визначити діапазон стійкої роботи чотириполюсника. Потім програма виводить на дисплей діаграму повних провідностей, на якій показані введені точки і точка дотику окружностей.

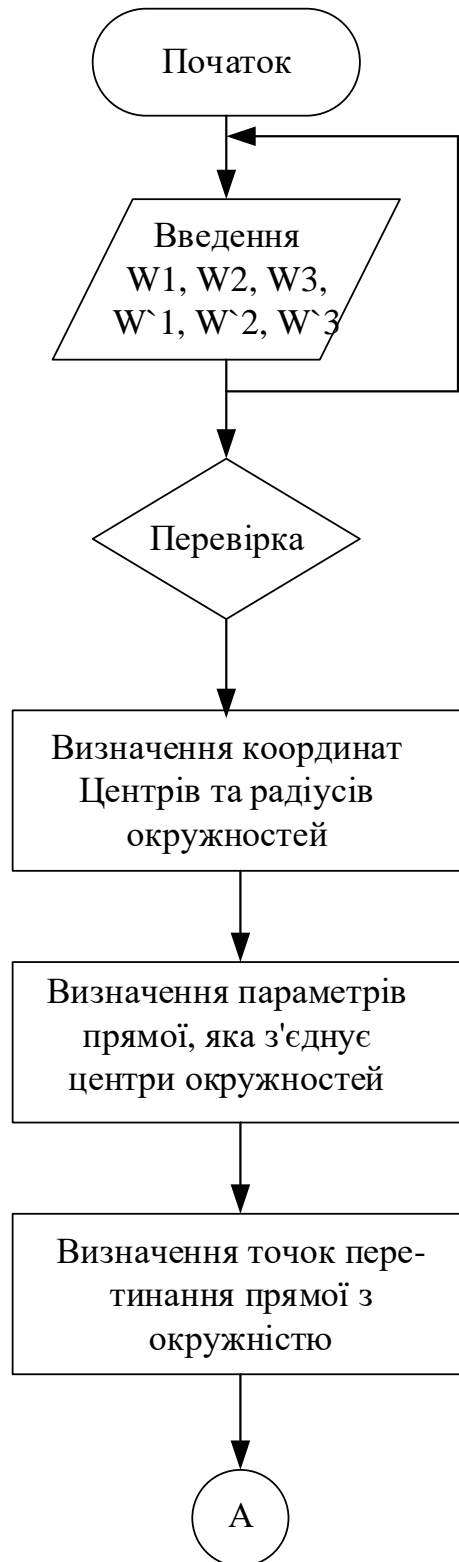


Рисунок 3.3- Алгоритм визначення імітансних параметрів еквівалентного чотиріполюсника

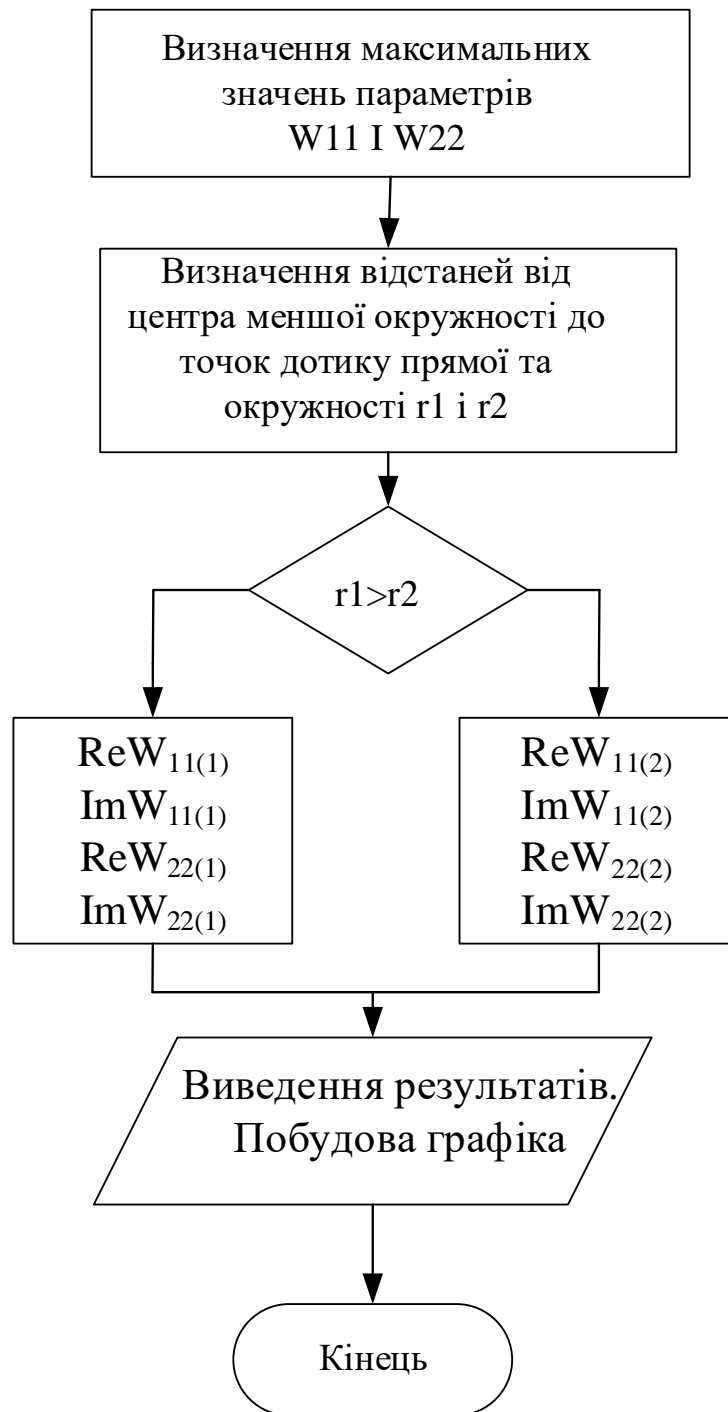


Рисунок 3.3 (продовження) - Алгоритм визначення імітансних параметрів еквівалентного чотириполюсника

### 3.2 Чисельний розрахунок власних параметрів

Власні параметри чотиріполюсника матриці провідності ( $y_{11}$  і  $y_{22}$ ) розраховуються за аналогією з чисельним розрахунком нестандартної системи параметрів [34, 39].

Виходячи з розрахункових формул (табл. 4.1), знаходимо значення вхідної і вихідної провідності досліджуваного транзистора для трьох різних точок, які лежать на одній імітансній окружності. При цьому змінюємо значення уявної складової провідності навантаження  $\text{Im}Y_{\text{н}}$  і уявної складової провідності генератора  $\text{Im}Y_{\text{г}}$ .

Запишемо систему рівнянь імітансної окружності для трьох довільних значень провідності  $Y_{\text{вх}}$  ( $Y_{\text{вих}}$ ) [35]:

$$\begin{cases} \left( R_1 - \text{Re} Y_{0\text{вх}}(Y_{0\text{вих}}) \right)^2 + \left( x_1 - \text{Im} Y_{0\text{вх}}(Y_{0\text{вих}}) \right)^2 = \rho_{\text{вх}}^2 (\rho_{\text{вих}}^2), \\ \left( R_2 - \text{Re} Y_{0\text{вх}}(Y_{0\text{вих}}) \right)^2 + \left( x_2 - \text{Im} Y_{0\text{вх}}(Y_{0\text{вих}}) \right)^2 = \rho_{\text{вх}}^2 (\rho_{\text{вих}}^2), \\ \left( R_3 - \text{Re} Y_{0\text{вх}}(Y_{0\text{вих}}) \right)^2 + \left( x_3 - \text{Im} Y_{0\text{вх}}(Y_{0\text{вих}}) \right)^2 = \rho_{\text{вх}}^2 (\rho_{\text{вих}}^2), \end{cases} \quad (3.12)$$

де  $R_1, R_2, R_3$  - дійсні складові провідності;

$X_1, X_2, X_3$  - уявні складові провідності;

$Y_{0\text{вх}}$  ( $Y_{0\text{вих}}$ ) - координати центру вхідної (вихідної) імітансної окружності;

### Висновки

У третьому розділі магістерської кваліфікаційної роботі розглянута математична модель чотиріполюсника на базі стандартної системи параметрів, обґрунтований її вибір. Розроблений графоаналітичний метод визначення стандартних параметрів чотиріполюсника. Наведений алгоритм та програма (у додатку) розрахунків, проведена оцінка методичної похибки.

## 4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

### 4.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою магістерської кваліфікаційної роботи є розробка методу визначення параметрів нестійких чотириполосників, який дозволить визначати параметри транзисторів у діапазоні потенційної нестійкості.

Для проведення технологічного аудиту було залучено 3-х незалежних експертів Вінницького національного технічного університету, кафедри метрології та промислової автоматики: д.т.н., проф. Кучерука Володимира Юрійовича, д.т.н., проф. Васілевського Олександра Миколайовича, д.т.н., проф. Кулакова Павла Ігоровича. За допомогою таблиці 4.1 за п'ятибальною шкалою використовуючи 12 критеріїв оцінки комерційного потенціалу розробки експерти надали свої оцінки.

Таблиця 4.1 – Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри - тері й	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах

Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів

Продовження табл. 4.1

5	Експлуатаційні витрати значно вищі,	Експлуатаційні витрати	Експлуатаційні витрати на рівні	Експлуатаційні витрати трохи	Експлуатаційні витрати
---	-------------------------------------	------------------------	---------------------------------	------------------------------	------------------------

	ніж в аналогів	дещо вищі, ніж в аналогів	експлуатаційних витрат аналогів	нижчі, ніж в аналогів	значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкуренція немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові	Потрібні незначні фінансові	Потрібні значні фінансові	Потрібні незначні фінансові	Не потребує додаткового фінансування

	ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	ресурси. Джерела фінансування відсутні	ресурси. Джерела фінансування є	ресурси. Джерела фінансування є	
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламент	Необхідно отримання великої	Процедура отримання дозвільних	Необхідно тільки пові-	Відсутні будь-які регламентні



них документів в та отримання великої кількості дозвільних документів в на виробництво та реалізацію продукту	кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	домлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	обмеження на виробництво та реалізацію продукту
---	--	--	---	---

Таблиця 4.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0-10	Низький
11-20	Нижче середнього
21-30	Середній
31-40	Вище середнього
41-48	Високий

В таблиці 4.3 наведено результати оцінювання експертами комерційного потенціалу розробки.

Таблиця 4.3 – Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Кучерук В. Ю.	Васілевський О. М.	Кулаков П. І.
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	3	3
2	3	2	4
3	3	4	3
4	4	3	3
5	2	2	4
6	3	2	3
7	4	4	2
8	3	3	3
9	3	2	4
10	3	4	3
11	2	4	3
12	4	3	4
Сума балів	СБ <sub>1</sub> =38	СБ <sub>2</sub> =36	СБ <sub>3</sub> =39
Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_1^3 СБ_i}{3} = \frac{38 + 36 + 39}{3} = 38$		

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів склала 38, що згідно таблиці 4.2 вважається, що рівень комерційного потенціалу розробки є вище середнього.

Нова розробка, може використовуватися вченими і науковцями у вимірюваннях та розрахунках різних функціональних вузлів обчислювальної техніки та операційних елементів.

#### 4.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи

Проведемо прогнозування витрат на виконання робіт у три етапи:

*1-й етап:* Розрахунок витрат, які безпосередньо стосуються виконавців даного розділу НДР.

*2-й етап:* Розрахунок загальних витрат на виконання НДР;

*3-й етап:* Прогнозування загальних витрат на виконання та впровадження НДР.

Проведемо перший етап прогнозування.

1. Основна заробітна плата кожного із дослідників  $Z_0$ , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери визначається за формулою:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} * t \text{ (грн)} \quad (4.1)$$

де  $M$  – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.;

$T_p$  – число робочих днів в місяці; приблизно  $T_p \approx 21...23$  дні;

$t$  – число робочих днів роботи дослідника.

Дану розробку буде проводити інженер, величина окладу буде становити 5000 грн. на місяць. Кількість робочих днів у місяці складає 22, а кількість робочих днів дослідника складає 45. Зведемо сумарні розрахунки до таблиця 4.4.

Таблиця 4.4 – Заробітна плата дослідника в науковій установі бюджетної сфери

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату грн.
Керівник проекту	9600	436,36	7	3054,5
Інженер	5000	227,27	45	10227,27
Всього				13281,77

## 2. Розрахунок додаткової заробітної плати робітників

Додаткова заробітна плата  $Z_d$  всіх розробників та робітників, які приймали участь в розробці нового технічного рішення розраховується як 10 - 12 % від основної заробітної плати робітників. На даному підприємстві додаткова заробітна плата начисляється в розмірі 10% від основної заробітної плати.

$$Z_d = 0,1 * 13281,77 = 132,82 \text{ (грн)} \quad (4.2)$$

3. Нарахування на заробітну плату  $N_{зп}$  дослідників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою (4.3):

$$N_{зп} = (Z_o + Z_d) * \frac{\beta}{100} \text{ (грн)} \quad (4.3)$$

де  $Z_o$  – основна заробітна плата розробників, грн.;

$Z_d$  – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;

$\beta$  – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % .

Дана діяльність відноситься до бюджетної сфери, тому ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування буде складати 22%, тоді:

$$H_{ЗП} = (13281,77 + 132,82) * \frac{22}{100} = 2951,21 \text{ (грн)}$$

Отже, нарахування на заробітну плату складають 2951,21 грн.

4. Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень, які використовувались під час виконання даного етапу роботи

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування  $A$  в цілому будуть розраховані за формулою:

$$A = \frac{Ц * H_a}{100} * \frac{T}{12} \text{ (грн)} \quad (4.4)$$

де  $Ц$  – загальна балансова вартість всього обладнання, комп'ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.;

$H_a$  – річна норма амортизаційних відрахувань; для нашого випадку можна прийняти, що  $H_a = 10 - 25\%$ ;

$T$  – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Для виконання НДР використовується один комп'ютер, а також орендується робоче приміщення. Розрахуємо амортизаційні відрахування для

них. Вартість комп'ютера становить 10000 грн, норма амортизації комп'ютера становить 22%, термін використання складає 3 місяці.

$$A = \frac{10\,000 * 22}{100} * \frac{3}{12} = 550 \text{ (грн)}$$

5. До статті «Паливо та енергія на технологічні цілі» відносяться витрати на всі види палива й енергії, що безпосередньо використовуються у процесі виробництва продукції. У даному випадку будемо враховувати лише витрати на електроенергію, яку споживає комп'ютер:

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_p, \quad (4.5)$$

де  $V$  – вартість 1 кВт енергії, грн.  $V = 2,1$  грн/кВт\*год;

$P$  – установлена потужність обладнання, кВт.  $P = 60$  Вт або  $P = 0,06$  кВт;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, год.  $\Phi = 100$  год.;

$K_p$  – коефіцієнт використання потужності,  $K_p = 0,65$ .

$$V_e = 2,1 \cdot 0,06 \cdot 100 \cdot 0,65 = 8,19 \text{ (грн)}.$$

Інші витрати  $B_{in}$  охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо. Інші витрати  $B_{in}$  можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які виконували дану МКНР, тобто:

$$B_{in} = (1..3) \cdot (3 + 3_p). \quad (4.6)$$

$$B_{in} = 1 \cdot 13281,77 = 13281,77 \text{ (грн.)}$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, які безпосередньо стосуються даного розділу МКНР

$$B = 13281,77 + 132,82 + 2951,21 + 550 + 8,19 + 13281,77 = 30205,76(\text{грн.})$$

Загальна вартість всієї МКНР визначається за формулою:

$$B_{\text{заг}} = \frac{B}{\alpha} \quad (4.7)$$

$$B_{\text{заг}} = \frac{30205,76}{0,8} = 37757,2(\text{грн.})$$

Прогнозування загальних втрат ЗВ на виконання та впровадження результатів виконаної МКНР здійснюється за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (4.8)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, який характеризує стадію виконання даної НДР.

Оскільки, робота знаходиться на стадії науково-дослідних робіт, то коефіцієнт  $\beta = 0,1$ .

Звідси:

### 4.3 Оцінка внеску НДР

Для цього спочатку потрібно визначити коефіцієнт наукової значимості отриманих результатів НДР, а потім підрахувати внесок в досягнення цих результатів.

Коефіцієнт наукової значимості результатів проведеної науково-дослідної роботи  $K_{ЗН}$  можна підрахувати за формулою:

$$K_{ЗН} = \frac{\sum_1^3 b_i * d_i}{\sum_1^3 b_{\text{max}} * d_i} \quad (4.9)$$

де  $b_i$  – значимість отриманих результатів:  $b_1$  – ступінь наукової новизни,  $b_2$  – рівень теоретичної обґрунтованості,  $b_3$  – ступінь експериментальної перевірки результатів. Бальна оцінка отриманих результатів наведена в таблиці 4.5. Максимальне значення отриманих за кожною характеристикою результатів можна прийняти в межах 7...10 балів;

$d_i$  – питома вага кожної характеристики, значення якої наведені в таблиці 4.5;

3 – кількість характеристик, за якими була зроблена оцінка результатів науково-дослідної роботи.

Таблиця 4.5 – Показники для оцінювання наукової значимості результатів виконаної НДР

Характеристики	Питома вага характеристики $d_i$	Бальна оцінка характеристики		
		Ступінь новизни $b_1$	Рівень теоретичної обґрунтованості $b_2$	Ступінь експериментальної перевірки результатів $b_3$
		1	2-5	7-10
$b_1$	0,500	Часткове удосконалення виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту тощо	Суттєве удосконалення виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту тощо	Нові напрямки в розробці виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту тощо. Створення



				принципово нової техніки
$b_2$	0,333	Позитивне рішення на основі зроблених узагальнень	Установлення залежності, які використовувались в інших випадках	Відкриття нових шляхів рішення задачі
$b_3$	0,167	Експериментальна перевірка не робилась	Результати перевірялись на невеликій кількості даних	Результати перевірені на великій кількості даних

В ході виконання даної магістерської кваліфікаційної роботи було розроблено новий метод для визначення параметрів потенційно нестійких чотириполіусників, який дозволяє визначати чотириполіусникові параметри транзисторів у діапазоні потенційної нестійкості з вищою точністю у порівнянні з існуючими методами. Тоді згідно таблиці 4.5  $b_1 = 4$ . Отримані результати підтвердили залежності та характеристики, отримані раніше для окремих випадків рішення даної задачі, тому  $b_2 = 4$ . Оскільки результати перевірялись на отриманих попередньо експериментальних даних, приймаємо  $b_3 = 5$ . Тоді коефіцієнт наукової значимості результатів буде наступним

$$K_{3H} = \frac{4 \cdot 0,5 + 4 \cdot 0,333 + 5 \cdot 0,167}{10 \cdot 0,5 + 10 \cdot 0,333 + 10 \cdot 0,167} = 0,43.$$

Зважаючи на малий час, відведений на проведення дослідження, отримане значення коефіцієнта наукової значимості можна вважати цілком задовільним.

Внесок дипломника в досягнення отриманих результатів НДР можна розрахувати за формулою:

$$V = \frac{k_{\text{ТВІ}} * Z_i}{\sum_i^n k_{\text{ТВІ}} * Z_i} \quad (4.10)$$

де  $k_{\text{ТВІ}}$  – коефіцієнт творчої участі кожного виконавця НДР, який оцінюється таким чином: проведення досліджень – 3 бали, робоче проектування – 1,5 бали, освоєння – 1,0 балів. якщо виконавець приймав участь в декількох видах робіт, то береться сума відповідних балів;

$Z_i$  – заробітна плата кожного виконавця НДР, грн.;

$n$  – кількість всіх виконавців науково-дослідної роботи: наукові керівники, відповідальні виконавці, спеціалісти, наукові співробітники, робітники різних професій тощо.

$$V = \frac{3 * 5000}{3 * 5000 + 9600 * 1,5} = 0,5$$

## Висновки

В даному розділі було оцінено комерційний потенціал розробки і визначення коефіцієнта наукової значимості дослідження методу визначення параметрів потенційно нестійких чотириполіусників, який дозволить визначати чотириполіусникові параметри транзисторів у діапазоні потенційної нестійкості.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по кожній з статей витрат складе 37757,2 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 377572 грн.

Отримане значення коефіцієнта наукової значимості ( $K_{zn} = 0,43$ ) можна вважати цілком задовільним, оскільки час відведений на проведення дослідження незначний. Особистий внесок дипломника в наукове дослідження становить 0,5, що являється нормальним значенням.

## ВИСНОВКИ

На підприємствах електронної промисловості проводяться інтенсивні роботи по корінному поліпшенню якості та ефективності виробів, які ними випускаються. Значна увага при цьому приділяється визначенню параметрів напівпровідникових приладів, так як вони відіграють вирішальну роль у проектуванні та розробці електронної апаратури.

Особливі труднощі являє собою визначення параметрів напівпровідникових приладів у НВЧ діапазоні (діапазоні потенційної нестійкості), тому що для отримання необхідної інформації потрібно вимірювати їх параметри в області робочих частот. Для цього в даній магістерській роботі поставлена і вирішена задача дослідження цієї проблеми і розробки нових, більш ефективних методів та засобів вимірювання параметрів потенційно нестійких напівпровідникових приладів.

Основними результатами проведених у магістерській кваліфікаційній роботі досліджень є:

1. Аналіз існуючих методів та засобів визначення параметрів чотиріполюсників. Класифікація чотиріполюсників та їх параметрів.

2. Розробка методу «плаваючих навантажень», який дозволяє при довільних навантаженнях визначати з високою точністю в діапазоні НВЧ систему нестандартних параметрів чотиріполюсника, достатню для розрахунку більшості лінійних електронних схем.

3. Розробка методики чисельної перевірки результатів експерименту та оцінка адекватності запропонованих методів, оцінка методичної похибки.

4. Розробка алгоритму та програми визначення імітансних параметрів чотиріполюсника.

Одержані результати дозволяють використовувати розроблені методи при проектуванні та розробці електронної апаратури для вимірювання параметрів схем у робочому діапазоні частот.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н., Филинюк Н.А. и др. Негатроника. – Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 2016. – 315 с.
2. Філінюк М.А. Теоретичні основи негатроніки. Навчальний посібник. – Вінниця, ВДТУ, 2013. – 105 с.
3. Філінюк М.А. Фізичні основи негатроніки. Навчальний посібник. – Вінниця, ВДТУ, 2010. – 79 с.
4. Філінюк М.А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно нестійких узагальнених перетворювачів імітанса. Монографія. – Вінниця: ВДТУ, 2015. – 85 с.
5. Молчанов П.А. Основи нелінійної теорії транзисторних негатронів. Монографія. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 2018. – 207 с.
6. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Монографія. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 1999. – 275с.
7. Кичак В.М. Радіоімпульсні логічні НВЧ елементи. Монографія. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 2017. – 240 с.
8. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. – Винница: Континент, 1998. – 130 с.
9. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 2000. – 303 с.
10. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Вербицький В.Г. – Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі. Монографія. – Вінниця: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 2001. – 195 с.

11. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Крилик Л.В. – Сенсоры влажности. Монография. – Винница: “УНІВЕРСУМ-Вінниця”, 2003. – 208 с.
12. Аблин А.Н., Витвицкий В.Г., Могилевская Л.Я., Хотунуев Ю.Л. Исследование S-параметров полевого транзистора сантиметрового диапазона и характеристик линейного усилителя //Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. –М.: ЦНИИ Электроника, –1983. – Выпуск 1. –С. 5-9.
13. Абубакиров Б.А., Гудков К.Г., Нечаев Э.В. Измерение параметров радиотехнических цепей. /Под редакцией В.Г. Андрущенко, Б.П. Фатива. – М.: Радио и связь, –1984. –248 с.
14. Аронов В.Л., Федотов М.А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. –М.: Высшая школа, –1975. –325 с.
15. А.С. № 1241152, СССР. Способ определения инвариантного коэффициента устойчивости четырехполюсника /С.Н. Песков, Н.Л. Похлебалова // Бюл. Изобретений. –1986. - № 24.
16. А.С. № 1622844, СССР. Измеритель S-параметров четырехполюсника /О.А. Свирский // Бюл. Изобретений. –1991. - № 3.
17. А.С. № 1672384, СССР. Измеритель S-параметров СВЧ-четырёхполюсника /А.Н. Трушкина, А.А. Грудина, А.Ю. Юдин // Бюл. Изобретений. –1991. - № 31.
18. А.С. № 1497586, СССР. Измеритель S-параметров невзаимного СВЧ-четырёхполюсника /А.С. Елизаров, А.М. Костринин // Бюл. Изобретений. – 1989. - № 28.
19. А.С. № 1608593, СССР. Измеритель S-параметров невзаимного четырёхполюсника /А.В. Мельников, В.В. Саломатин, А.В. Кондрашихин // Бюл. Изобретений. –1990. - № 43.

20. А.С. № 1298693, СССР. Способ определения S-параметров СВЧ-четырёхполюсника /И.И. Чупров // Бюл. Изобретений. –1987. - № 4.
21. А.С. № 1781638, СССР. Измеритель S-параметров линейного четырёхполюсника /А.А. Елизаров, М.Ю. ДЕРЕБИНА и др. // Бюл. Изобретений. –1992. - № 46.
22. А.С. № 1322199, СССР. Измерители S-параметров линейных четырёхполюсников /И.И. Чупров // Бюл. Изобретений. –1987. - № 25.
23. А.С. № 1290204, СССР. Устройство для измерения полных сопротивлений входного и выходного иммитансов четырёхполюсников /И.В. Кузьмин, Н.А. Филинук, А.П. Шеремета // Бюл. Изобретений. –1987. - № 6.
24. А.С. № 1141346, СССР. Устройство для измерения полных сопротивлений многополюсников / Н.А. Филинук // Бюл. Изобретений. – 1985. - № 7.
25. А.С. № 868635, СССР. Устройство для измерения полных сопротивлений многополюсника / С.Н. Песков, Н.Д. Кошелькова // Бюл. Изобретений. –1981. - № 36.
26. А.С. № 552570, СССР. Устройство для определения коэффициента передачи четырёхполюсника / Ю.А. Медведев, Ю.П. Круковский // Бюл. Изобретений. –1977. - № 8.
27. А.С. № 983583, СССР. Устройство для измерения коэффициента передачи линейного четырёхполюсника / В.П. Гончаренко, Е.Е. Привалов // Бюл. Изобретений. –1984. - № 12.
28. А.С. № 1566309, СССР. Способ определения коэффициента передачи четырёхполюсников СВЧ / Н.П. Довгополый // Бюл. Изобретений. –1990. - № 19.

29. А.С. № 1619198, СССР. Устройство для измерения модуля коэффициента передачи четырехполюсников / В.С. Беликов, Ю.П. Толстой // Бюл. Изобретений. –1991. - № 7.
30. А.С. № 1095102, СССР. Устройство для измерения матрицы  $Y$ -проводимости четырехполюсника / Н.А. Филинук // Бюл. Изобретений. – 1984. - № 20.
31. А.С. № 1564571, СССР. Способ определения  $Y$ -параметров матрицы проводимости четырехполюсника / М.М. Смиренко// Бюл. Изобретений. – 1990. - № 18.
32. А.С. № 171287, СССР. Способ определения  $Y$ -параметров электрических  $(N+1)$ -полюсников / А.М. Афанасев, С.М. Тоскин, И.А. Степанов // Бюл. Изобретений. –1992. - № 6.
33. А.С. № 1335892, СССР. Способ определения инвариантного коэффициента устойчивости четырехполюсника / А.М. Афанасев, С.М. Тоскин, И.А. Степанов // Бюл. Изобретений. –1987. - № 33.
34. Балябин А.Н., Конягин Б.А., Лысенко В.Я, Пронин В.А., Рожков В.М. Малошумящий усилитель двусантиметрового диапазона волн на полевых транзисторах. –В кн.: полупроводниковая электроника в технике связи. – М.: Радио и связь, –1986. –Вып. 26. –С. 74-81.
35. Бахтин Н.А. Шварц Н.З. Измерение  $S$ -параметров СВЧ транзисторов. – В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение / Под редакцией Я.А. Федотова. –М.: Советское радио, –1970. –Выпуск 23. –С. 276-284.
36. Бова А.Т., Лайхтман И.Б. Измерение параметров волноводных элементов. –Киев: Техника, –1968. –157 с.
37. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия. –1978. –344 с.



38. Богачев В.М. Расчет граничных частот дрейфового транзистора методом заряда // Радиотехника и электротехника. –1965. – № 1. –С. 157-166.
39. Богачев В.М., Волков В.М., Лысенко В.Г., Мусянков М.И. Расчет параметров мощных высокочастотных транзисторов // Радиотехника и электроника. –1975. –№ 3. –С 610-620.
40. Безменов Ю.А., Вагарин Ю.А., Усанов Д.А. Определение параметров транзисторов в схемах СВЧ. –Обзор по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ. –М.: ЦНИИ Электроника, –1981. Выпуск 9. – 42 с.
41. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. –М.: Высшая школа, –1973. –752 с.
42. Бондаренко И.К., Дейнега Г.А., Маграчев З.В. Автоматизация измерений СВЧ трактов. –М.: Советское радио, –1969. –304 с.
43. Валиев Ю.А., Паминуев Ю.И., Петров Г.В. Применение контакта металл–полупроводник в электронике. –М.: Радио и связь, –1981. – 304 с.
44. Васюра А.С., Кривогубченко С.Г., Кулик А.Я., Компанец М.М., Возняк О.М. Мікропроцесорні засоби передавання інформації / Навчальний посібник. –Вінниця: ВДТУ, –1998. –136 с.
45. Возняк О.М. Нестандартна система екстремальних параметрів чотирьополісників //Вінниця ВПІ. –1997. –№ 3. –С. 88-92.
46. Возняк О.М., Ле Туан Ту, Філінюк М.А. Алгоритм розрахунку імітансних параметрів активного чотирьополісника з використанням діаграми повних провідностей Вольперта-Сміта // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. –1998. –№ 1. –С. 89-92.
47. Возняк О.М., Рудик А.В. Метод вимірювання повної системи Y-параметрів матриці провідності НВЧ чотирьополісників // Приложение к Всеукраинскому научно-техническому журналу «Вибрации в технике и

- технологии». Сборник трудов международного симпозиума. –1998. –С. 308-310.
48. Возняк А.Н. Метод определения иммитансных параметров потенциально неустойчивых четырехполюсников // Материалы научно-технической конференции с международным участием Приборостроение. – 96. Тез. док. –Винница. –Судак. –1996. –С. 87.
49. Возняк А.Н., Кипран П.З. Новый информационно-измерительный комплекс определения параметров транзисторов // Материалы международного симпозиума Наука и Предпринимательство. Тез. док. – Винница. –Львов. –1996. –С. 111.
50. Возняк А.Н. Нестандартная система параметров четырехполюсников // Материалы международного симпозиума Наука и предпринимательство. Тез. док. –Винница. –Львов. –1997.
51. Галкин В.Н. Полевые транзисторы в чувствительных усилителях. –Л.: Энергия, –1981. –144 с.

## **ДОДАТКИ**