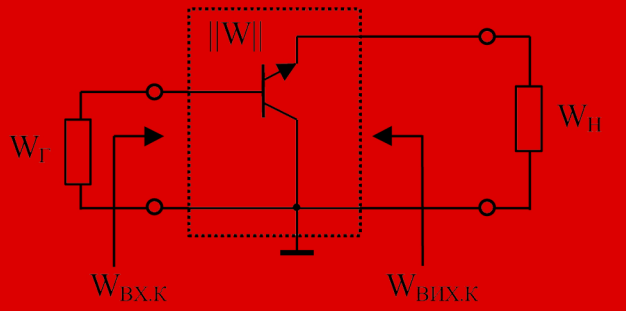
Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний аграрний університет

О. М. Возняк, А. А. Штуць

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ НВЧ БАГАТОПОЛЮСНИКІВ

Монографія



$$W_{вх} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} - W_н} \qquad W_{ij} = \begin{vmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{vmatrix} \qquad W_{вих} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{11} - W_г}$$

Вінниця
ВНАУ
2022

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний аграрний університет

О. М. Возняк, А. А. Штуць

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ НВЧ БАГАТОПОЛЮСНИКІВ

Монографія

Вінниця
ВНАУ
2022

УДК 621.372.6
В 64

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного аграрного університету Міністерства освіти і науки, молоді та спорту України (протокол № 6 від 24.12.2021 р.)

Рецензенти:

В. І. Кравчук д.т.н., проф., Національного університету біоресурсів і природокористування України, академік Національної академії аграрних наук України;

П. І. Кулаков, доктор технічних наук, професор кафедри метрології та промислової автоматики Вінницькогонаціонального технічного університету, академік Академії метрології України;

Н. Р. Веселовська, доктор технічних наук, професор завідувач кафедри машин та обладнання сільськогосподарського виробництва Вінницького національного аграрного університету.

В 64 Методи та засоби вимірювання параметрів потенційно нестійких НВЧ багатополюсників: монографія. О. М. Возняк, А. А. Штуць. Вінниця: ВНАУ. 2022. 143 с.

ISBN

У монографії розроблено метод плаваючих навантажень для вимірювання нестандартних параметрів потенційно нестійких чотириполюсників і різницевий метод вимірювання максимально досяжного коефіцієнта передачі активного НВЧ чотириполюсника. Також розроблено методи і засоби вимірювання стандартних параметрів активних потенційно нестійких НВЧ чотириполюсників. Запропоновано експериментальні установки і методики проведення експерименту та отримано результати експериментальних досліджень параметрів потенційно нестійких НВЧ чотириполюсників.

УДК 621.317

ISBN

© О. Возняк, А. Штуць, 2022

ЗМІСТ

ВСТУП 5

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ 7
1.1. Класифікація чотириполюсників та їхніх параметрів 8
1.2. Аналіз методів вимірювання y-, z -, h- параметрів 13
1.3. Аналіз методів вимірювання S- і T-параметрів 18
1.4. Аналіз методів вимірювання вхідного і вихідного імітансів 22
1.5. Аналіз методів вимірювання коефіцієнтів передачі 25
1.6. Аналіз методів вимірювання нестандартних параметрів чотириполюсників 26
1.7. Аналіз методів вимірювання інваріантного коефіцієнта стійкості 28
Висновки до 1-го розділу 30

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ НЕСТАНДАРТНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ 31
2.1. Обґрунтування системи нестандартних параметрів 32
2.2. Розробка методу плаваючих навантажень 34
2.2.1. Теоретичне обґрунтування 35
2.2.2. Розробка методики експерименту 40
2.2.3. Аналіз методичних похибок вимірювання 47
2.3. Розробка різницевого методу вимірювання максимально досяжного коефіцієнта передачі чотириполюсника 52
2.3.1. Теоретичне обґрунтування 52
2.3.2. Розробка методики експерименту 57
2.3.3. Аналіз методичних похибок 59
2.3.4. Експериментальна перевірка 60
Висновки до 2-го розділу 63

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ СТАНДАРТНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ 64
3.1. Аналітичне обґрунтування графоаналітичного методу визначення стандартних W-параметрів чотириполюсника 65
3.2. Алгоритм розрахунку параметрів імітансних окружностей 75

3.3. Розробка експериментальної установки і методики проведення експерименту 82
3.4. Оцінка методичної похибки визначення W_{12}- і W_{21}-параметрів 89
Висновки до 3-го розділу 90

РОЗДІЛ 4. ОЦІНКА АДЕКВАТНОСТІ ЗАПРОПОНОВАНИХ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ W-ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ 92
4.1. Обґрунтування еквівалентної схеми біполярного транзистора 92
4.2. Розрахунок параметрів імітансної окружності чотириполюсника на біполярному транзисторі 95
4.3. Обґрунтування еквівалентної схеми польового транзистора 98
4.4. Розрахунок параметрів активного чотириполюсника на польовому транзисторі 101
4.5. Чисельний експеримент визначення стандартної системи W-параметрів 111
4.5.1. Чисельний розрахунок власних параметрів чотириполюсника 112
4.5.2 Чисельний розрахунок взаємних параметрів чотириполюсника 113
4.6. Результати експериментальних досліджень параметрів потенційно нестійких чотириполюсників 121
Висновки до 4-го розділу 133

ВИСНОВКИ 134
ЛІТЕРАТУРА 136

ВСТУП

Рівень соціального та економічного розвитку сучасного суспільства визначається об’ємом, швидкістю і якістю обробки інформації за допомогою методів та технічних засобів. Системи вимірювання та обробки інформації стають невід’ємною частиною засобів автоматизації виробництва [33].

Розвиток радіоелектроніки нерозривно пов'язаний із розвитком вимірювань, а стан сучасної радіоелектроніки в значній мірі визначається рівнем розвитку методів вимірювання та наявністю достатньо досконалої вимірювальної апаратури вимірювання параметрів радіоелектронних приладів, зокрема транзисторів, 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.

Інтенсифікація та 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 чотириполюсників 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. Даний напрямок досліджень сформувався у науковій школі Вінницького національного технічного університету, зокрема теоретичні основи приладів з від'ємним опором, методи їх досліджень, аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно нестійких узагальнених перетворювачів імітанса виконано в роботах д.т.н., проф. Філінюка М. А. [1-4], теорія побудови нелінійних моделей транзисторних негатронів та їх аналіз розроблена д.т.н., проф. Молчановим П.А. [5], дослідження реактивних властивостей транзисторів і транзисторних проведено д.т.н., проф. Осадчуком В.С. [6,10,11]. Можливість побудови радіочастотних логічних і операційних елементів з використанням потенційно нестійких чотириполюсників показана в роботі д.т.н., проф. Кичака В. М. [7], методи побудови та дослідження мікроелектронних частотних перетворювачів фізичних величин на основі транзисторних структур з від'ємним опором виконано в роботах д.т.н., проф. Осадчука О. В. [8-11].

Мета монографії полягає в розробці методів та засобів вимірювання параметрів потенційно нестійких НВЧ багатополюсників, які б дозволили визначати чотириполюсникові параметри транзисторів у діапазоні частот їхньої потенційної нестійкості.

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

В другому розділі розглянуто математичну модель чотириполюсника на базі нестандартної системи W-параметрів, обґрунтований їх вибір і розроблені метод «плаваючих навантажень» та метод різниці. Приведений аналіз методичних похибок та експериментальна перевірка.

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

В четвертому розділі приведено оцінку адекватності запропонованих методів за допомогою чисельного експерименту.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ

Нині існує ряд різноманітних методів і засобів вимірювання параметрів чотириполюсників. При вимірюванні параметрів чотириполюсників у різних режимах отримують різні системи параметрів. Ці системи рівноцінні з точки зору перерахунку з однієї системи в іншу, але на практиці їх не можна вважати рівноцінними. Так, узагальнена система W-параметрів [26] лише умовно може вважатися робочою на НВЧ. Це є слідством того, що струми і напруги не вимірюються безпосередньо в цьому діапазоні, а їхній зв'язок з потужністю, що звичайно вимірюється на НВЧ, не завжди однозначний. Більш того, забезпечення режимів «короткого замикання» і «холостого ходу», необхідних для вимірювання W-параметрів, часто неможливе через імовірну нестійкість в цих режимах чотириполюсників, що досліджуються. Найбільш доцільною можна вважати таку систему, параметри якої входять в рівняння, що описують роботу пристрою. Тому для різних застосувань можуть виявитися придатними різні системи параметрів. Так, наприклад, в діапазоні порівняно низьких частот розгляду і вимірювання підлягають напруги і струми, у ВЧ і НВЧ діапазонах - сигнали падаючих та відбитих хвиль.

Труднощі вимірювання параметрів чотириполюсників у НВЧ діапазоні пов'язані з потенційною нестійкістю напівпровідникових пристроїв, що спричиняє їхнє самозбудження і неконтрольовану зміну параметрів, призводячи до неможливості їхнього використання.

Таким чином, необхідно для кожного конкретного випадку, для кожного конкретного режиму обирати той чи інший метод вимірювання параметрів чотириполюсників.

1.1. Класифікація чотириполюсників та їхніх параметрів

Поняття чотириполюсник виникло як зручне узагальнення характерних властивостей лінійних електричних схем. Коло будь-якої складності може бути представлене у вигляді об'єкту, що описується співвідношенням сигналів на певній кількості пар вхідних (вихідних) контактів. Чотириполюсником називається пристрій, що має чотири виводи (полюси). Так, в якості чотириполюсника можуть бути представлені довга лінія, транзистор, електричний фільтр, трансформатор, підсилювач, коректуючий та будь-який інший пристрій з двома парами виводів, включений між джерелом і приймачем електричної енергії, коли предметом дослідження є струми і напруги поза самим чотириполюсником. Внутрішня структура кола може не враховуватись при її аналізі, в цьому випадку об'єкт являє собою «чорний ящик».

Виводи чотириполюсника, до яких приєднується джерело електричної енергії, називаються вхідними, а виводи, до яких приєднується навантаження,–вихідними.

Можливі випадки, коли обидві пари виводів чотириполюсника є вхідними при двосторонньому живленні чотириполюсника, або вихідними, коли він містить незалежні джерела електричної енергії і навантажений з обох боків.

Робочі параметри чотириполюсника характеризують його при включенні в реальне коло із заданим вхідним опором джерела сигналу (напруги або струму) і опором навантаження. Для спрощення аналізу будь-яке складне коло, що містить джерело сигналу, можна замінити джерелом сигналу з певним вхідним опором або вхідною провідністю.

По теоремі Тевеніна [2] будь-який лінійний чотириполюсник може бути замінений джерелом напруги $U_{ab}=E_{xx}$, визначеної при холостому ході на його вихідних контактах a, b. Еквівалентний внутрішній опір джерела $Z_{ек}$ дорівнює опорові в точках a, b.

По теоремі Нортона чотириполюсник може бути замінений джерелом струму, рівного $I_{кз}$ в точках a, b, шунтованого опором $Z_{ек}$ в цих точках [30].

В колі, що містить декілька джерел, дія кожного джерела розглядається окремо і струми сумуються згідно принципу суперпозиції для лінійних кіл.

Якщо чотириполюсник включений між джерелом з вихідним опором $Z_г$ і навантаженням $Z_н$, то для дотримання умови максимальної передачі потужності в навантаження необхідно забезпечити рівності $Z_{вх}=Z_г^*$, $Z_{вих}=Z_н^*$, де $Z_г^*$ і $Z_н^*$ - комплексно-спряжені опори генератора і навантаження, відповідно [18].

Для виконання умови погодження джерела сигналу з чотириполюсником або чотириполюсника з навантаженням необхідна відсутність відбивань. Коефіцієнти відбивання виражаються формулами [2]:

$$\Gamma = \frac{Z_г - Z_н}{Z_г - Z_{вх}}; \qquad \Gamma = \frac{Z_{вих} - Z_н}{Z_{вих} - Z_{вх}}. \tag{1.1}$$

Відбивання відсутні (Г=0), якщо виконуються умови $Z_г=Z_{вх}^*$, $Z_{вих}=Z_н^*$.

Існує безліч різноманітних ознак за якими можна класифікувати чотириполюсники (рис. 1.1). За ознакою лінійності елементів, що входять до них, чотириполюсники ділять на лінійні та нелінійні. Лінійними називають чотириполюсники, в яких струми і напруги на полюсах пов’язані лінійною залежністю [45, 49].

Чотириполюсники бувають активними і пасивними. Якщо чотириполюсник містить всередині джерела (джерело) електричної енергії, то він називається активним [30]. При цьому, якщо ці джерела є незалежними, то у випадку лінійного чотириполюсника обов’язковою додатковою умовою активності є наявність на однієї або обох парах його розімкнених виводів напруги, зумовленої джерелами електричної енергії, що знаходяться всередині, тобто необхідно, щоб дія цих джерел не компенсувалася взаємно всередині чотириполюсник. Такий активний чотириполюсник називається автономним [47, 48]. Якщо ж джерела всередині чотириполюсника є залежними, то від’єднання його від іншої частини кола призводить до того, що напруга на

розімкнених виводах не виявляється. Такий активний чотириполюсник називається неавтономним.

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

Розрізняють чотириполюсники симетричні і несиметричні.

Якщо переміна місцями вхідних та вихідних виводів не змінить струмів і напруг в колі, з яким з'єднаний чотириполюсник, то він є симетричним. У противному випадку чотириполюсник є несиметричним.

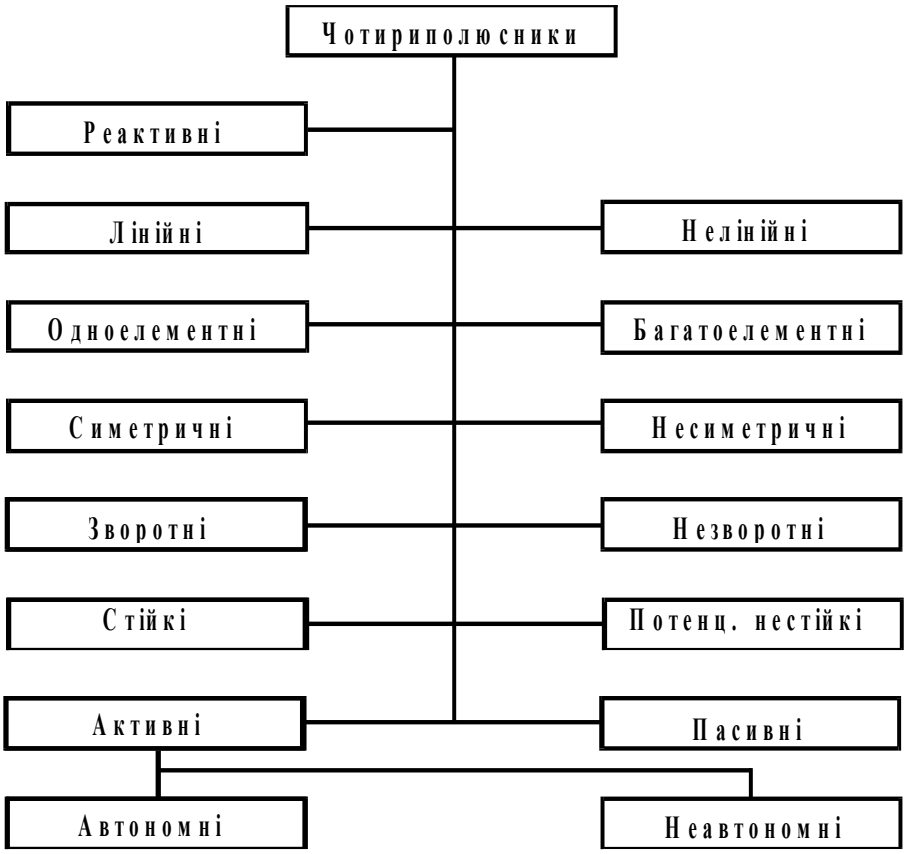


Рисунок 1.1 - Класифікація чотириполюсників.

Чотириполюсники називаються зворотними, якщо виконується теорема оберненості, тобто відношення напруги на вході до струму на виході, або, що теж саме, передатний опір вхідного і вихідного контурів, не залежить від того, яка з двох пар виводів є вхідною і яка вихідною. В противному випадку чотириполюсник називається незворотним. Пасивні лінійні чотириполюсники є

зворотними, несиметричні ж активні (автономні і неавтономні) чотириполюсники–незворотними. Симетричні чотириполюсники завжди зворотні.

Існує таке поняття, як реактивний чотириполюсник. В понятті реактивного чотириполюсника ідеалізовані властивості чотириполюсників з малими втратами, що застосовуються на практиці. В реактивному чотириполюсникові поглинання потужності немає і, крім того, чотириполюсник, працюючий в режимі короткого замикання або холостого ходу, передачі потужності не здійснює.

При розгляді чотириполюсника на предмет стійкості, виникає необхідність розподілу чотириполюсників на потенційно нестійкі та стійкі.

Потенційно нестійкий чотириполюсник схильний до самозбудження при деяких величинах $W_г$ і $W_н$. Для оцінки запасу стійкості вводиться інваріантний коефіцієнт стійкості $К_{с.вн}$ [26]. Активний чотириполюсник стійкий, якщо $К_{с.вн}>1$, і потенційно нестійкий, якщо $К_{с.вн}<1$. Величина $К_{с.вн}$ міститься в інтервалі (-1; +∞). Межі потенційної стійкості відповідає значення $К_{с.вн}=1$. Коефіцієнт $К_{с.вн}$, що дуже важливо, інваріантний до вигляду W-матриці, тобто його значення не залежить від вибору системи z-, y-, g- та h – параметрів.

Для повного опису зовнішніх характеристик будь-якого чотириполюсника, який не містить незалежних джерел енергії, необхідні, в загальному випадку, чотири комплексних параметри. Ці узагальнені параметри вибирають звичайно таким чином, щоб вони характеризували зв'язок струмів і напруг на вхідних та вихідних клемах чотириполюсника. Система, що описує зв'язок струмів і напруг в термінах параметрів класичних матриць провідності або опору, має вигляд [3, 26, 51, 52, 60]:

$$W_{ij} = \begin{vmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{vmatrix}, \qquad (1.2)$$

де $W_{i,j}$ - імітансні параметри.

Узагальнені параметри чотириполюсника $W_{i,j}$ є коефіцієнтами лінійних рівнянь. Їх можна або виміряти, або отримати, перерахувавши з іншої системи параметрів. Найбільш зручною і точною є система, параметри якої визначені за допомогою прямих вимірювань. Початково виміряні узагальнені параметри та параметри, що є коефіцієнтами лінійних рівнянь, не завжди адекватні. Параметри, що можуть бути виміряні, називаються робочими (рис.1.2.). Параметри, що не можуть бути одержані прямими вимірами, а є лише результатом розрахунку, називаються розрахунковими [2, 37].

Рисунок 1.2 - Параметри чотириполюсників.

При проектуванні радіоелектронних пристроїв та контролі їхніх параметрів найбільш широко використовуються дві системи параметрів чотириполюсників: система параметрів матриці розсіювання (S-параметри) і узагальнені W-параметри, під якими розуміється будь-яка з чотирьох систем параметрів, що використовуються в конкретних випадках: y-, z-, h- або g-параметри. Система W-параметрів характеризується імітансами $W_г$ та $W_н$, відповідно генератора і навантаження. Під імітансами розуміється опір (імпеданс) або провідність (адмітанс), які у загальному випадку комплексні. Вибір системи параметрів визначається здебільшого умовами задачі та зручністю її вирішення [26, 37, 39].

В діапазоні НВЧ для опису чотириполюсника застосовуються також S-

параметри матриці розсіювання, що вводиться на основі уявлень падаючих і відбитих хвиль потужності. На цих частотах S-параметри простіше вимірюються, але розрахункові співвідношення, виражені через них, складніші, 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.

В техніці НВЧ відомо застосування нестандартних систем параметрів чотириполюсників [5]. Наприклад, нестандартна система S-параметрів. Подібні системи можуть бути як повними, коли з їхньою 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, що не володіє універсальністю параметрів, притаманною повній системі, доцільно у випадку, якщо вона є достатньою для розрахунку певного класу пристроїв, володіючи при цьому істотними перевагами при вимірюванні у порівнянні з повною системою параметрів чотириполюсника.

Для певних класів електронних пристроїв існують спеціальні системи, що складаються з робочих параметрів. Так, наприклад, для активних НВЧ фільтрів, як потенційно нестійких чотириполюсників, застосовують математичну модель, яка складається з внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості $К_{с.вн}$, максимально досяжного стійкого коефіцієнта передачі по потужності $К_{mS}$, вхідного $W_{вх}$ та вихідного $W_{вих}$ імітансів і т. ін. [4].

1.2. Аналіз методів вимірювання y, z, h – параметрів

Параметри чотириполюсника 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 чотириполюсника. 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]:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_1(I_1,\ I_2), \quad U_2 = U_2(I_1,\ I_2), \\ I_1 &= I_1(U_1,\ U_2), \quad I_2 = I_2(U_1,\ U_2), \\ U_1 &= U_1(I_1,\ U_2), \quad I_2 = I_2(I_1,\ U_2), \end{aligned} \tag{1.3}$$

де U_1, U_2 - напруга на вході і виході чотириполюсника;

I_1, I_2 - струм на вході і виході чотириполюсника.

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, 78]. Для опису чотириполюсника 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 чотириполюсникові, який досліджується.

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

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2,$$
$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \quad (1.4)$$

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

Властивості електричних кіл як лінійних чотириполюсників на низьких частотах і малих сигналах можуть також бути визначені за допомогою лінійних рівнянь [7]:

$$U_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2,$$
$$U_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2. \quad (1.5)$$

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 почергово 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, 7]. 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 $R_г \gg r_{22}$.

Лінійний чотириполюсник може також бути описаний рівняннями:

$$I_1 = g_{11}U_1 + g_{12}U_2,$$
$$I_2 = g_{21}U_1 + g_{22}U_2, \quad (1.6)$$

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 чотириполюсника.

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

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned}. \qquad (1.7)$$

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–замкнутому вихідному колі. Гібридні параметри можуть бути виміряні або безпосередньо (метод випливає з (1.7)), або мостовим методом [5].

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 чотириполюсників [2, 3, 61]. Це слідує із самого способу вимірювань, а також з того факту, що деякі чотириполюсники 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, 38].

На високих частотах можна проводити вимір параметрів чотириполюсника різноманітними засобами. Один з них заснований на вимірюванні так званих «чотириполюсникових» параметрів [3, 8]. 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 [9].

«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, 58]. Найбільш зручна щодо фізичного сенсу і методів вимірювання S-матриця, яка використовується

для опису і вимірювання параметрів транзисторів і пристроїв, створюваних на 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, 57].

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

- падаючі і відбиті хвилі на вході і виході чотириполюсника:

$$\begin{vmatrix} U_{1пад} \\ U_{1від} \end{vmatrix} = [T] \begin{vmatrix} U_{2пад} \\ U_{2від} \end{vmatrix}; \qquad (1.8)$$

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

$$\begin{vmatrix} U_{1від} \\ U_{2пад} \end{vmatrix} = [S] \begin{vmatrix} U_{1пад} \\ U_{2від} \end{vmatrix}, \qquad (1.9)$$

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 ($R_н = z_0$), праворуч або ліворуч від чотириполюсника (рис. 1.3).

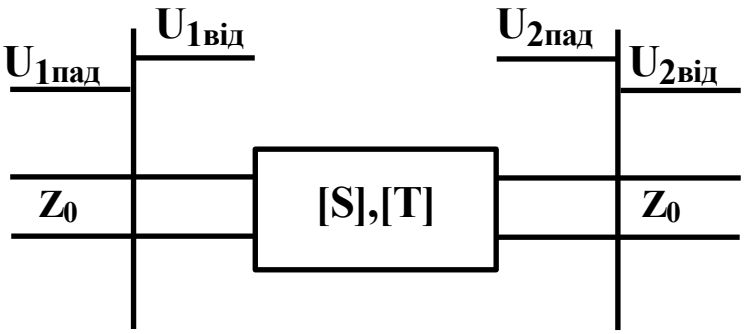


Рисунок 1.3 - Чотириполюсник, як елемент передаючої лінії.

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 чотириполюсник, вводиться ряд додаткових параметрів [24]:

– 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 чотириполюсника, а вихідного - з вихідним опором;

– коефіцієнт стабільності $K_{с.вн}$, який визначає можливості самозбудження [26].

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 чотириполюсника [1, 25]. Самий загальний з них дозволяє виміряти модуль і фазу коефіцієнтів відбивання і передачі чотириполюсника. 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 неоднонаправленістю 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 смузі 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 [8].

Більш простий метод заснований на модуляції сигналу і фіксуванні мінімуму по ефекту зникання амплітудної модуляції вихідного сигналу [8, 25]. Для зворотних чотириполюсників без втрат застосовують метод зсуву мінімуму. Для чотириполюсників з втратами застосовують метод зсуву кута, при якому реальний чотириполюсник уявно замінюється двома чотириполюсниками: 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, 27]. Метод порівняння, в принципі, придатний для будь-яких чотириполюсників, однак точність цього методу стає низькою при майже повному пропусканні хвиль чотириполюсником (S_{21}=l) і малих відбиваннях (S_{11}<<l та S_{22}<<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.

1.4. Аналіз методів вимірювання вхідного і вихідного імітансів

В електро- і радіотехніці важливим поняттям є повний опір (імпеданс). Цим поняттям користуються на відносно низьких частотах для визначення відношення напруги до струму. В хвилеводних системах повний опір визначається як відношення напруженостей електричного і магнітного полів, яке в загальному випадку є комплексною величиною.

При розрахунках, пов'язаних з розповсюдженням електромагнітної хвилі вздовж лінії, зручно користуватися відносними величинами, наприклад, відношенням характеристичних опорів двох елементів, що з'єднуються хвилеводу і навантаження, тобто нормованих або приведених опорів [25, 31]. Під нормованим опором навантаження розуміють відношення Z/Z_0, де Z – опір навантаження, Z_0 – характеристичний опір лінії.

Аналогічно вводиться поняття про нормований вхідний опір хвилеводу, під яким розуміють безрозмірну величину:

$$\frac{Z_{вх}}{Z_0} = \frac{R_{вх}}{Z_0} + j\frac{X_{вх}}{Z_0}, \tag{1.10}$$

де $R_{вх}/Z_0$ та $X_{вх}/Z_0$ – нормоване значення активної і реактивної складової вхідного опору, відповідно. Нормоване значення дає уявлення про ступінь погодження навантаження з лінією, що неможливо при знанні лише абсолютних значень.

З теорії довгих ліній випливає, що повний вхідний опір лінії в будь-якому перетині [31]:

$$Z_{вх} = Z_0 \frac{1+\Gamma_{вх}}{1-\Gamma_{вх}}, \tag{1.11}$$

де $\Gamma_{вх}$ – комплексний коефіцієнт відбивання в розглядуваному перетині.

Вираз для $Z_{вх}$ приймає вигляд:

$$\frac{Z_{‰›}}{Z_0}=\frac{1+\partial_{‰›}}{1-\partial_{‰›}}=\frac{1+\left(\partial\left(e^{j(f+bz)}\right.\right.}{1-\left(\partial\left(e^{j(f+bz)}\right.\right.}, \tag{1.12}$$

де z – відстань від навантаження до розглядуваного перетину.

В окремому випадку, можна визначити нормоване значення навантаження на кінці лінії, тобто при z=0, де z – відстань вздовж лінії від замкнутого її кінця до розглядуваної точки.

$$\frac{Z_н}{Z_0}=\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}=\frac{1+|\Gamma|e^{jf}}{1-|\Gamma|e^{jf}}, \tag{1.13}$$

де $Z_н/Z_0$ – нормоване значення навантаження на кінці лінії.

Ці формули справедливі для будь-якого типу ліній. При розрахунках хвилеводних ліній користуються методами, що застосовуються для двопровідних, коаксіальних та інших ліній. Значення коефіцієнтів відбивання визначаються теоретично або експериментально по відношенню амплітуд і фаз відбитої і падаючої хвиль [25].

В колах із зосередженими параметрами застосовують три основних методи для визначення повних опорів [2, 7]: 1) вимірювання напруги і струму; 2) резонансні; 3) порівняння об’єкту, що досліджується, із зразковою мірою у мостовій схемі.

Похибка приладів, заснованих на вимірюванні напруг і струмів, визначається нестабільністю джерела, а також похибкою амперметрів і вольтметрів. Виміри ведуться на частотах не більше 1 МГц або на постійному струмі. Діапазон частот розширюється до декількох десятків мегагерц при використанні операційних підсилювачів із глибоким негативним зворотним зв’язком.

Схеми, засновані на використанні резонансних методів, функціонують в діапазоні частот до декількох сотень мегагерц. Похибка вимірювання параметрів резонансними методами визначається похибками вольтметрів. Приблизні значення похибки 1–5% на високих частотах (до 300 МГц) збільшуються на НВЧ до 20% [2].

Найбільш точний метод вимірювання, заснований на порівнянні досліджуваного об’єкту із зразковою мірою в мостовій схемі. Похибки вимірювань, що використовують мостові схеми, практично повністю визначаються якістю мір, по яким провадиться відлік значень повних опорів. Одержувані значення похибок – від десятих до тисячних часток відсотка. Робочий діапазон частот – від постійного струму до декількох сотень мегагерц [53].

Достатньо великі можливості по вимірюванню комплексного опору або провідності в широкому частотному діапазоні реалізуються за допомогою пробника струму і вимірювача векторних відношень. Цей метод зручний також для дослідження активних схем, тому що включення об’єкту до вимірювальної схеми відбувається без впливу на його статичний режим [55].

З метою розширення функціональних можливостей вимірювальних установок повних опорів шляхом вимірювання параметрів матриці провідності досліджуваного чотириполюсника, до них вводиться комплексне регульоване навантаження, вхід якої є входом для підключення виходу досліджуємого чотириполюсника [12, 13, 14].

Відомий спосіб вимірювання параметрів комплексних опорів на високих і надвисоких частотах, який може бути використаний для вимірювання комплексних опорів як активних, так і пасивних чотириполюсників [12], суть якого полягає у вимірюванні потужності електромагнітних коливань на виході невзаємного чотириполюсника із включеним до вхідного кола комплексним опором. Перевага цього засобу полягає в тому, що результат вимірювання активної складової комплексного опору не залежить від реактивної складової цього опору, що дозволяє уникнути впливу паразитних індуктивностей виводів і контактів утримувача. Точність вимірювань не залежить від внутрішнього опору генератора електромагнітних коливань, від коефіцієнта передачі чотириполюсника і від частоти, що дозволяє використати спосіб в будь-якому діапазоні частот.

1.5. Аналіз методів вимірювання коефіцієнтів передачі

Відомо багато пристроїв, що дозволять виміряти такий параметр, як коефіцієнт передачі чотириполюсника. Розглянемо два найбільш характерних таких пристрої [15, 16, 17, 18].

В першому пристрої, призначеному безпосередньо для вимірювання коефіцієнта передачі, досліджуваний чотириполюсник включається в коло зворотного зв'язку генератора, а індикаторний пристрій реагує на зміну амплітуди коливань, що встановилися [15, 16]. В цьому пристрої дільник напруги підключається в якості атенюатора до кола зворотного зв'язку схеми генератора, яка має регулюючий елемент, що дозволяє компенсувати послаблення сигналу, що викликається дільником напруги. Показання індикаторного пристрою залежать від рівня регулювання. Для отримання високої роздільної здатності необхідна висока чутливість індикаторного пристрою зміни амплітуди коливань.

Другий розглядуваний пристрій представлений на рис. 1.4. Даний пристрій призначений для визначення коефіцієнта передачі на НВЧ [17, 18].

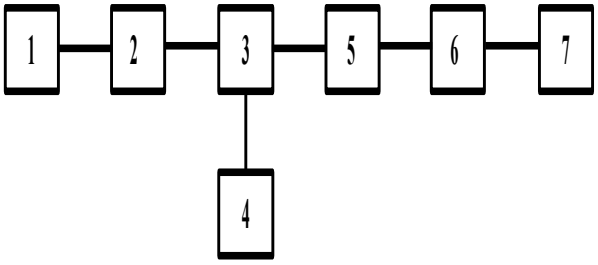


Рисунок 1.4 - Пристрій для визначення коефіцієнта передачі чотириполюсника на НВЧ.

Пристрій складається з генератора НВЧ 1, вентиля 2, вимірювальної лінії 3, індикатора 4, досліджуваного чотириполюсника 5, трипозиційного перехідного фазообертача 6 з дискретом 60° та відбиваючого підсилювача 7. При визначенні коефіцієнта передачі чотириполюсника спочатку вимірюють його комплексний коефіцієнт відбивання Γ_1 при нульовому фазовому зсуві фазообертача. Після цього, послідовно, фазообертачем вносять додаткові фазові

зсуви 120°-240° до відбитого від каліброваного навантаження сигналу і вимірюють відповідні цим зсувам комплексні коефіцієнти відбивання Γ_2 і Γ_3 чотириполюсника.

$$S_{21} = \frac{\sqrt{\left(\Gamma_3 - \Gamma_2\right)\left(\Gamma_2 - \Gamma_1\right)\left(\Gamma_1 - \Gamma_3\right)\left(P_3 - P_2\right)\left(P_2 - P_1\right)\left(P_1 - P_3\right)}}{\left(P_3\Gamma_3 - P_1\Gamma_1\right)\left(P_2 - P_1\right) - \left(P_2\Gamma_2 - P_1\Gamma_1\right)\left(P_3 - P_1\right)}. \qquad (1.14)$$

Далі по формулі (1.14) визначають коефіцієнт передачі чотириполюсника, використовуючи виміряні коефіцієнти відбивання Γ_1, Γ_2, Γ_3 та послідовно встановлені коефіцієнти відбивання P_1, P_2, P_3 калібраційного навантаження при різних дискретах фазообертача [17].

Перевага даного способу полягає в його простоті, в той же час, через невелику точність встановлення фазообертача і можливого неконтрольованого самозбудження досліджуваного чотириполюсника, з'являється велика похибка вимірювання комплексного коефіцієнта відбивання.

1.6. Аналіз методів вимірювання нестандартних параметрів чотириполюсників

Вимірювання стандартних S-параметрів не забезпечує, як правило, достатньої точності режиму двостороннього погодження. Для опису чотириполюсника, навантаженого на довільні комплексні навантаження, використовується нестандартна система S-параметрів, що містить повну інформацію про режим двостороннього погодження [23].

При вимірюванні нестандартних S-параметрів режим двостороннього погодження здійснюється практично, а апаратура дає можливість значно більш точно виміряти опір чотириполюсника або комплексно-спряжені з ним опори навантажень в цьому режимі. Результатом вимірювань в цьому режимі є значення коефіцієнтів прямої $G_{ном.пр}$ і зворотної $G_{ном.зв}$ передачі та інваріантного коефіцієнта стійкості:

$$K_C = \frac{1 + G_{ном.пр} G_{ном.зв}}{2\left(G_{ном.пр} G_{ном.зв}\right)^{1/2}} \ . \qquad (1.15)$$

Найбільший інтерес представляють дві структурні схеми вимірювання нестандартних S-параметрів [9].

На підставі розгляду переваг та недоліків системи S- і W-параметрів чотириполюсника, можна сформулювати вимоги до нової системи параметрів, яка по можливості мала б якомога більше переваг S- і W-параметрів та не мала б їхніх недоліків. Ці вимоги полягають у наступному: елементи системи повинні мати явний фізичний сенс W-параметрів, їхні вимірювання повинні бути можливими в діапазоні НВЧ, похибка вимірювань зі зростанням непогодженості чотириполюсника із вимірювальним трактом повинна бути мінімальною, для вимірювань не повинні використовуватися режими короткого замикання і холостого ходу. Установка для вимірювання параметрів повинна володіти стійкістю у випадку вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників. Ця проблема вирішується шляхом введення нової нестандартної системи параметрів [6].

Результати аналізу техніки вимірювання нестандартних параметрів покращити:

– точності вимірювань стандартних і нестандартних параметрів

– якість роз’ємів і переходів, зусилля, витрачені на їхнє відпрацювання, винагороджуються на наступних етапах розробки;

– зі збільшенням частоти зменшити труднощі реалізації високоякісних коаксіально-полоскових переходів і роз’ємів.

Методи вимірювання нестандартних параметрів більш точні, оскільки найбільш важлива інформація добувається безпосередньо з вимірювань, що виконуються з необхідною точністю [23].

1.7. Аналіз методів вимірювання інваріантного коефіцієнта стійкості

Коефіцієнт стійкості чотириполюсника вводиться для оцінки запасу його стійкості. При використанні імітансного критерію він характеризує відносну віддаленість дійсної складової сумарного імітансу ReW від точки її обернення в нуль [26, 61]. Для реалізації умов нестійкості, передусім необхідно, щоб дійсна складова вхідного або вихідного імітанса активного чотириполюсника була негативною, тобто $ReW_{вх}(jw) < 0$ або $ReW_{вих}(jw) < 0$. В процесі роботи активного чотириполюсника параметри зовнішніх кіл, тобто $W_г$ і $W_н$ можуть змінюватись, часто в широких межах. Зміна $W_г$ веде до зміни $W_{вих}$, а варіація $W_н$ – до зміни $W_{вх}$. Аналізуючи імітанси $W_{вх}$ і $W_{вих}$ можна прийти до умови стійкості чотириполюсника:

$$2\,\mathrm{Re}W_{11}\,\mathrm{Re}W_{22} - \left|W_{12}W_{21}\right| - \mathrm{Re}\left(W_{12}W_{21}\right) > 0. \qquad (1.16)$$

Якщо знак нерівності (1.16) протилежний, активний чотириполюсник нестійкий [26].

Звичайно W-параметри частотнозалежні. Тому умова (1.16) може задовольнятися лише в деякому діапазоні частот. Таким чином, чотириполюсники можуть бути потенційно стійкі на одних частотах і потенційно нестійкі на інших. Якщо чотириполюсник потенційно стійкий у всій області частот, то він стійкий при будь-яких імітансах $W_г$ і $W_н$, тобто при будь-яких параметрах зовнішніх кіл. Один з можливих записів $К_{с.вн}$ має вигляд [26]:

$$K_{с.вн} = \frac{2\,\mathrm{Re}W_{11}\,\mathrm{Re}W_{22} - \mathrm{Re}\left(W_{12}W_{21}\right)}{\left|W_{12}W_{21}\right|}. \qquad (1.17)$$

Активний чотириполюсник потенційно стійкий, якщо $К_{с.вн} > 1$ і потенційно нестійкий при $К_{с.вн} < 1$. Границі потенційної стійкості відповідає значення $К_{с.вн} = 1$. Величини $К_{с.вн}$ містяться в інтервалі $(-1; +\infty)$. Важливо, що

$К_{с.вн}$ інваріантний до вигляду W-матриці, тобто його чисельне значення не залежить від вибору системи параметрів [26].

Експериментальні методи дослідження стійкості включають в себе визначення границь частотних областей безумовної стійкості, границь стійкості, знаходження самозбудження і пошук шляхів його усунення.

Визначення областей безумовної стійкості зводиться до вимірювання частотної залежності інваріантного коефіцієнта стійкості [5, 6]. Оскільки реалізація номінального коефіцієнта підсилення чотириполюсника при двосторонньому погодженні можлива лише при $К_{с.вн} > 1$, вимірювання починають на частотах, де $К_{с.вн} > 1$. Декілька точок залежності $К_{с.вн}(j\varpi)$ дозволяють знайти граничну частоту на якій $К_{с.вн} = 1$. В безпосередній близькості від цієї точки вимірювання можуть бути недостовірними через високі значення коефіцієнта трансформації, пов’язаних з ним втрат і можливої регенерації навколо цієї частоти при $К_{с.вн} < 1$. Границі стійкості, тобто області навантажень, при яких дійсна частина імітанса на протилежних клемах чотириполюсника негативна, можуть бути визначені по схемі [6].

Відомі методи вимірювання інваріантного коефіцієнта стійкості, що полягають у вимірюванні імітансних параметрів чотириполюсника [4, 8,9].

За рахунок забезпечення вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників забезпечується розширення класу досліджуваних чотириполюсників [22]. Метод базується на визначенні інваріантного коефіцієнта стійкості для двох значень вхідного опору досліджуваного чотириполюсника, які перевищують вихідний опір генератора, за рахунок забезпечення вимірювань параметрів потенційно нестійких чотириполюсників.

Висновки до 1-го розділу

Проведено аналіз сучасних методів і засобів вимірювання параметрів чотириполюсників. Найбільший практичний інтерес в нинішній час представляють методи вимірювання параметрів чотириполюсників на НВЧ.

Для розрахунку електричних кіл і технічних параметрів елементів систем в діапазоні НВЧ використовують два основних методи. Перший з них заснований на законах макроскопічної електродинаміки, другий – на законах теорії електричних кіл, які доповнюють одне одного. В техніці НВЧ особливе значення набуває експериментальне дослідження, отримання необхідних даних шляхом різноманітних вимірювань. В діапазоні НВЧ такі параметри, як повний опір чотириполюсника Z, коефіцієнт передачі S, добротність коливальної системи Q мають важливе значення, бо вони достатньо повно характеризують хвилеводний елемент і можуть бути виміряні з достатньою точністю. На НВЧ також важлива роль відводиться S-параметрам. Дані параметри в цьому діапазоні частот простіше вимірюються, але розрахункові співвідношення, виражені через них, складніші, менш наочні [22].

Виникає необхідність введення таких засобів вимірювання параметрів чотириполюсників, які були б позбавлені більшості недоліків наявних методів вимірювання параметрів чотириполюсників на НВЧ. Одним з найбільш прийнятних засобів нині є метод вимірювання нестандартних S-параметрів.

На підставі аналізу найбільш розповсюджених методів видно, що існуюча проблема вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників вирішується шляхом створення нових методів вимірювання, які не використовують режими короткого замикання, холостого ходу і погодження, що дозволять здійснювати вимірювання параметрів електронних пристроїв в НВЧ діапазоні зі значно меншою похибкою.

Виходячи з цього задачами, що вирішуються в даній монографії є:

1. обґрунтування застосування параметрів матриці провідностей для опису електронних пристроїв в НВЧ діапазоні;
2. розробка засобів вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників;
3. розробка вимірювальних установок для вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників;
4. чисельне моделювання і експериментальна перевірка розроблених методів.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ 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, 51, 52, 60, 61].

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 недоліків 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

чотириполюсника. У розділі розроблені методи визначення нестандартної системи екстремальних параметрів потенційно нестійких чотириполюсників, що дозволяють аналітично знайти базові параметри чотириполюсника [83, 98], достатні для проектування більшості лінійних НВЧ пристроїв.

2.1. Обгрунтування системи нестандартних параметрів

Для опису і визначення параметрів радіоелектронних пристроїв НВЧ діапазону широко використовуються дві системи параметрів чотириполюсників: система параметрів матриці розсіювання (S-параметри) [2, 29, 48, 61], 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 (КСВН<1,05), що практично не завжди можна здійснити; ріст похибки вимірювання при визначенні всіх параметрів із зростанням коефіцієнта стоячої хвилі напруги у вимірювальному тракті [61]; 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 чотириполюсника. Це не завжди здійсниме, крім того, можлива нестійкість установки у випадку вимірювання параметрів потенційно нестійких чотириполюсників на частотах, які звичайно невідомі.

На підставі розгляду переваг і недоліків систем S- і W-параметрів чотириполюсника, 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 чотириполюсника 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 чотириполюсника. В техніці НВЧ відомо введення нестандартних систем параметрів чотириполюсників. Прикладом може слугувати нестандартна система S-параметрів [61], 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 Γ_1, Γ_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 чотириполюсників. 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 чотириполюсників) і використовуваних при розрахунку, наприклад, таких параметрів як робочий $К_р$ і номінальний $К_{р.н.}$ коефіцієнти прямої і

оберненої передачі по потужності, інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{с.вн}$, імітанси узгоджуючих кіл $ReW_{го}$, $ImW_{го}$, $ReW_{но}$, $ImW_{но}$, видно, що їх можна розрахувати, якщо відома частина елементів стандартної системи W-параметрів матриці чотириполюсника і їх похідні [56]

$$Re(W_{12}W_{21}),\ Im(W_{12}W_{21}),\ W_{11},\ W_{22},\ |W_{12}|,|W_{21}|, \qquad (2.1)$$

котрі і пропонується використовувати, як систему нестандартних параметрів чотириполюсника [34, 39, 83].

2.2.1. Теоретичне обгрунтування

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

Відповідно до теорії конформних відображень [22, 27], залежність $W_{вх}=f(ImW_{н})$ ($W_{вих}=f(ImW_{г})$) відображається на площині $W_{вих}$ ($W_{вх}$) окружністю з радіусом

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

де W_O – координати центру імітансної окружності (рис. 2.1).

Виразивши радіуси через імітанси чотириполюсника, одержимо:

$$\begin{cases} \rho_{вих} = \dfrac{|W_{12}W_{21}|}{2\,\mathrm{Re}\,W_{11}}, \\ W_{вих0} = \dfrac{W_{22}-W_{12}W_{21}}{2\,\mathrm{Re}\,W_{11}}, \\ \rho_{вх} = \dfrac{|W_{12}W_{21}|}{2\,\mathrm{Re}\,W_{22}}, \\ W_{вх0} = \dfrac{W_{22}-W_{12}W_{21}}{2\,\mathrm{Re}\,W_{22}}, \end{cases} \qquad (2.2)$$

де $\rho_{вих}$ – радіус вихідної окружності;

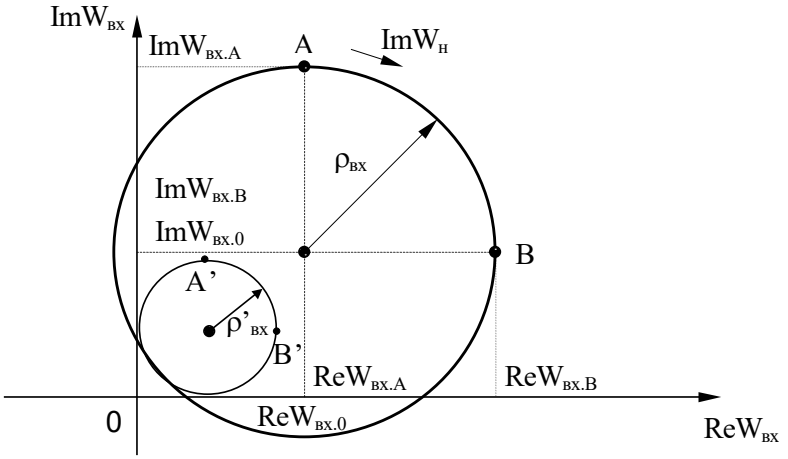
$W_{вих0}$ – координата центру вихідної окружності;

$\rho_{вх}$ – радіус вхідної окружності;

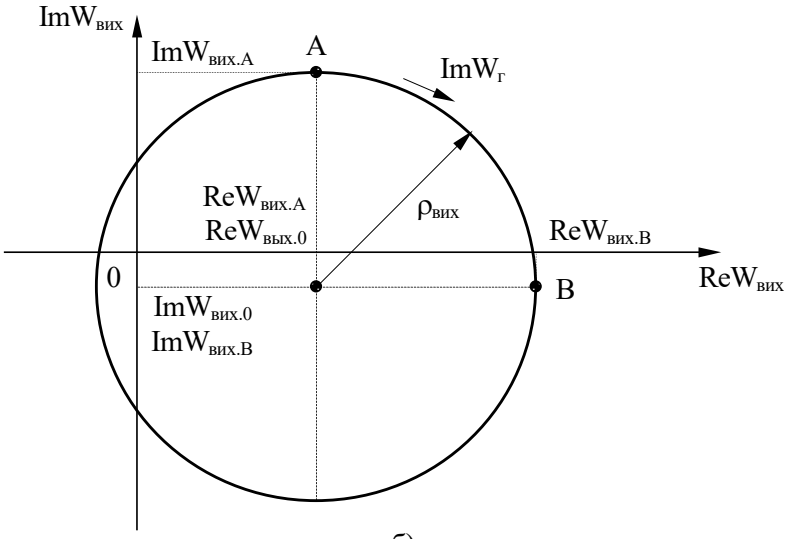
$W_{вх0}$ – координата центру вхідної окружності.

Координати центрів окружності відповідно визначаються виразами:

$$\begin{cases} \mathrm{Re}W_{\text{‰Ц›.о}} = \mathrm{Re}W_{22} - \dfrac{\mathrm{Re}\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\,\mathrm{Re}W_{11}}, \\ \mathrm{Im}W_{\text{‰Ц›.}}{}'' = \mathrm{Im}W_{22} - \dfrac{\mathrm{Im}\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\,\mathrm{Re}W_{11}}, \\ \mathrm{Re}W_{\text{‰›.о}} = \mathrm{Re}W_{11} - \dfrac{\mathrm{Re}\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\,\mathrm{Re}W_{22}}, \\ \mathrm{Im}W_{\text{‰›.}}{}'' = \mathrm{Im}W_{11} - \dfrac{\mathrm{Im}\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\,\mathrm{Re}W_{22}}. \end{cases} \qquad (2.3)$$



а)



б)

Рисунок 2.1 - Залежності $W_{вх}=f(ImW_н)$ і $W_{вих}=f(ImW_г)$ на комплексній площині

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

$$\begin{cases} \rho_{‰›} = \mathrm{Im}W_{‰›.A} - \mathrm{Im}W_{‰›.B} = \mathrm{Re}W_{‰›.B} - \mathrm{Re}W_{‰›.A}, \\ \rho_{‰ЦЇ›} = \mathrm{Im}W_{‰ЦЇ›.A} - \mathrm{Im}W_{‰ЦЇ›.B} = \mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.B} - \mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.A}, \\ \mathrm{Re}W_{‰›.}{}'' = \mathrm{Re}W_{‰›.A}, \\ \mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.}{}'' = \mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.A}, \\ \mathrm{Im}W_{‰›.}{}'' = \mathrm{Im}W_{‰›.B}, \\ \mathrm{Im}W_{‰ЦЇ›.}{}'' = \mathrm{Im}W_{‰ЦЇ›.B}. \end{cases} \qquad (2.4)$$

Системи рівнянь (2.2) і (2.3) є неповними, тому що

$$\frac{\mathrm{Re}W_{‰›.}{}''}{\rho_{‰›}} = \frac{\mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.}{}''}{\rho_{‰ЦЇ›}} = K_{–.‰}{}', \qquad (2.5)$$

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 $W_g=Y_g$. В цьому випадку залежність вхідного імітанса $W'_{вх}$ знов утвореного чотириполюсника від реактивного навантаження $ImW_н$ являє собою окружність із радіусом

$$\rho'_{‰›} = \frac{\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\,\mathrm{Re}\left(W_{22}+W_g\right)}, \qquad (2.6)$$

де $\rho'_{вх} = ImW'_{вх.А} - ImW'_{вх.В} = ReW'_{вх.В} - ReW'_{вх.А}$; $W'_{вх.А}$,

$W'_{вх.В}$ – координати точок А та В, що відповідають максимальним значенням складових імітанса на окружності $W'_{вх}$ (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.

$$
\begin{cases}
\operatorname{Re}W_{22} = \dfrac{\rho'_{вх}\operatorname{Re}W_g}{\left(\rho_{вх} - \rho'_{вх}\right)}, \\
\operatorname{Re}W_{11} = \dfrac{\rho_{вх}}{\rho_{вих}}\operatorname{Re}W_{22} = \dfrac{\rho_{вх}\rho'_{вх}}{\rho_{вих}\left(\rho_{вх} - \rho'_{вх}\right)}\operatorname{Re}W_g, \\
\left|W_{12}W_{21}\right| = 2\rho_{вх}\operatorname{Re}W_{22} = \dfrac{2\rho_{вх}\rho'_{вх}}{\left(\rho_{вх} - \rho'_{вх}\right)}\operatorname{Re}W_g, \\
\operatorname{Re}\left(W_{12}W_{21}\right) = 2\operatorname{Re}W_{22}\left(W_{11} - W_{вх.A}\right), \\
\operatorname{Im}\left(W_{12}W_{21}\right) = \sqrt{\left|W_{12}W_{21}\right|^2 - \operatorname{Re}^2\left(W_{12}W_{21}\right)}, \\
\operatorname{Im}\left(W_{12}W_{21}\right) = \left|W_{12}W_{21}\right|\sin\left(\arccos\operatorname{Re}\left(\dfrac{\left(W_{12}W_{21}\right)}{\left|W_{12}W_{21}\right|}\right)\right), \\
\operatorname{Im}W_{11} = \operatorname{Im}W_{вх.B} + \dfrac{\operatorname{Im}\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\operatorname{Re}W_{22}}, \\
\operatorname{Im}W_{22} = \operatorname{Im}W_{вих.B} + \dfrac{\operatorname{Im}\left(W_{12}W_{21}\right)}{2\operatorname{Re}W_{11}}.
\end{cases}
\tag{2.7}
$$

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 $\operatorname{Im}W_г$ і $\operatorname{Im}W_н$, що можуть залишатися невизначеними. З наведеного аналізу очевидно, що дійсні складові екстремальних параметрів при дослідженні потенційно нестійких чотириполюсників з $К_{с.вн} < 1$, завжди позитивні, що гарантує стійкість вимірювань.

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

$$K_{p.'.1} = \frac{4\left(W_{21}\right)^2 \operatorname{Re} W_{\text{г}} \operatorname{Re} W_{\text{н}}}{\left(\left(W_{11}+W_{\text{г}}\right)\left(W_{22}+W_{\text{н}}\right)-W_{22}W_{21}\right)^2}, \qquad (2.8)$$

$$K_{p.'.2} = \frac{4\left(W_{12}\right)^2 \operatorname{Re} W_{\text{г}} \operatorname{Re} W_{\text{н}}}{\left(\left(W_{11}+W_{\text{г}}\right)\left(W_{22}+W_{\text{н}}\right)-W_{22}W_{21}\right)^2}. \qquad (2.9)$$

При виконанні умови $W_г=W_н$, розділивши вираз (2.8) на (2.9), знаходимо

$$\frac{K_{p.'.1}}{K_{p.'.2}} = \left(\frac{W_{21}}{W_{12}}\right)^2 = K_{mS}^2, \qquad (2.10)$$

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

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

$$\left|W_{21}\right| = \sqrt{K_{mS}\sqrt{\operatorname{Re}^2\left(W_{12}W_{21}\right)+\operatorname{Im}^2\left(W_{12}W_{21}\right)}} = \sqrt{K_{mS}\left(W_{12}W_{21}\right)}, \qquad (2.11)$$

$$\left|W_{12}\right| = \sqrt{\frac{\sqrt{\operatorname{Re}^2\left(W_{12}W_{21}\right)+\operatorname{Im}^2\left(W_{12}W_{21}\right)}}{K_{mS}}} = \sqrt{\frac{\left(W_{12}W_{21}\right)}{K_{mS}}}. \qquad (2.12)$$

З наведених вище виразів (2.7, 2.11, 2.12) видно, що для визначення системи W-параметрів чотириполюсника (2.1), зручної для знаходження головних параметрів чотириполюсника, необхідно визначити ряд наступних параметрів [34, 39]:

$$W_{вх.A},\ W_{вих.A},\ W_{вх.B},\ W_{вих.B},\ K_{mS},\ W'_{вх.A},\ W'_{вх.B}. \qquad (2.13)$$

Цю систему назвемо нестандартною екстремальною системою параметрів чотириполюсника, що виключає більшість недоліків, властивих вимірюванню елементів класичних стандартних систем S- і W-параметрів чотириполюсника,

особливістю якої є застосування при вимірюванні нефіксованого навантаження (опори або провідності).

2.2.2. Розробка методики експерименту

Аналіз нестандартної системи параметрів активного чотириполюсника, заснованої на елементах стандартної W-матриці і її похідних показав, що її елементи, які визначають залежність вхідного $W_{вх}$ і вихідного $W_{вих}$ імітансів чотириполюсника від реактивних імітансів, підключених відповідно до його виходу $ImW_{н}$ або входу $ImW_{г}$, легко знаходяться з екстремальної системи параметрів. Ця система характеризується тим, що її елементи – величини імітансів входу і виходу чотириполюсника 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:

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

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 А та В, 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 вимогах [39]. Тому

пропонується використовувати установку, структурна схема якої подана на рис. 2.2 [34].

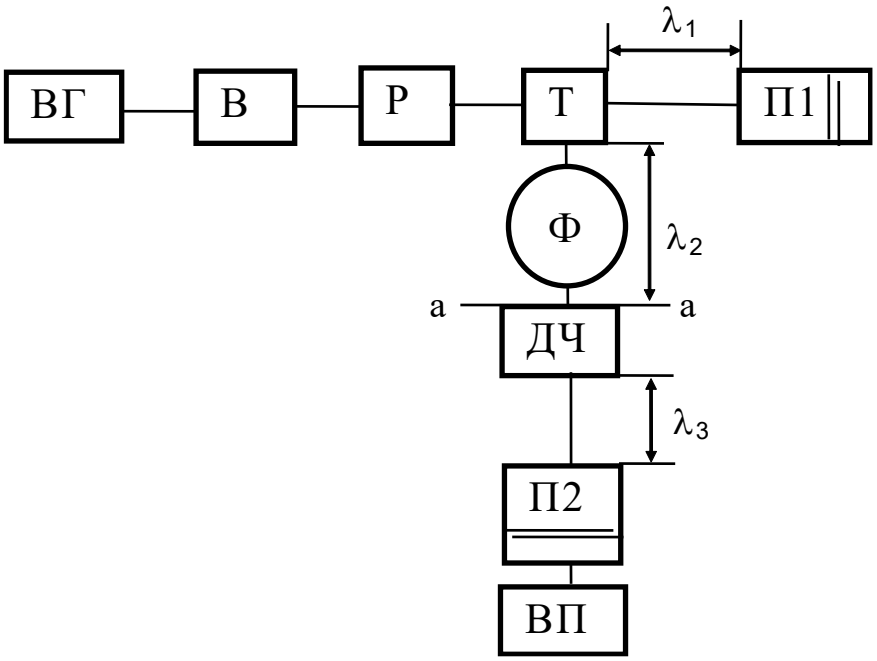


Рисунок 2.2 - Структурна схема установки для вимірювання нестандартної системи параметрів.

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

Рефлектометр Р служить для визначення модуля коефіцієнта відбиття Г або коефіцієнта стоячої хвилі (КСВН, ρ) у вимірювальному тракті. Поршень П1 призначений для компенсації реактивної складової вхідного (або вихідного) імітанса досліджуваного чотириполюсника, що трансформується в площину трійника Т. Поршень П2 реалізує необхідне реактивне навантаження чотириполюсника $ImW_н$ (або $ImW_г$). Фазообертач Ф зменшує електричну довжину ℓ_2 вимірювального тракту від досліджуваного чотириполюсника ДЧ до трійника Т.

Щоб виключити неоднозначність вимірювань, характеристичний імітанс вимірювального тракту вибирається більше мінімального значення дійсної

складової імітанса $ReW_{вх.В}$ (або $ReW_{вих.В}$), який виміряється. В цьому випадку модуль коефіцієнта відбиття Г від клем чотириполюсника однозначно залежить від імітанса $ReW_{вх}$ ($ReW_{вих}$) (рис. 2.3).

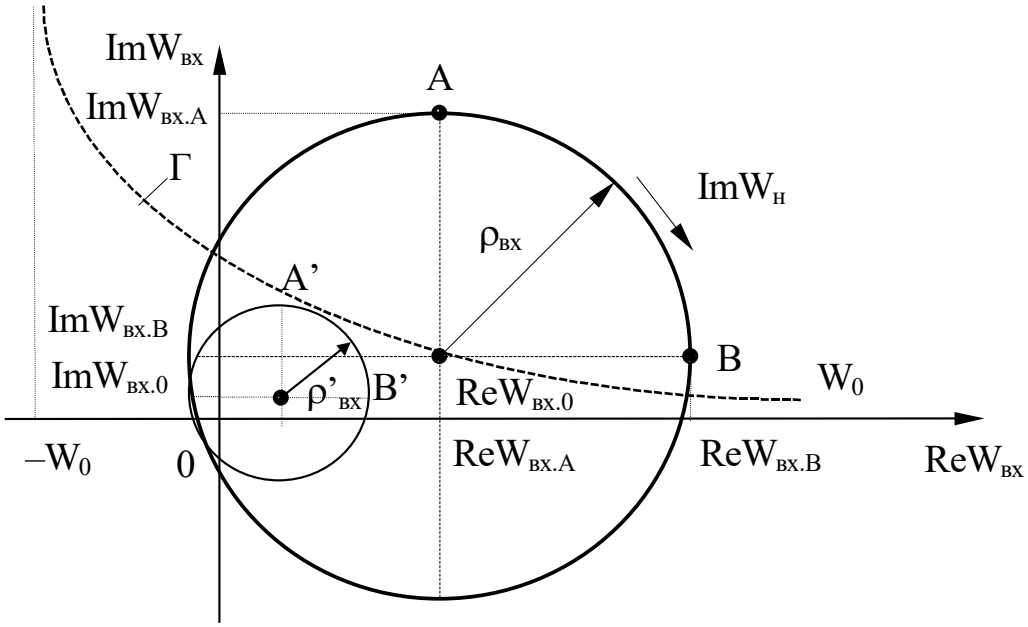


Рисунок 2.3 - Комплексна площина залежності $W_{вх}=f(ImW_н)$.

При калібруванні установки, здійснюється закорочування вимірювального тракту в площині А-А (рис. 2.2). Довжина ℓ_1 поршня П1 установлюється менше або більше чверті довжини хвилі у вимірювальному тракті. В цьому випадку реалізований поршнем П1 реактивний імітанс $ImW_{п1}$ шунтує лінію передачі, забезпечуючи Г<1. Змінюючи фазовий зсув, утворюваний фазообертачем Ф, домагаються в тракті коефіцієнта стоячої хвилі Г=1, що свідчить про підключення поршня П1 до вимірювального тракту на відстані ℓ_2, кратній половині довжини хвилі в тракті $\ell_{02}=n\lambda/2$, що дозволяє перенести вимірювання вхідного (вихідного) імітанса чотириполюсника в площину поршня П1. При вимірюванні на фіксованій частоті можлива попередня установка поршня П1 на відстань ℓ_{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 слідуючим чином. Досліджуваний чотириполюсник під'єднуємо до вимірювального тракту і навантажуємо поршнем П2. Змінюючи довжини поршнів П1 і П2, домагаємося мінімального коефіцієнта відбиття у вимірювальному тракті, що відповідає випадку компенсації імітанса $ImW_{П1B}$ поршня П1 реактивною складовою $ImW_{вх.B}$ вхідного імітанса чотириполюсника

$$ImW_{П1B} + ImW_{вх.B} = 0$$

і максимального значення дійсної складової $ReW_{вх.B}$ вхідного імітанса чотириполюсника (точка В на рис. 2.3).

По виміряним коефіцієнтам відбиття у вимірювальному тракті Γ_{min} і електричній довжині ℓ_{1B} поршня П1 визначаємо складові екстремальних параметрів:

$$\mathrm{Re}W_{‰›.e} = W_0 \frac{1-\partial_{\min e}}{1+\partial_{\min e}} = \frac{W_0}{\rho_{\min e}}, \qquad (2.14)$$

$$\mathrm{Im}W_{‰›.e} = -\mathrm{Im}W_{n1.e} = -Z_0 tg\frac{2\pi l_{1B}}{\lambda} = -Y_0 ctg\frac{2\pi\ell}{\lambda}, \qquad (2.15)$$

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

$$\rho_{\min e} = \frac{1+\partial_{\min e}}{1-\partial_{\min e}}.$$

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

$$\mathrm{Re}W_{вх.A} = W_0 \frac{1-\partial_{\min A}}{1+\partial_{\min A}} = \frac{W_0}{\rho_{\min A}}, \qquad (2.16)$$

$$\mathrm{Im}W_{вх.A} = -\mathrm{Im}W_{n1.A} = -Z_0 tg\frac{2\pi\ell}{\lambda} = -\rho_0 ctg\frac{\ell}{\lambda}, \qquad (2.17)$$

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

Вихідні екстремальні параметри $W_{вих.A}$ і $W_{вих.B}$ чотириполюсника визначають тим же шляхом. При цьому змінюються місцями вхідні і вихідні клеми чотириполюсника, який виміряється. Для знаходження екстремальних параметрів $W'_{вх.A}$ і $W'_{вх.B}$, що відповідають знов утвореному чотириполюснику, до його виходу на відстані $b_3 = \frac{\lambda}{2}n$ $(n = 0,1,2,3)$ підключають відомий імітанс $W_д$ (найбільше зручне паралельне включення резистора з провідністю $G_д$) 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 $ReW_{0вх}$, $ImW_{0вх}$, $ReW_{0вих}$, $ImW_{0вих}$ можна також знайти через координати точки В та точки А, навіть якщо остання і не відповідає екстремальній величині $ImW_{0вх}$ ($ImW_{0вих}$), 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

$$BA' = \sqrt{KB^2 + A'K^2} \qquad (2.18)$$

і кут при вершині В

$$tg\varphi_B = \frac{A'K}{BK}. \qquad (2.19)$$

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

$$\rho_{вих} = \frac{BL}{\cos\varphi} = BL\sqrt{1+tg^2\varphi_B} = \frac{KB^2 + A'K^2}{2KB} \qquad (2.20)$$

або по відомим даним

$$\rho_{‰ЦЇ›} = \frac{\left(\mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.e} - \mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.A}\right)^2 + \left(\mathrm{Im}W_{‰ЦЇ›.A©} - \mathrm{Im}W_{‰ЦЇ›.e}\right)^2}{2\left(\mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.e} - \mathrm{Re}W_{‰ЦЇ›.A©}\right)}. \qquad (2.21)$$

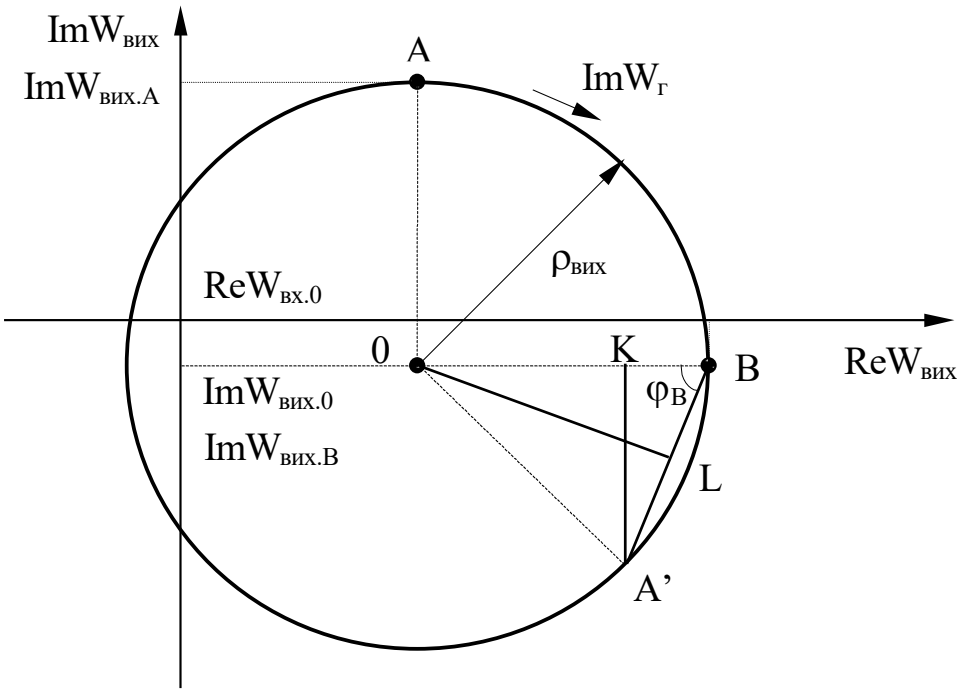


Рисунок 2.4 -Комплексна площина залежності вихідного імітанса $W_{вих}$ від реактивної складової імітанса генератора $W_{г.}$

Координати центру окружності визначаються виразом:

$$\mathrm{Re}W_{0вх} = \mathrm{Re}W_{вих.B} - \rho_{вих},$$

$$\mathrm{Im}W_{0вх} = \mathrm{Im}W_{вих.B}.$$

Для знаходження останнього параметра K_{mS} (максимально допустимого коефіцієнта стійкого підсилення (передачі) чотириполюсника) скористаємося формулою [37]:

$$K_{mS}^2 = \frac{K_{\text{р.}н.1}}{K_{\text{р.}н.2}}. \qquad (2.22)$$

За визначенням [27], коефіцієнти передачі по потужності в прямому й зворотному напрямках рівні

$$K_{\text{р.}н.1} = \frac{P_1}{P_г}, \qquad K_{\text{р.}'.2} = \frac{m_2}{m_'},$$

де $P_Г$ – 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:

$$K_{mS} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}. \qquad (2.23)$$

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 чотириполюсник на 180° 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 КП391.

Таблиця 2.1 - Результати розрахунків параметрів польового транзистора КП391 як НВЧ чотириполюсника на різних частотах

Параметри,	Частота				
$x10^{-2}$ ($Ом^{-1}$)	1 ГГц	0.8 ГГц	0.6 ГГц	0.4 ГГц	0.3 ГГц
$ReY_{вх.А}$	0.233	0.195	0.1	0.035	0.15
$ImY_{вх.А}$	7.54	4.82	3.2	1.98	1.365
$ReY_{вх.В}$	4.01	2.61	1.7	1.09	0.84
$ImY_{вх.В}$	8.77	2.41	1.6	0.99	0.675
$ReY_{вих.А}$	0.5	0.83	0.88	1.8	0.06
$ImY_{вих.А}$	0.02	0.03	0.01	0.05	0.006
$ReY_{вих.В}$	8.59	11.14	15.03	20.65	0.336
$ImY_{вих.В}$	-8.07	-10.28	-14.4	-18.8	-0.27
K_{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 складового імітанса визначається середньоквадратичною похибкою вимірювання КСВН, що для сучасних рефлектометрів складає ± 5% [17]. Методична похибка визначення уявної складової імітанса залежить від похибки визначення електричної довжини ℓ_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 М3-І ± 4% [27].

Як видно з методики проведення експерименту, результати вимірювань є усередненими. Тому оцінка похибки проводиться за наступною методикою [53, 62, 65].

Нехай шукана величина в загальному вигляді визначається виразом:

$$Y = \rho(X_1, X_2, ..., X_i, ..., X_m), \tag{2.24}$$

де X_i – величина, що визначає X і конкретно вимірюється.

Звичайно на практиці можна домогтися того, щоб X_1, X_2, ... , X_i, ..., 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, ..., X_i, ..., X_m виключені, а кількість досліджень цих величин дорівнює n, то

$$X = m_{X_i} \pm Z_i \rho_{m_i} = m_{X_i} \pm \varepsilon_i \tag{2.25}$$

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

$\sigma_{m_i} = \frac{\sigma_i}{\sqrt{n}}$ – середньоквадратичне відхилення m_{Xi};

σ_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, ... , X_i, ..., X_m – ε_1, ε_2,... , ε_i,... , ε_m, оскільки пов'язана з величинами, що визначають її

функціональну залежність. Результат вимірювання Y повинний бути виражений через чисельні характеристики, тобто поданий у виді

$$Y = m_Y \pm Z\sigma_{m_Y} = m_Y \pm \varepsilon_Y, \tag{2.26}$$

де m_Y – математичне сподівання Y;

σ_{m_Y} – середньоквадратичне відхилення від m_Y;

ε_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:

$$Y + \Delta Y_i = \varphi\left(X_1, X_2, ..., X_i, ..., X_m\right) + \frac{\partial\varphi}{\partial X_1}(X_1 - m_{X_1}) + ... + \frac{\partial\varphi}{\partial X_m}(X_m - m_{X_m}). \tag{2.27}$$

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

$$Y + \Delta Y_i = \varphi\left(X_1, X_2, ..., X_i, ..., X_m\right) + \sum_{i=1}^{m} \frac{\partial\varphi}{\partial X_i}\Delta_i . \tag{2.28}$$

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

$$\Delta Y_i \approx \sum_{i=1}^{m} \frac{\partial\varphi}{\partial X_i}\Delta_i . \tag{2.29}$$

Відповідно до теорії похибок, абсолютна похибка вимірювань ΔY_Σ визначається по середньоквадратичному закону:

$$\Delta Y_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{m}\left(\frac{\partial\varphi}{\partial X_i}\Delta_i\right)^2} . \tag{2.30}$$

Відповідно відносна похибка результату усередненого вимірювання має вид:

$$\delta_{\Sigma} = \frac{\Delta Y_{\Sigma}}{Y_{\Sigma}} = \delta_1^2 + \delta_2^2 + ... + \delta_m^2 = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \left(\frac{\partial \varphi}{\partial X_i} \right)^2 \left(\frac{\Delta_i}{Y} \right)}, \qquad (2.31)$$

де δ_i – відносна похибка вимірювання X_i.

Середньоквадратичне відхилення Y від m – визначається як

$$\sigma_{m_Y} = \sqrt{\left(\frac{\partial \varphi}{\partial X_1} \sigma_{m_1} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial X_2} \sigma_{m_2} \right)^2 + ... + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial X_m} \sigma_{m_m} \right)^2}. \qquad (2.32)$$

Використовуючи вищевикладене і теорію диференціалів, складемо наступну таблицю для знаходження ΔY (абсолютних похибок) для простих функцій:

Таблиця 2.2 - Абсолютні похибки простих функцій

Функція Y	Похибка ΔY
X1 + X2	$\pm \sqrt{(\Delta X_1)^2 + (\Delta X_2)^2}$
X1 · 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 імітанса в точках А і В на вході досліджуваного чотириполюсника:

$$\Delta \mathrm{Re} W_{\text{‰}A(B)} = \pm\sqrt{\left(\frac{\partial \mathrm{Re} W_{\text{‰}A(B)}}{\partial \text{∂}}\right)^2 \sigma_{\text{∂}}^2} = \pm\left(\frac{\partial\left(W_0 \frac{1-\text{∂}_{\min A(B)}}{1+\text{∂}_{\min A(B)}}\right)}{\partial \text{∂}}\right)\sigma_{\text{∂}} = \tag{2.33}$$

$$= \pm\left(\frac{W_0\sqrt{2}\sigma_{\text{∂}}}{1+\text{∂}_{\min A(B)}}\right)$$

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

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

σ_Γ – похибка рефлектометра (±5%).

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

Знайдемо похибку уявної складової:

$$\Delta \mathrm{Im} W_{\text{‰}A(B)} = \pm\sqrt{\left(\frac{\partial \mathrm{Im} W_{\text{‰}A(B)}}{\partial l}\right)^2 \sigma_l^2} = \left(\frac{\partial\left(W_0 ctg \frac{2\pi l_{A(B)1}}{\lambda}\right)}{\partial l_{A(B)1}}\right)\sigma_l = \tag{2.34}$$

$$= \frac{2\pi W_0}{\lambda \sin^2 \frac{2\pi l_{A(B)1}}{\lambda}}\sigma_l$$

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

λ – довжина хвилі у вимірювальному тракті;

σ_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}.

$$\Delta K_{mS} = \pm\sqrt{\left(\frac{\partial K_{mS}}{\partial P_1}\right)^2 \sigma_P + \left(\frac{\partial K_{mS}}{\partial P_2}\right)^2 \sigma_P} = \frac{P_1^2 + P_2^2}{4P_1P_2^3} \cdot \sigma_P, \qquad (2.35)$$

де P_1 і P_2 – вхідна і вихідна потужності;

σ_P – похибка вимірювача потужності (4%).

Оцінка похибки вимірювань проводилася на частоті 3ГГц шляхом вимірювання екстремальних параметрів транзистора типу КТ3115 із використанням поршня типу 25-И-II-00 і вимірювача потужності М4-1. Середньоквадратичні значення похибок склали:

$$\Delta ReW_{вх} = 4.8\%, \ \Delta ReW_{вх} = 5.2\%,$$

$$\Delta ReW_{вих} = 4{,}5\%, \ \Delta ReW_{вих} = 2.8\%,$$

$$\Delta ImW_{вх} = 5.3\%, \ \ \Delta ImW_{вх} = 5.8\%,$$

$$\Delta ImW_{вих} = 3.5\%, \ \Delta ImW_{вих} = 4.6\%,$$

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

2.3. Розробка різницевого методу вимірювання максимально досяжного коефіцієнта передачі чотириполюсника

2.3.1. Теоретичне обгрунтування

При описі чотириполюсника, з погляду енергетичних властивостей, звичайно, використовують дві характеристики підсилення потужності робочий K_p і номінальний $K_{pн}$ коефіцієнти підсилення (передачі) потужності [26].

Робочий коефіцієнт підсилення потужності дорівнює відношенню потужності P_a, що виділяється в дійсній складовій імітанса навантаження $W_н$, до потужності $P_{вх}$, яка підводиться до входу чотириполюсника. Розглянемо

узагальнену структурну схему вимірювання коефіцієнтів передачі активного чотириполюсника (рис. 2.5).

Якщо U_1 – амплітуда вхідної напруги, то [26]

$$P_{вх} = 0.5U_1^2 \operatorname{Re} W_{вх}, \qquad (2.36)$$

де $W_{вх.}$ – вхідний імітанс чотириполюсника.

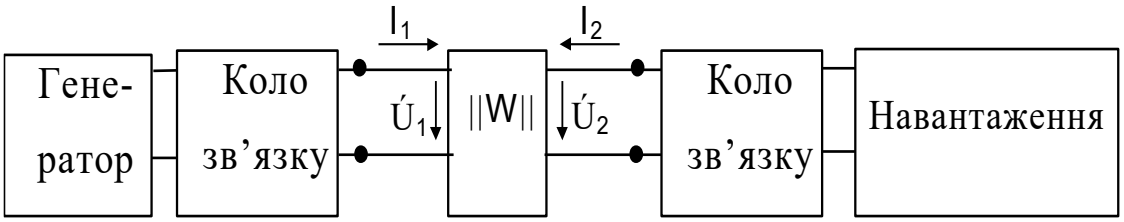


Рисунок 2.5 - Узагальнена схема вимірювання коефіцієнтів передачі активного чотириполюсника.

Потужність, що виділяється в навантаження:

$$P_н = 0.5U_н^2 \operatorname{Re} W_н, \qquad (2.37)$$

де $U_н$ – амплітуда напруги на навантаженню;

$W_н$ – імітанс навантаження.

Номінальний коефіцієнт підсилення потужності дорівнює відношенню потужності $P_н$, що виділяється в дійсній складовій імітанса навантаження, до номінальної потужності генератора $P_{гн}$, що дорівнює потужності, яка віддається генератором в узгоджене навантаження (вхідний імітанс активного чотириполюсника) [26]

$$P_{г.н} = \frac{I_г^2}{8 \operatorname{Re} W_г}, \qquad (2.38)$$

де $I_г$ – амплітуда струму;

$W_г$ – імітанс генератора.

Величини $К_р$ і $К_{рн}$ – інваріантні, їхні чисельні значення не залежать від вибору системи параметрів чотириполюсника, тому можна їх записати в узагальнених W-параметрах [26]:

$$K_p = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{|W_{21}|^2 \operatorname{Re} W_н}{|W_{22} + W_н|^2 \operatorname{Re} W_{вх}}, \qquad (2.39)$$

$$K_{p\max} = \frac{4|W_{21}|^2 \operatorname{Re} W_г \operatorname{Re} W_н}{\left|(W_{11} + W_г)(W_{22} + W_н) - W_{12}W_{21}\right|^2} = \frac{P_н}{m_г}. \qquad (2.40)$$

З формули (2.39) випливає, що робочий коефіцієнт підсилення потужності $К_р$ є функцією $ReW_н$ і $ImW_н$. Продиференціювавши вираз (2.40) за умови

$$\frac{\partial K_p}{\partial \operatorname{Re} W_н} = 0 \quad , \quad \frac{\partial K_p}{\partial \operatorname{Im} W_н} = 0 \ , \qquad (2.41)$$

знайдемо значення $ReW'_н$ та $ImW'_н$, при яких $К_р$ максимальний:

$$\operatorname{Re} W_н^{©} = \frac{|W_{12}W_{21}|\sqrt{K_{вх.вих}^2 - 1}}{2\operatorname{Re} W_{11}}, \qquad (2.42)$$

$$\operatorname{Im} W_н^{©} = \frac{\operatorname{Im}\left(W_{12}W_{21}\right)}{\left(2\operatorname{Re} W_{11}\right)} - \operatorname{Im} W_{22} \ . \qquad (2.43)$$

Підставивши вирази (2.42) і (2.43) у (2.39), одержимо вираз для максимального коефіцієнта підсилення потужності:

$$K_{pm} = \frac{\left|\frac{W_{21}}{W_{12}}\right|}{\left(\sqrt{K_{вх.вих}^2 - 1} + K_{вх.вих}\right)}. \qquad (2.44)$$

Як видно з (2.44), $К_{рm}$ може бути реалізований при $К_{с.вн} \geq 1$. Звідси випливає, що максимально досяжний коефіцієнт стійкого підсилення (при $К_{с.вн}=1$) дорівнює:

$$K_{mS} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|. \qquad (2.45)$$

Максимально досяжний коефіцієнт стійкого підсилення (передачі) на межі стійкості чотириполюсника $К_{mS}$ характеризує його потенційні підсилювальні можливості, визначає величини номінального коефіцієнта передачі $К_{рн}$ [26] і коефіцієнта невзаємності [83] $К_н = К^2_{mS}$ в області стійкості.

Відомий спосіб визначення цього коефіцієнта за результатами вимірювання параметрів провідності прямої $у_{21}$ і зворотної $у_{21}$ передачі чотириполюсника [1]:

$$K_{mS} = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right|. \qquad (2.46)$$

Інший спосіб базується на вимірюванні потужностей $Р_1$ і $Р_2$ сигналу, які виділяються в дійсну складову провідності навантаження за умови постійної потужності сигналу генератора і рівності опору генератора опорові навантаження [8]:

$$K_{mS} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}. \qquad (2.47)$$

Недоліком першого способу є його низька точність у діапазоні високих частот, пов’язана з великою похибкою вимірювання у-параметрів транзисторів. Наприклад, при використанні приладу Л2-8 на частоті 60 МГц ця похибка складає 20%.

Загальним недоліком відомих способів є можливість появи неконтрольованих збуджень експериментальної установки при вимірюванні

параметрів чотириполюсника внаслідок наявності зворотної зв'язок і підсилювальних властивостей ($y_{21}\neq0$, $y_{12}\neq0$). Все це вносять додаткові похибки в результат вимірювання. Найбільше наочно це видно при вимірюваннях у діапазоні частот, де запас стійкості $K_{с\ вн} < 1$ [54]. Тому стоїть задача підвищити точність визначення параметрів потенційно нестійких чотириполюсників і забезпечити стійкість роботи вимірювальної установки.

Для вирішення цієї задачі пропонується використовувати вимірювальну установку, структурна схема якої подана на рис.2.6. [9]. Відомо, що якщо підключити між спільною шиною чотириполюсника і спільною шиною вимірювальної установки повний опір Z, у-параметри (W-параметри в загальному випадку) наново отриманого чотириполюсника приймуть вид [7]:

$$Y_{12} = \frac{\left(y_{12} - Z\Delta y\right)}{\left(1 + Z\Sigma y\right)};$$
$$Y_{21} = \frac{\left(y_{21} - Z\Delta y\right)}{\left(1 + Z\Sigma y\right)}, \qquad (2.48)$$

де $\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$,
$\Sigma y = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$.

Підберемо такий повний опір Z, що дозволить компенсувати деякі параметри у виразі (2.35). Нехай Z_1 буде рівний

$$Z_1 = \frac{y_{21}}{\Delta y}. \qquad (2.49)$$

Тоді, підставивши (2.49) у вираз (2.48), одержимо, що $Y_{21} = 0$. Це відповідає нульовому значенню коефіцієнта прямої передачі чотириполюсника по потужності.

У випадку зміни повного опору Z до величини

$$Z_2 = \frac{y_{12}}{\Delta y} \qquad (2.50)$$

провідність $Y_{12} = 0$. Це відповідає нульовому значенню коефіцієнта зворотної передачі знов утвореного чотириполюсника по потужності [9].

Візьмемо відношення (2.49) до (2.50) і, співставивши з (2.46), одержимо:

$$\left|\frac{Z_1}{Z_2}\right| = \left|\frac{y_{21}}{y_{12}}\right| = K_{mS}. \qquad (2.51)$$

З цього виразу очевидно, що шляхом вимірювання відношення значень повних опорів Z_1 і Z_2 у колі спільного виводу чотириполюсника, які забезпечують нейтралізацію, відповідно, коефіцієнтів зворотної і прямої передачі вимірювального кола, можливе визначення максимально досяжного коефіцієнта K_{mS} передачі на межі стійкості чотириполюсника ($K_{с.вн} = 1$).

На основі вищевказаних виразів видно перевагу запропонованого способу визначення максимально досяжного коефіцієнта підсилення (передачі) K_{mS}. Відсутня передача потужності сигналу при вимірюванні через досліджуваний чотириполюсник від генератора в індикатор ($Y_{12} = 0$, $Y_{21} = 0$), що не призводить до самозбудження вимірювальної установки в результаті впливу внутрішнього зворотного зв'язку чотириполюсника, чим забезпечується стійкість вимірювальної установки (теоретичне значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_с \rightarrow \infty$), що підвищує точність вимірювання за рахунок неможливості неконтрольованого самозбудження. Крім того, результат вимірювання не залежить від імітанса генератора і навантаження, що виключає складову методичної похибки вимірювання K_{mS} за рахунок невиконання умови $Z_г = Z_н$ - const, присутню у відомих методах вимірювання [7].

2.3.2. Розробка методики експерименту

Реалізація методу можлива шляхом використання вимірювальної установки, структурна схема якої зображена на рис. 2.6.

До складу вимірювальної установки входять: вимірювальний генератор Г; комутатори $К_1$ і $К_2$; індикатор потужності ІП; досліджуваний чотириполюсник ||W||; калібрований повний опір Z.

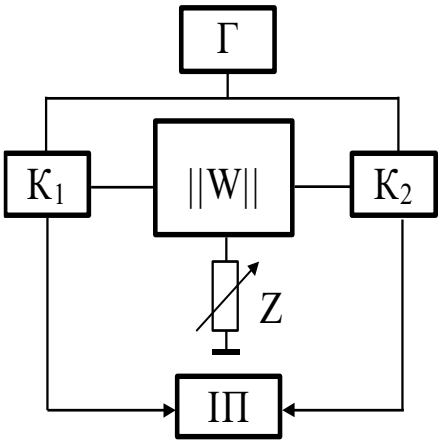


Рисунок 2.6 - Структурна схема вимірювальної установки визначення $К_{mS.}$

У якості каліброваного повного опору Z використовується коло, що складається з узгоджуючого трансформатора типу Э1-46, узятого з комплекту приладу Х5-12, навантаженого на електрично керований опір, зібраний за схемою «індуктивного транзистора» [10]. В експерименті використовується індикатор і генератор панорамного вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11.

Процес вимірювання грунтується на виразі (2.51). За допомогою комутаторів $К_1$ і $К_2$ вимірювальна установка (рис.2.6) встановлюється в режим вимірювання передачі потужності в прямому напрямку. Далі йде настроювання повного опору Z до величини Z_1 і фіксування цієї величини, що відповідає нульовому значенню коефіцієнта передачі ($Y_{21} = 0$) у прямому напрямку. При цьому система, що складається з досліджуваного чотириполюсника та опору Z, не передає потужність у навантаження. Це фіксується нульовим значенням показань ІП.

Процес вимірювання повторюється із тією різницею, що нульове значення коефіцієнта передачі по потужності встановлюється для зворотного напрямку ($Y_{12} = 0$). При цьому фіксується величина повного опору Z_2.

Вимірювання і визначення за такою методикою $К_{mS}$ дозволяє виключити з вимірювального процесу похибки, властиві методам вимірювання, що використовують режими короткого замикання або холостого ходу й узгоджених навантажень, робити вимірювання характеристик напівпровідникових приладів за результатами непрямих вимірювань у НВЧ діапазоні. Цей метод може бути використаний для визначення максимально досяжного коефіцієнта передачі на межі стійкості будь-якого активного чотириполюсника, що може бути описаний системою W-параметрів.

2.3.3. Аналіз методичних похибок

Методична похибка методу визначення максимально досяжного коефіцієнта передачі на межі стійкості чотириполюсника, як показав аналіз методики вимірювання $К_{mS}$, залежить від точності вимірювання повного опору $Z_1(Z_2)$, який введений у спільну шину вимірювальної установки [13] і призводить до нульового значення коефіцієнта прямої (оберненої) передачі чотириполюсника.

Виходячи з виразу (2.51) для визначення $К_{mS}$, маємо :

$$K_{mS} = \left|\frac{Z_1}{Z_2}\right| = \frac{\sqrt{\mathrm{Re}\,Z_1^2 + \mathrm{Im}\,Z_1^2}}{\sqrt{\mathrm{Re}\,Z_2^2 + \mathrm{Im}\,Z_2^2}}. \qquad (2.52)$$

Середньоквадратична похибка методу [53, 62, 65] при відомому середньоквадратичному відхиленні визначення необхідного повного опору (σ_Z=0.1), буде мати вид:

$$\Delta K_{mS} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{mS}}{\partial \mathrm{Re}\,Z_1}\right)^2 \sigma_Z^2 + \left(\frac{\partial K_{mS}}{\partial \mathrm{Im}\,Z_1}\right)^2 \sigma_Z^2 + \left(\frac{\partial K_{mS}}{\partial \mathrm{Re}\,Z_2}\right)^2 \sigma_Z^2 + \left(\frac{\partial K_{mS}}{\partial \mathrm{Im}\,Z_2}\right)^2 \sigma_Z^2}. \qquad (2.53)$$

Підставивши (2.52) у (2.53), отримаємо:

$$\Delta K_{mS} = \frac{\sigma_Z}{|Z_2|^2}\sqrt{|Z_2|^2 + |Z_1|^2}\,. \qquad (2.54)$$

Максимальна похибка при відомому нормальному законі розподілу пов'язана із середньоквадратичним виразом

$$\Delta X_{K_{mS}} = a \cdot \Delta K_{mS},$$

де a=3 [15].

Оцінка похибки вимірювань проводилася на частоті 1ГГц для транзистора КТ3115 за допомогою вимірювача комплексних опорів Р4-11. Максимальне значення похибки склало 7%. Зі зростанням частоти похибка вимірювань незначно збільшується.

2.3.4. Експериментальна перевірка

Експериментальні дослідження проводилися за допомогою установки, структурна схема якої показана на рис. 2.6. Були використані індикатор і генератор панорамного вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11.

На рис. 2.7. приведено результати експериментальних досліджень K_{mS} біполярних транзисторів. З рис.2.7. видно, що характер зміни максимально досяжного коефіцієнта передачі K_{mS} у залежності від частоти однаковий для всіх транзисторів і має розкид у межах 10%.

Також проводилося визначення коефіцієнта K_{mS1} чотириполюсника, утвореного транзистором КТ-3115 ($f_{вим}$ = 2ГГц, I_E = 5мА, $U_{КБ}$ = 5В) із різними схемами його включення. Цей же коефіцієнт K_{mS2} визначався способом, описаним у [8].

З метою порівняльної оцінки похибки вимірювання, отримані результати використовувалися для розрахунку номінального коефіцієнта підсилення чотириполюсника [1].

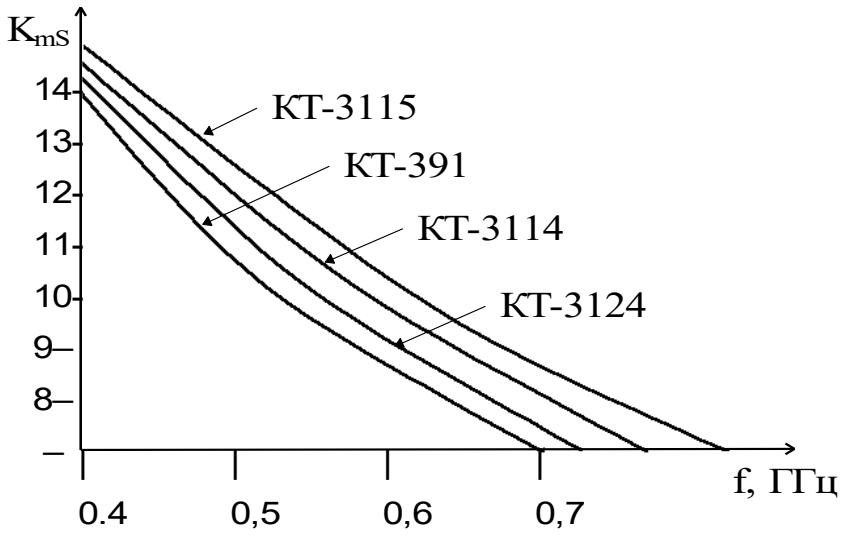


Рисунок 2.7 - Частотна залежність K_{mS}

$$K_{,,,,.2.1p} = K_{mS}\left(K_{-.\%o,} - \sqrt{K^2_{-.\%o,} - 1}\right).$$

Величина $K_{с.вн}$ визначалася імітансним методом [58]. Отримані значення $K_{ном.21р}$ порівнювалися з експериментальними значеннями $K_{ном.21с}$ і оцінювалася похибка:

$$\delta = \frac{\left(K_{,,,,.21.p} - K_{,,,,.21.-}\right)*100\%}{K_{,,,,.21.-}}.$$

Результати досліджень показали, що порівняно з відомим способом, забезпечується зменшення похибки вимірювання на 6.1% і стійкість вимірювальної установки у всіх режимах, включаючи режим негативного запасу стійкості.

Розроблений метод дозволяє провести експериментальні дослідження частотної залежності K_{mS} на межі стійкості чотириполюсника, утвореного біполярним (КТ-3115) і польовим (3П321) транзисторами, включеними відповідно за схемою зі спільним емітером і спільним витоком. Одночасно контролювався внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості транзистора. Дослідження показали, що із зростанням частоти в діапазоні 0,1-1,0 ГГц як для польового, так і для біполярного транзистора спостерігається зміна K_{mS} із крутизною (1.5-2)дБ/ГГц. Характер зменшення K_{mS} не залежить від запасу стійкості транзистора.

На рис. 2.8 приведено частотну залежність значень модулів повних опорів Z_1 і Z_2, при яких коефіцієнт передачі чотириполюсника по потужності в прямому ($y_{21} = 0$) і зворотному ($y_{12} = 0$) напрямках дорівнює 0.

З отриманих графіків видно, що при збільшенні частоти модулі повних опорів знов утворених чотириполюсників зменшуються, причому, крутизна залежності $Y|Z_1|=F_1(f)$ більше крутизни $Y|Z_2|=F_2(f)$, що призводить до зменшення $К_{mS}$ із зростанням частоти.

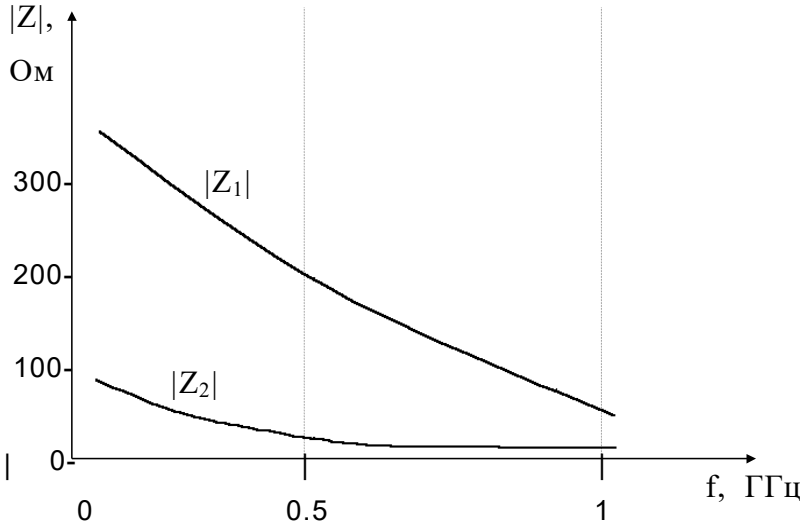


Рисунок 2.8 - Залежність модуля |Z| від частоти ($|Z_1|$ і $|Z_2|$–модулі опорів при котрих відповідно $y_{21} = 0$ і $y_{12} = 0$).

Кількісна оцінка впливу омічних опорів у колах виводів польового транзистора 3П-321 у діапазоні частот 1-10 ГГц показала, що наявність в колі спільного виводу транзистора, включеного за схемою зі спільним витоком, омічного опору величиною 1 Ом призведе до зниження $К_{mS}$ на 4% без значних змін $К_{с.вн}$. Збільшення опору до 8 Ом зменшує у всьому досліджуваному діапазоні частот $К_{mS}$ на 24% і призводить до нерівномірного підвищення $К_{с.вн}$ (1ГГц - на 18%, 3ГГц - на 15%). Включення в коло стоку або затвору омічних опорів величиною 1 Ом і 4 Ом не впливає на значення $К_{mS}$, що підтверджує теоретичний вивід роботи [9]. Величина $К_{с.вн}$ у цих випадках також має нерівномірне підвищення від 2 до 30%.

Висновки до 2-го розділу

В результаті проведених досліджень розроблена методика визначення екстремальної нестандартної системи параметрів [83, 90], що дозволяє підвищити точність вимірювання параметрів чотириполюсника. При розробці цієї методики використовувалися три ідеї:

1) метод «плаваючих навантажень» [14];

2) метод різницевих вимірювань;

3) метод нейтралізації.

Використання перших двох ідей дозволяє при довільних (плаваючих) навантаженнях визначати з високою точністю в діапазоні НВЧ систему нестандартних параметрів чотириполюсника, достатню для розрахунку більшості лінійних електронних пристроїв.

Застосування методу нейтралізації в сукупності з методом «плаваючих навантажень» забезпечує стабільність експериментальної установки і вимірювання повної системи W-параметрів будь-якого чотириполюсника.

За матеріалами досліджень, наведеними в даній главі можна зробити такі висновки:

1) Запропоновані методи найбільш ефективні в діапазоні НВЧ, де так дотепер і не вирішено проблему вимірювання S-параметрів потенційно нестійких чотириполюсників.

2) Було проаналізовано середньоквадратичні похибки та отримані їхні аналітичні вирази для кожного методу. Аналіз цих виразів показав пряму залежність методичної похибки від похибки вимірювання вхідних імітансів.

3) Елементи запропонованої нестандартної екстремальної системи параметрів чотириполюсника мають розмірність, що відповідає розмірності елементів стандартних W-параметрів, але їхні вимірювання проводяться в діапазоні НВЧ із похибкою менше 5%, і в меншому ступені залежить від КСВН вимірювального тракту, чим при вимірюванні S-параметрів.

4) Для їхнього вимірювання немає необхідності використовувати режими КЗ і ХХ або робити вимірювання при узгодженому вимірювальному тракті, що також підвищує точність вимірювання і забезпечує стійкість при вимірюванні потенційно нестійких чотириполюсників з $K_c > 0$.

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ СТАНДАРТНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ

Параметри чотириполюсників можна розбити на дві групи: власні (двополюсникові) параметри (провідності, імпеданси) (наприклад W_{11},W_{22}) і взаємні параметри (W_{12},W_{21}) [26].

Параметри першої групи вимірюють або спеціально для цього сконструйованою вимірювальною апаратурою, або стандартною апаратурою, призначеною для вимірювання імпедансу двополюсників.

Для однозначного опису транзистора, як лінійного чотириполюсника, крім вибору системи параметрів, необхідно зазначити схему включення транзистора: зі спільною базою, зі спільним емітером або зі спільним колектором. При цьому, найбільш доступні вимірюванню параметри Y_{11} і Y_{22}, оскільки для здійснення вимірювань цих параметрів необхідний вимірювач повних провідностей [55].

У попередній главі відзначалося, що для розрахунку більшості електронних схем достатньо мати нестандартну систему W-параметрів чотириполюсника (2.1). Але в ряді випадків для розрахунку потрібна повна система W-параметрів, яка включає в себе і взаємні параметри.

Для вимірювання параметрів другої групи необхідні були складні схеми, оскільки ці параметри розраховуються як частка величин, визначених для різних затискачів транзистора.

$$Y_{21e} = \frac{Y_{11‡} - Y_{11e} - Y_{22e}}{2} + \sqrt{\frac{Y_{11‡} - Y_{11e} - Y_{22e}}{4} - Y_{11e}\left(Y_{22e} - h_{22e}\right)}, \quad (3.1)$$

$$Y_{11e} = \frac{Y_{11‡} - Y_{11e} - Y_{22e}}{2} - \sqrt{\frac{Y_{11‡} - Y_{11e} - Y_{22e}}{4} - Y_{11e}\left(Y_{22e} - h_{22e}\right)}. \quad (3.2)$$

Існуючі прилади забезпечують вимірювання параметрів Y_{11}, h_{11}, Y_{22} і h_{22} малопотужних транзисторів у діапазоні частот від 465 кГц до 60 МГц для схем включення зі спільною базою та зі спільним емітером [58]. Таким чином, ці прилади дозволяють визначити повну матрицю параметрів транзисторів у вказаному діапазоні частот, проте вимірювання проводяться з порівняно низькою точністю (приблизно ±20%). У результаті цього точність визначення Y_{21} і Y_{12} по формулах (3.1), (3.2) виявляється ще більш низькою і розрахунок найчастіше набуває характер оцінки.

Для вимірювання провідностей на більш високих частотах можуть бути використані стандартні вимірювальні прилади, зокрема, діографи, вимірювальні лінії, вимірювачі коефіцієнтів відбиття і т.д. На високій частоті на протилежних від вимірювача електродах транзистора (чотириполюсника) слід забезпечити режим холостого ходу і короткого замикання, що неможливо в НВЧ діапазоні. У даній главі запропонований ряд графоаналітичних методів, які, в сукупності з методом «плаваючих навантажень», підвищують точність вимірювання всіх імітансних параметрів чотириполюсника і дозволяють спростити процес вимірювання.

3.1. Аналітичне обґрунтування графоаналітичного методу визначення стандартних W-параметрів чотириполюсника

В даному параграфі буде розглянутий метод визначення стандартних W-параметрів матриці чотириполюсника, вимірювання яких має практичне значення для дослідження нових приладів у НВЧ діапазоні, а також для перевірки адекватності прийнятої еквівалентної схеми транзисторів у нестандартних режимах їхнього застосування. У деяких спеціальних випадках вимірювання параметрів еквівалентного чотириполюсника використовується для набору довідкового статистичного матеріалу, а також при розробках схем, де допустимий індивідуальних вибір транзисторів.

Графічні методи визначення параметрів еквівалентного чотириполюсника за результатами вимірювання виявляються, як правило, значно більш зручними, ніж аналітичні. Маючи математичне рівняння і його графічну інтерпретацію, можна порівняно легко визначити потрібні величини, вирішуючи задачу шляхом графічних прийомів. Відомо декілька способів графічного зображення співвідношень, які характеризують повний опір (провідність). Наступні два з них є найбільш зручними:

1) кругова діаграма повного опору в прямокутних координатах [30];

2) кругова діаграма повного опору в полярних координатах, запропонована вперше радянським вченим А. Р. Вольпертом [42].

Сполучимо графічне представлення повних імітансів із його аналітичними виразами і на підставі цього розробимо метод визначення стандартних W-параметрів чотириполюсника. Для цього скористаємося методом конформних відображень функції комплексного змінного [26].

Запишемо вираз для вхідного і вихідного імітансів чотириполюсника в узагальнених W-параметрах:

$$W_{вх} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} - W_н}, \tag{3.3}$$

$$W_{вих} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{11} - W_г}, \tag{3.4}$$

де $W_{11}, W_{22}, W_{12}, W_{21}$ – узагальнені параметри матриці чотириполюсника;

$W_{вх}, W_{вих}$ – вхідні і вихідні імітанси чотириполюсника;

$W_н, W_г$ – імітанси навантаження і генератора (рис. 3.1).

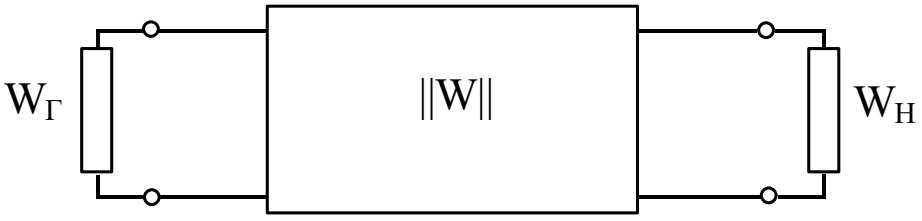


Рисунок 3.1 - Активний чотириполюсник із підключеними навантаженнями.

Перетворимо вирази для вхідного і вихідного імітанса (3.3) і (3.4) до виду:

$$W_{вх} = \frac{W_{11}W_{22} - W_{11}W_н - W_{12}W_{21}}{W_{22} - W_н} = \frac{b - cW_н}{a - W_н}, \qquad (3.5)$$

$$W_{вих} = \frac{W_{22}W_{11} - W_{22}W_г - W_{12}W_{21}}{W_{11} - W_г} = \frac{b - aW_г}{c - W_г}, \qquad (3.6)$$

де $a = W_{22}$, $b = W_{22}W_{11} - W_{12}W_{21}$, $c = W_{11}$.

Як видно з (3.5) і (3.6), $W_{вих}$ ($W_{вх}$) можна розглядати як дробово-лінійну функцію, яка відображає комплексну площину $W_г$ на площину $W_{вих}$ і комплексну площину $W_н$ на площину $W_{вх}$. Можливим значенням імітансів навантаження $W_г$ відповідає напівплощина $ReW_г \geq 0$, а значенням навантаження $W_н$ відповідає напівплощина $ReW_н \geq 0$ (рис. 3.2).

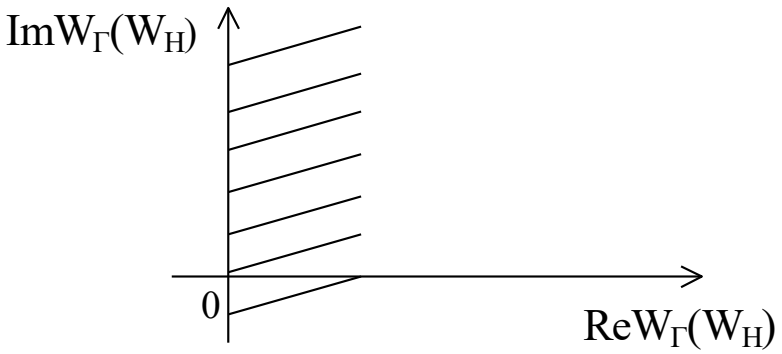


Рисунок 3.2. Напівплощина імітансу

$$W_г(W_н) = ReW_г(W_н) + jImW_г(W_н).$$

Відповідно до теорії конформних відображень [26, 46, 57], пряма лінія $ReW_г(W_н) = 0$ відображається на площині $W_{вих}(W_{вх})$ окружностями:

$$| W_{вих} - W_{вих0} | = \rho_{вих} \quad і \quad | W_{вх} - W_{вх0} | = \rho_{вх},$$

із центрами $W_{вих0}$ і $W_{вх0}$ і радіусами $\rho_{вих}$ і $\rho_{вх}$. В цьому випадку

$$W_{вих0} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{2\,\mathrm{Re}\,W_{11}}, \tag{3.7}$$

$$W_{вх0} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{2\,\mathrm{Re}\,W_{22}}, \tag{3.8}$$

$$\rho_{вих} = \frac{\left|W_{12}W_{21}\right|}{2\,\mathrm{Re}\,W_{11}}, \tag{3.9}$$

$$\rho_{вх} = \frac{\left|W_{12}W_{21}\right|}{2\,\mathrm{Re}\,W_{22}}. \tag{3.10}$$

При $\mathrm{Re}W_г > 0$ уся права напівплощина $W_г$ відображається всередину кола на площині $W_{вих}$, а при $\mathrm{Re}W_н > 0$ вся права напівплощина $W_н$ відображається всередину кола на площині $W_{вх}$ (рис. 3.3).

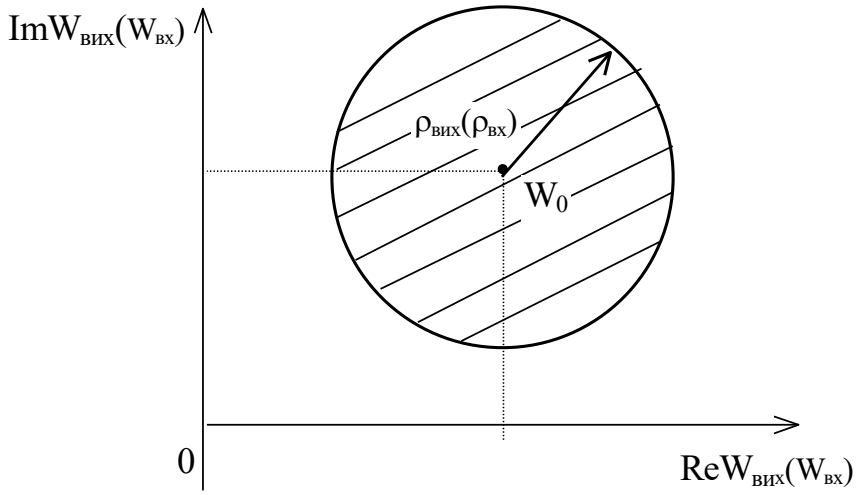


Рисунок 3.3 - Конформні відображення імітансів $W_г(W_н)$.

Розглянемо залежності вхідного $W_{вх}$ (вихідного $W_{вих}$) імітанса чотириполюсника від реактивної складової імітанса навантаження $\mathrm{Im}W_н$ (генератора $\mathrm{Im}W_г$), що представляють собою окружності (рис. 3.4).

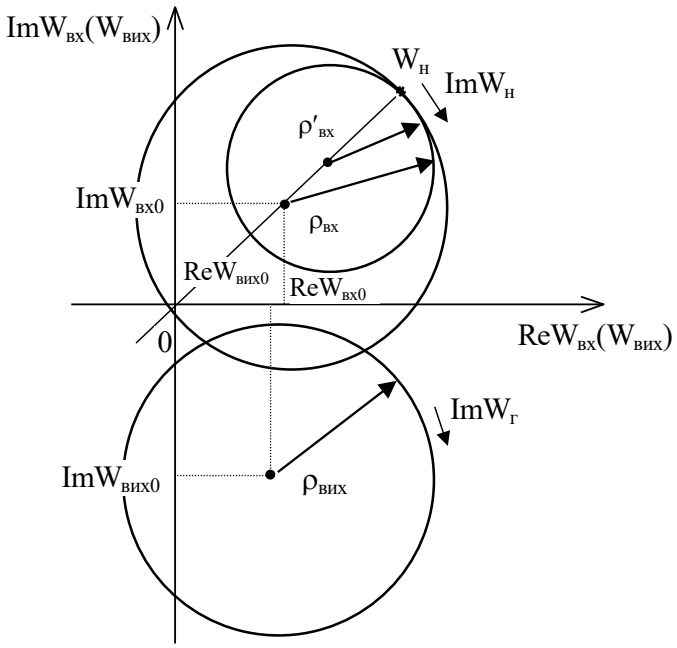


Рисунок 3.4 - Залежність вхідного $W_{вх}$ (вихідного $W_{вих}$) імітанса чотириполюсника від реактивної складової імітанса навантаження $W_н$ (генератора $W_г$).

На рис. 3.4 окружність радіусом $ρ'_{вх}$ являє собою геометричне місце точок значень вхідного імітанса при активній складовій навантаження $\mathrm{Re}W_н > 0$ і рівної $W_н$. Для цієї графічної інтерпретації вхідних і вихідних імітансів запишемо систему аналітичних виразів:

$$\begin{cases} \rho_{вх} = \dfrac{|W_{12}W_{21}|}{2\,\mathrm{Re}W_{22}}, \\ \rho'_{вх} = \dfrac{|W_{12}W_{21}|}{2\,\mathrm{Re}(W_{22}+W_н)}, \\ \rho_{вих} = \dfrac{|W_{12}W_{21}|}{2\,\mathrm{Re}W_{11}}, \\ \mathrm{Re}W_{вх0} = \mathrm{Re}W_{11} - \dfrac{\mathrm{Re}(W_{12}W_{21})}{2\,\mathrm{Re}W_{22}}, \\ \mathrm{Im}W_{вх0} = \mathrm{Im}W_{11} - \dfrac{\mathrm{Im}(W_{12}W_{21})}{2\,\mathrm{Re}W_{22}}, \\ \mathrm{Re}W_{вих0} = \mathrm{Re}W_{22} - \dfrac{\mathrm{Re}(W_{12}W_{21})}{2\,\mathrm{Re}W_{11}}, \\ \mathrm{Im}W_{вих0} = \mathrm{Im}W_{22} - \dfrac{\mathrm{Im}(W_{12}W_{21})}{2\,\mathrm{Re}W_{11}}, \end{cases} \qquad (3.1)$$

де $\mathrm{Re}W_н$ – активна складова імітанса навантаження;

W_{11}, W_{12}, W_{21}, W_{22} – шукані параметри матриць еквівалентного чотириполюсника.

Розв'язавши систему (3.11), знаходимо параметри W_{11} і W_{22}, що у геометричному представленні є точками перетинання імітансних окружностей по входу (із різними значеннями $\mathrm{Re}W_н$) і по виходу (із різними значеннями $\mathrm{Re}W_г$):

$$\mathrm{Re}W_{22} = \frac{\rho_{‰›}\,\mathrm{Re}W,}{\left(\rho_{‰›} - \rho'_{‰›}\right)}, \tag{3.12}$$

$$\mathrm{Re}W_{11} = \frac{\rho_{‰›}\,\mathrm{Re}W_{22}}{\rho_{‰‹›}}, \tag{3.13}$$

$$\mathrm{Im}W_{11} = \mathrm{Im}W_{‰›0} + \sqrt{\rho^2_{‰›} - \mathrm{Re}^2\left(W_{11} - W_{‰›0}\right)}, \tag{3.14}$$

$$\mathrm{Im}W_{22} = \mathrm{Im}W_{‰‹›0} + \frac{\rho_{‰‹›}\sqrt{\rho^2_{‰›} - \mathrm{Re}^2\left(W_{11} - W_{‰›0}\right)}}{\rho_{‰›}}. \tag{3.15}$$

Розглянувши розв'язок системи (3.11), можна зробити висновок, що для визначення параметрів W_{11} і W_{22} еквівалентного чотириполюсника достатньо визначити параметри імітансної окружності $W_{вх0}$, $W_{вих0}$, $\rho_{вх}$, $\rho_{вих}$ і $\rho'_{вх}$ [36].

Взаємні параметри W_{12} і W_{21} визначити значно складніше, тому що вони визначаються для різних затискачів досліджуваного чотириполюсника. Тому скористаємося відомим методом, коли до спільної шини досліджуваного чотириполюсника підключається комплексний імітанс (в окремому випадку – комплексний регульований опір Z) (рис 3.5).

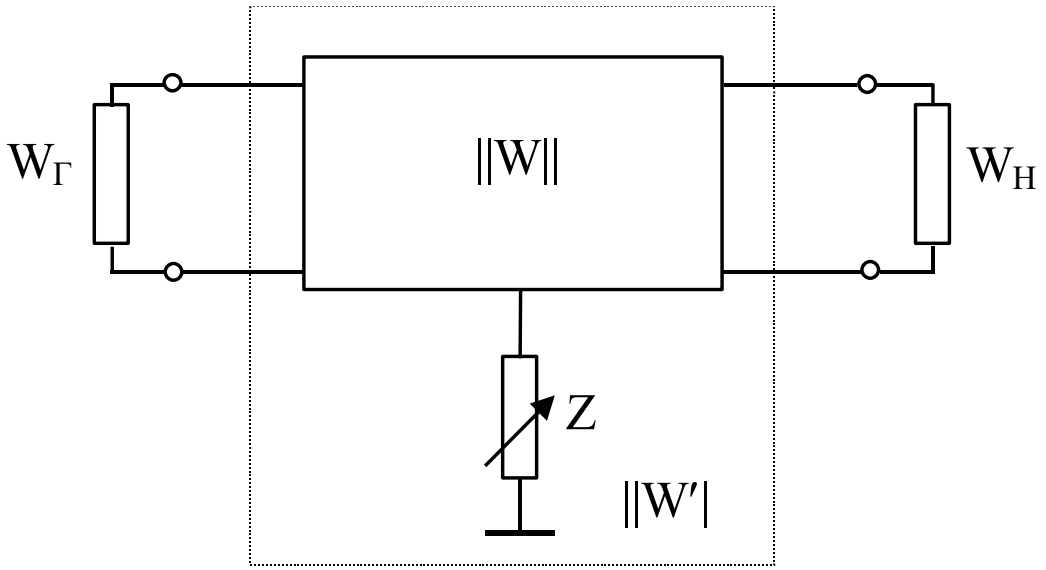


Рисунок 3.5 - Знову утворений чотириполюсник із підключеним комплексним опором Z

Запишемо узагальнену систему W - параметрів для досліджуваного чотириполюсника:

$$|W| = \begin{vmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{vmatrix}. \tag{3.16}$$

Із урахуванням включеного в спільну шину досліджуваного чотириполюсника комплексного опору Z узагальнені W-параметри змінюються і система приймає вигляд [61]:

$$|W'| = \begin{vmatrix} W'_{11} & W'_{12} \\ W'_{21} & W'_{22} \end{vmatrix}. \tag{3.17}$$

Відповідно елементи матриці W-параметрів зміняться і приймуть вид [58]:

$$W'_{11} = \frac{W_{11} + Z\Delta W}{1 + Z\Sigma W}, \tag{3.18}$$

$$W'_{12} = \frac{W_{12} - Z\Delta W}{1 + Z\Sigma W}, \tag{3.19}$$

$$W'_{21} = \frac{W_{21} - Z\Delta W}{1 + Z\Sigma W}\ , \tag{3.20}$$

$$W'_{22} = \frac{W_{22} + Z\Delta W}{1 + Z\Sigma W}\ . \tag{3.21}$$

де $\Delta W = W_{11}\ W_{22} - W_{12}\ W_{21}$;

$\sum W = W_{11} + W_{12} + W_{21} + W_{22}$.

Розглянемо випадок, коли чисельник у виразах (3.19) і (3.20) буде дорівнювати 0, тоді:

$$W_{12} - Z\ \Delta W = 0\ ,$$

$$W_{21} - Z\ \Delta W = 0\ ,$$

що можна переписати в такий спосіб:

$$W_{12} = Z\Delta W, \tag{3.22}$$

$$W_{21} = Z\Delta W. \tag{3.23}$$

З (3.19) і (3.20) видно, що якщо підібрати комплексний опір $Z = Z_1$ такий, що $W_{12} = Z\Delta W$, то параметр знов утвореного чотириполюсника з урахуванням (3.22), стане рівним $W'_{12} = 0$. Якщо комплексний опір Z підібрати таким чином, що $Z = Z_2$ такий, що $W_{21} = Z\Delta W$, то параметр знов утвореного чотириполюсника з урахуванням (3.23), буде $W'_{21} = 0$.

Розглянемо виразу для вхідної і вихідної провідності знов утвореного чотириполюсника [26]:

$$W'_{вх} = W'_{11} - \frac{W'_{12}W'_{21}}{W'_{22} + W'_{н}}\ , \tag{3.24}$$

$$W'_{вих} = W'_{22} - \frac{W'_{12}W'_{21}}{W'_{11} + W'_{г}}\ . \tag{3.25}$$

При комплексних опорах Z_1 і Z_2, підібраних таким чином, що $W'_{12} = 0$ і $W'_{21} = 0$, виразу (3.24) і (3.25) приймуть вигляд:

$$W'_{вх} = W'_{11}\,, \tag{3.26}$$

$$W'_{вих} = W'_{22}\,. \tag{3.27}$$

Розглянемо відношення виразів (3.18) і (3.21):

$$\frac{W'_{11}}{W'_{22}} = \frac{W_{11} + Z_1\Delta W}{W_{22} + Z_2\Delta W} = \frac{W'_{вх}}{W'_{вих}}\,. \tag{3.28}$$

Виділимо з останнього співвідношення ΔW:

$$\Delta W = \frac{W'_{22}W_{11} - W'_{11}W_{22}}{Z_2W'_{11} - Z_1W'_{22}} = \frac{W'_{вих}W_{11} - W'_{вх}W_{22}}{Z_2W'_{вх} - Z_1W'_{вих}}\,. \tag{3.29}$$

Підставивши (3.29) у (3.22) і (3.23), знайдемо шукані параметри чотириполюсника:

$$W_{12} = Z_1\Delta W = Z_1\frac{W'_{вих}W_{11} - W'_{вх}W_{22}}{Z_2W'_{вх} - Z_1W'_{вих}} = \frac{W'_{вих}W_{11} - W'_{вх}W_{22}}{\left(Z_2 / Z_1\right)W'_{вх} - W'_{вих}}, \tag{3.30}$$

$$W_{21} = Z_2\Delta W = Z_2\frac{W'_{вих}W_{11} - W'_{вх}W_{22}}{Z_2W'_{вх} - Z_1W'_{вих}} = \frac{W'_{вих}W_{11} - W'_{вх}W_{22}}{W'_{вх} - \left(Z_1 / Z_2\right)W'_{вих}}, \tag{3.31}$$

Відношення повних комплексних опорів Z_1 і Z_2 за умови нейтралізації коефіцієнтів прямої і зворотної передача ($W'_{12} = 0$ і $W'_{21} = 0$) є не що інше, як максимально досяжний коефіцієнт передачі K_{mS} [34, 36].

$$K_{mS} = \left|\frac{Z_2}{Z_1}\right|_{\substack{W'_{12}=0\\ W'_{21}=0}}. \tag{3.32}$$

Із врахуванням останнього співвідношення вирази (3.30) і (3.31) для шуканих параметрів W_{12} і W_{21} приймуть вигляд:

$$W_{12} = \frac{W'_{вих}W_{11} - W'_{вх}W_{22}}{W'_{вх}\cdot K_{mS} - W'_{вих}}, \tag{3.33}$$

$$W_{21} = \frac{W'_{вих} W_{11} - W'_{вх} W_{22}}{W'_{вх} - W'_{вих} / K_{mS}}. \qquad (3.34)$$

Таким чином, отримано вирази, які забезпечують визначення повної системи W-параметрів еквівалентного чотириполюсника:

$$\begin{cases} \mathrm{Re} W_{11} = \dfrac{\rho_{вх} \mathrm{Re} W_{22}}{\rho_{вих}}, \\ \mathrm{Re} W_{22} = \dfrac{\rho_{вх} \mathrm{Re} W_{H}}{\rho_{вх} - \rho'_{вх}}, \\ \mathrm{Im} W_{11} = \mathrm{Im} W_{вх0} + \sqrt{\rho_{вх}^2 - \mathrm{Re}^2 \left(W_{11} - W_{вх0} \right)}, \\ \mathrm{Im} W_{22} = \mathrm{Im} W_{вих0} + \dfrac{\rho_{вих}}{\rho_{вх}} \sqrt{\rho_{вх}^2 - \mathrm{Re}^2 \left(W_{11} - W_{вх0} \right)}, \\ W_{12} = \dfrac{W'_{вих} W_{11} - W'_{вх} W_{22}}{W'_{вх} \cdot K_{mS} - W'_{вих}}, \\ W_{21} = \dfrac{W'_{вих} W_{11} - W'_{вх} W_{22}}{W'_{вх} - W'_{вих} / K_{mS}}, \end{cases} \qquad (3.35)$$

де $W_{11}, W_{12}, W_{21}, W_{22}$ – шукані W-параметри еквівалентного чотириполюсника;

$W_{вх0}, W_{вих0}$, $\rho_{вх}$, $\rho'_{вх}$, $\rho_{вих}$ – параметри імітансних окружностей еквівалентного чотириполюсника;

$W'_{вх}$, $W'_{вих}$ – вихідні і вхідні імітанси знов утвореного чотириполюсника;

K_{mS} – максимально досяжний коефіцієнт передачі.

Отримані вирази дозволяють визначити повну систему W-параметрів чотириполюсника на базі вимірювання його вхідних і вихідних характеристик імітансних окружностей, що дозволяє спростити процес вимірювань і зменшити похибку, а також забезпечити стійкість вимірювальної установки.

3.2. Алгоритм розрахунку параметрів імітансних окружностей

Аналіз аналітичних виразів (3.35) для визначення повної системи W-параметрів чотириполюсника 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 [72]. Діаграма є засобом графічного представлення характеристик чотириполюсників і відноситься до числа найбільш гнучких і загальних діаграм, використовуваних дотепер при аналізі потенційно нестійких чотириполюсників. Процес вимірювання імітансів і побудови діаграми значно спрощується при визначенні W-параметрів методом, який використовує залежність зміни вхідного або вихідного імітансів чотириполюсника 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. 3.6), радіуси яких зменшуються при збільшенні активної складового імітанса навантаження [35, 46].

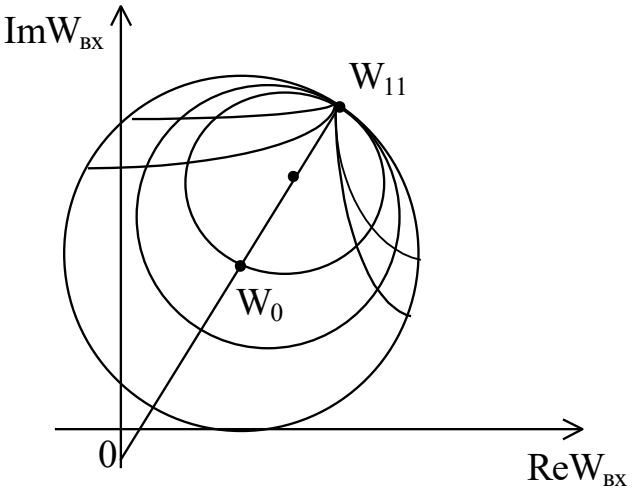


Рисунок 3.6 - Конформне відображення різних значень імітанса $W_н$ на площину вхідного імітанса $W_{вх.}$

У загальному випадку навантаження $W_н(W_г)$ – комплексна величина (рис. 3.2) [26] і, відповідно до теорії конформних відображень функції комплексної змінної, імітанс $W_{вх}(W_{вих})$ можна розглядати як дрібно-лінійну функцію, що відображає комплексну площину $W_н(W_г)$ на площину $W_{вх}(W_{вих})$.

Можливі значення $ReW_н(W_г)$ завжди додатні і займають праву напівплощину на площині $W_н(W_г)$. Обмежуюча її пряма $ReW_н(W_г) = 0$ відображається на площину $W_{вх}(W_{вих})$ окружністю (рис. 3.3), а всі інші значення імітанса $W_н(W_г)$ при $ReW_н(W_г) > 0$ відображаються всередину кола, утвореного цією окружністю [22].

Розрахунок окружностей діаграми (рис. 3.7) проводиться по вхідним даним, що містять у собі значення активної і реактивної частини комплексного імітанса чотириполюсника по входу при певному значенні імітанса генератора [35].

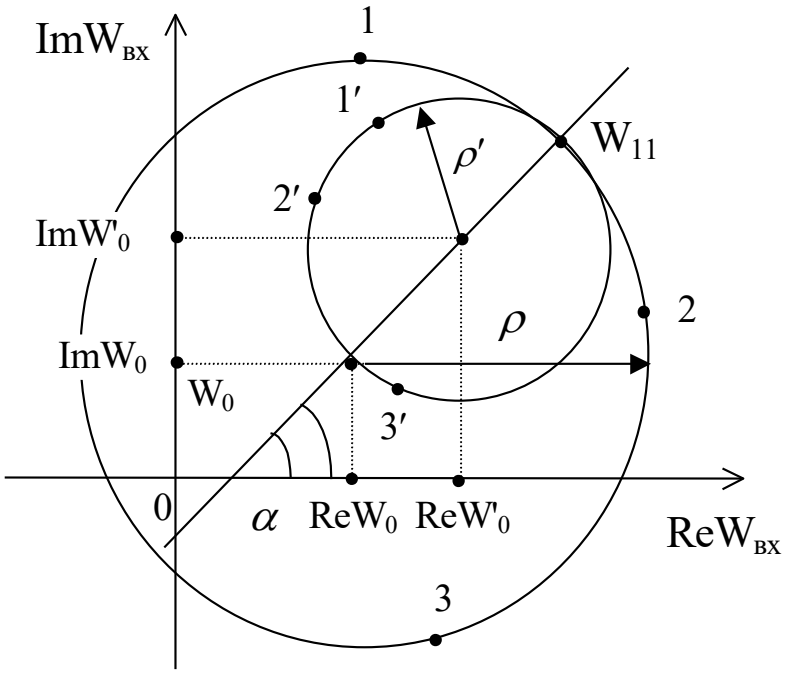


Рисунок 3.7 - Діаграма повних імітансів по входу чотириполюсника.

Для розрахунка імітансної окружності необхідні, як мінімум, три точки, координати яких визначають експериментальним шляхом, змінюючи вхідні (вихідні) імітанси чотириполюсника при різноманітних реактивних складових

імітанса навантаження (генератора) у трьох різних точках. При цьому реактивна складового навантаження (генератора) приймає фіксоване значення $ReW_н(W_г)$ = const. У якості абсциси приймається значення активної частини комплексного імітанса, а ординатою служить реактивна частина. По трьом виміряним значенням імітансів складаємо систему рівнянь із трьох невідомих (ReW_0, ImW_0, ρ):

$$\begin{cases} \left(\mathrm{Re}W_1 - \mathrm{Re}W_0\right)^2 + \left(\mathrm{Im}W_1 - \mathrm{Im}W_0\right)^2 = \rho^2, \\ \left(\mathrm{Re}W_2 - \mathrm{Re}W_0\right)^2 + \left(\mathrm{Im}W_2 - \mathrm{Im}W_0\right)^2 = \rho^2, \\ \left(\mathrm{Re}W_3 - \mathrm{Re}W_0\right)^2 + \left(\mathrm{Im}W_3 - \mathrm{Im}W_0\right)^2 = \rho^2, \end{cases} \tag{3.36}$$

де ReW_1, ReW_2, ReW_3 – активні складові вхідного імітанса;

ImW_1, ImW_2, ImW_3 – реактивні складові вхідного імітанса;

ReW_0, ImW_0 – активні і реактивні складові центру імітансної окружності;

ρ – радіус імітансної окружності.

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

$$\begin{cases} \mathrm{Re}W_0 = \dfrac{\mathrm{Re}W_2^2 - \mathrm{Re}W_1^2 + \mathrm{Im}W_2^2 - \mathrm{Im}W_1^2 - 2\,\mathrm{Im}W_0\left(\mathrm{Im}W_2 - \mathrm{Im}W_1\right)}{2\left(\mathrm{Re}W_2 - \mathrm{Re}W_1\right)}, \\ \mathrm{Im}W_0 = [\left(\mathrm{Re}W_2^2 - \mathrm{Re}W_1^2 + \mathrm{Im}W_2^2 - \mathrm{Im}W_1^2\right)\left(\mathrm{Re}W_2 - \mathrm{Re}W_3\right) - \\ - (\mathrm{Re}W_2^2 - \mathrm{Re}W_3^2 + \mathrm{Im}W_2^2 - \mathrm{Im}W_3^2)(\mathrm{Re}W_2 - \mathrm{Re}W_3)] / \\ / 2[(\mathrm{Im}W_3 - \mathrm{Im}W_2)\left(\mathrm{Re}W_2 - \mathrm{Re}W_1\right) - (\mathrm{Im}W_1 - \mathrm{Im}W_2)\left(\mathrm{Re}W_2 - \mathrm{Re}W_1\right)]. \end{cases} \tag{3.37}$$

Радіус окружності обчислюється шляхом підстановки отриманих значень ReW_0 та ImW_0 у будь-яке рівняння системи (3.36).

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:

$$\begin{cases} (\mathrm{Re}W_{11} - \mathrm{Re}W_0)^2 + (\mathrm{Im}W_{11} - \mathrm{Im}W_0)^2 = \rho, \\ \mathrm{Im}W_{11} = l + k\,\mathrm{Re}W_{11}, \end{cases} \tag{3.38}$$

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

ReW_0, ImW_0 – координати центру окружності;

ρ – радіус окружності.

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

$$\begin{cases} \mathrm{Im}W_0 = k\,\mathrm{Re}W_0 + l, \\ \mathrm{Im}W_0' = k\,\mathrm{Re}W_0' + l, \end{cases} \tag{3.39}$$

де ReW_0, ReW_0' – абсциси координат центрів окружностей;

ImW_0, ImW_0' – ординати координат центрів окружностей.

Одержимо наступне рівняння для знаходження коефіцієнта нахилу прямої k:

$$k = \frac{\mathrm{Im}W_0' - \mathrm{Im}W_0}{\mathrm{Re}W_0' - \mathrm{Re}W_0} \tag{3.40}$$

і зсуву l:

$$l = \mathrm{Im}W_0 - k \cdot \mathrm{Re}W_0. \tag{3.41}$$

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

$$A\,\mathrm{Re}W_{11}^2 + B\,\mathrm{Re}W_{11} + C = 0, \tag{3.42}$$

де $A = 1 + k^2$;

$B = 2\,l\,k\ - 2\,l\,k\,ImW_0 - 2\,ReW_0$;

$C = Re^2W_0^2 + C^2 + ImW_0^2 - P - 2\,l\,ImW_0$.

Розв’язавши отримане квадратне рівняння (3.42), одержимо:

$$\mathrm{Re}W_{11(1)} = \frac{-B+\sqrt{D}}{2A}, \tag{3.43}$$

$$\mathrm{Re}W_{11(2)} = \frac{-B-\sqrt{D}}{2A}, \tag{3.44}$$

де D – дискримінант точок перетинання прямої і окружності;

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

Значення ординат точок перетинання $\mathrm{Im}W_{11(1)}$ та $\mathrm{Im}W_{11(2)}$ знаходяться з другого рівняння системи (3.39).

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:

$$r_{12} = (ReW_{11(1)} - ReW_0')^2 + (ImW_{11(1)} - ImW_0')^2, \tag{3.45}$$

$$r_{22} = (ReW_{11(2)} - ReW_0')^2 + (ImW_{11(2)} - ImW_0')^2, \tag{3.46}$$

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

$\mathrm{Re}W_0'$, $\mathrm{Im}W_0'$ – 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 $\mathrm{Re}W_{11}$ – абсциса, а $\mathrm{Im}W_{11}$ – 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.

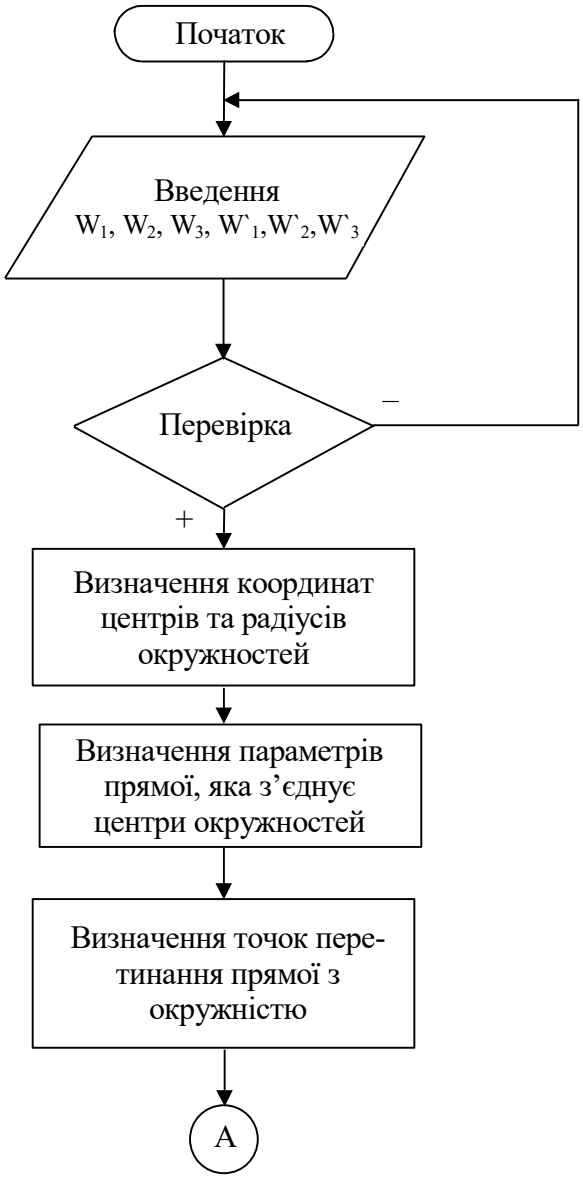
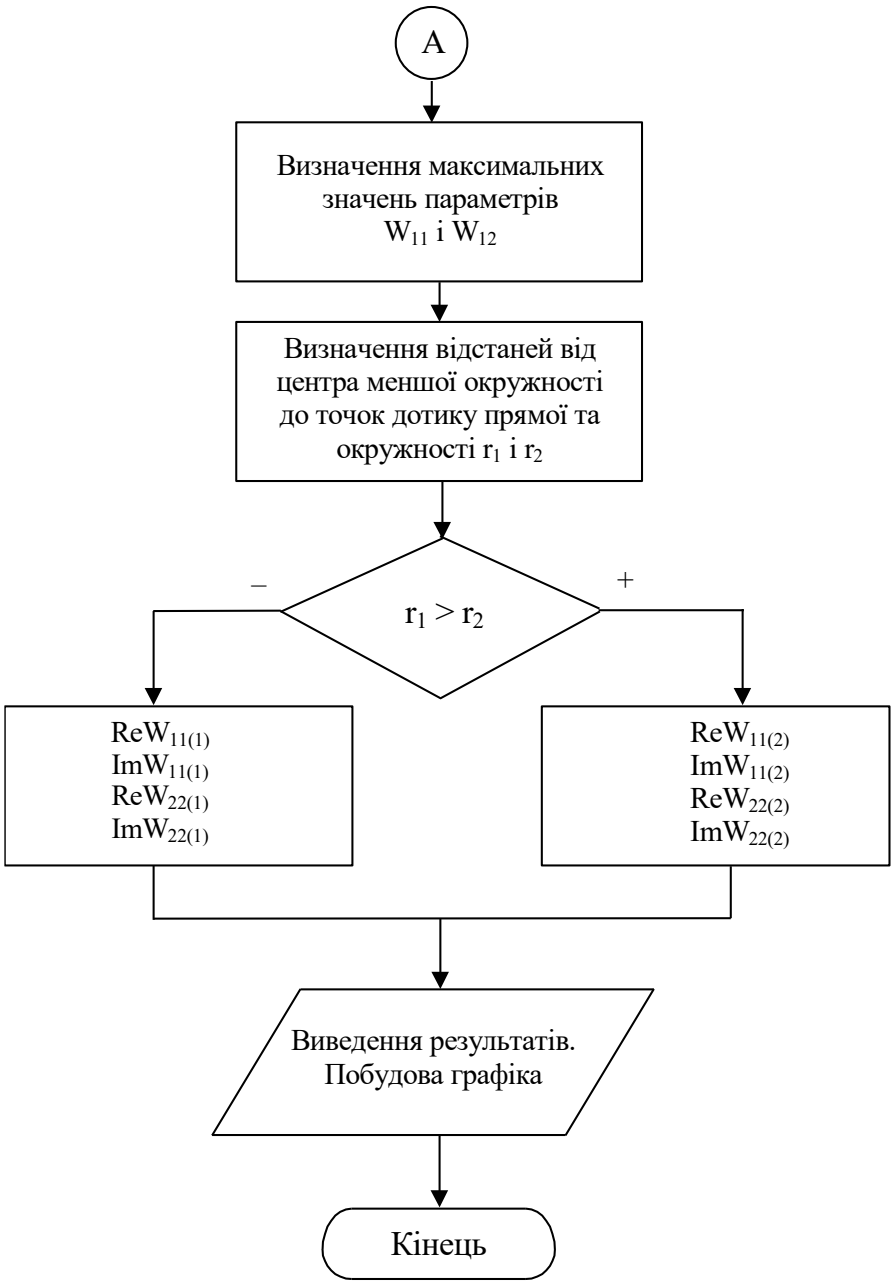


Рисунок 3.8 - Алгоритм визначення імітансних параметрів еквівалентного чотириполюсника.



Продовження рисунку 3.8 - Алгоритм визначення імітансних параметрів еквівалентного чотириполюсника.

За даним алгоритмом відбувається розрахунок параметрів W11, виходячи з результатів вимірювання вхідних імітансів досліджуваного чотириполюсника, і побудова імітансних окружностей залежності Wвх від реактивної складового імітанса навантаження ImWн.

Розрахунок параметра W22 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 W11 і W22 (див. Додаток А), 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.

3.3. Розробка експериментальної установки і методики проведення експерименту

Одним із шляхів підвищення ефективності вимірювань якісних характеристик напівпровідникових приладів є одержання більш достовірної інформації про прилад за рахунок удосконалення методів і засобів вимірювань. Використання результатів проведеного аналізу на підставі розробленого алгоритму дозволяє розробити нову, більш досконалу установку для вимірювання стандартних W-параметрів чотириполюсників напівпровідникових приладів з урахуванням їхньої потенційної нестійкості [36].

Вимірювальна установка представляє собою сукупність функціонально об’єднаних засобів вимірювань і допоміжних пристроїв, призначених для вироблення сигналів вимірювальної інформації у формі, зручній для безпосереднього сприйняття спостерігачем.

Вимірювальна установка для визначення характеристик потенційно нестійких напівпровідникових приладів повинна забезпечувати:

— проведення багатомірних вимірювань (у всіх схемах включення досліджуваного чотириполюсника) із мінімальними втратами у вимірювальному тракті і постійній схемі розв’язки по живленню НВЧ кіл;

— стійкість вимірювальної установки в процесі вимірювань;

— підключення до вимірювального тракту трьох- і чотирьохвивідних приладів, як найбільш поширених у НВЧ мікроелектроніці;

— проведення вимірювань у необхідному частотному діапазоні;

— вимірювання параметрів із високою точністю і продуктивністю для можливості застосування установки в лабораторних умовах при дослідженні за раніше розробленими методиками.

У якості системи, яка вимірюється, вибираємо систему Y-параметрів матриці провідності активного чотириполюсника, як найбільш зручну і широко застосовувану для розрахунку електронних приладів, що описуються матрицею еквівалентного чотириполюсника.

Вимірювальний комплекс, який реалізує метод визначення Y-параметрів (Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}), має структурну схему, подану на рис. 3.9.

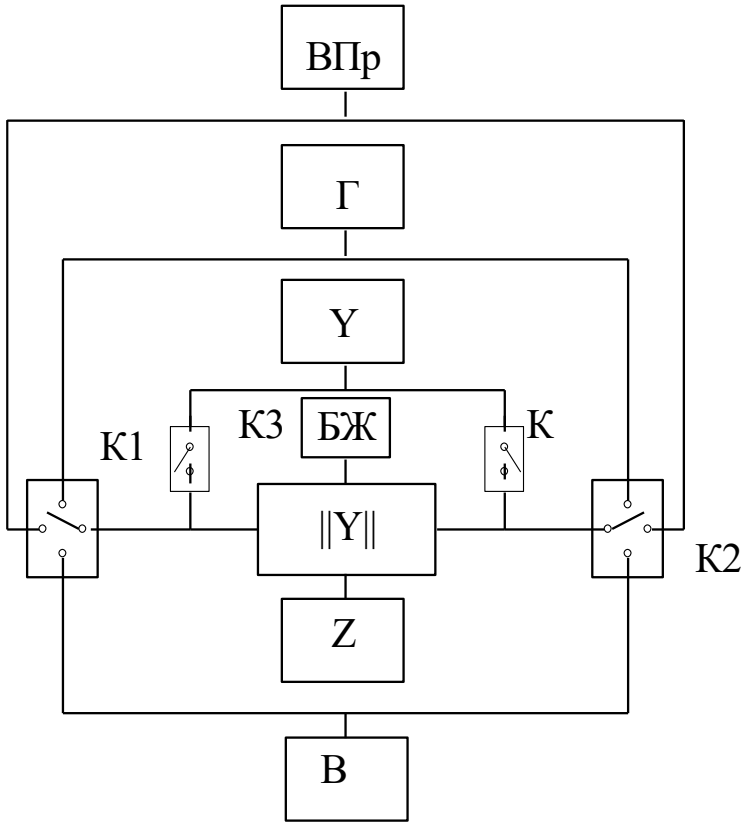


Рисунок 3.9 - Структурна схема вимірювального комплексу вимірювання Y-параметрів матриці провідності НВЧ чотириполюсників з урахуванням їхньої потенційної нестійкості.

Вимірювальний комплекс конструктивно об’єднує в собі пристрої: вимірювач повної провідності (ВПр); тримач досліджуваного чотириполюсника (||Y||), який забезпечує його підключення до вимірювального тракту і розв’язку по живленню НВЧ сигналу при проведенні багатомірних вимірювань; генератор електромагнітних коливань (Г); чотири комутатори ($К_1$, $К_2$, $К_3$, $К_4$); регульовану комплексну провідність (Y) або комплексний опір (Z), необхідні для одержання різних режимів роботи досліджуваного чотириполюсника; блок живлення (БЖ), що задає необхідний робочий режим по постійному струму; вимірювач потужності (ВП) [36].

В якості вимірювача в комплексі використаний «Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11» [25], який дозволяє робити вимірювання параметрів чотириполюсника на частотах 0,001 ... 1,25 ГГц. Для більш високих частот необхідно використовувати інші типи вимірювачів. Вимірювач потужності являє собою прилад типу М4-1. Ключі $К_1 \div К_4$ служать для підключення вимірювальних приладів і регульованої комплексної провідності до входу і виходу досліджуваного чотириполюсника.

До нестандартних елементів вимірювальної установки відноситься регульована комплексна провідність Y (або опір Z). При активній провідності $ReY = 0$ у якості провідності Y використовується провідність регульованого короткозамикаючого поршня, при зміні провідності $ReY > 0$ паралельно входові поршня підключається відома активна провідність $ReY = ReY_н$.

Регульований комплексний опір Z реалізується у вигляді пристрою [64, 91], що складається із транзистора, емітер якого підключений до однієї клеми джерела зсуву, а колектор з’єднаний з другою клемою джерела зсуву і з опором, який містить включений між базою транзистора й опором смугозапираючий фільтр (рис.3.10). Даний імпедансний пристрій, що імітує регульовані активні і реактивні імпеданси, за рахунок включення смугозапираючого фільтра, забезпечує від’ємне значення активної складової імпедансу, чим досягається розширення частотного діапазону пристрою [24].

Регульований комплексний опір Z, реалізований у вигляді імпедансного пристрою (рис. 3.10) необхідний для створення режимів роботи досліджуваного чотириполюсника при яких відсутня передача по потужності в прямому або зворотному напрямках.

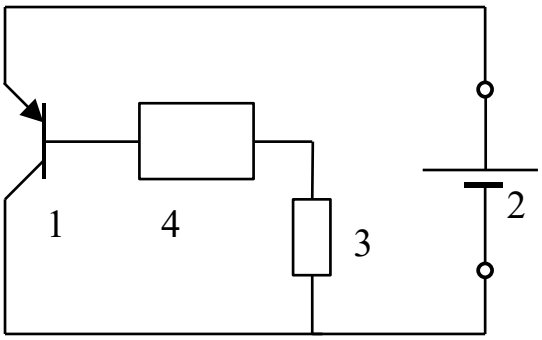


Рисунок 3.10 - Принципова схема імпедансного пристрою, що імітує реактивні та активні імпеданси: 1 – транзистор; 2 – джерело зсуву; 3 – опір; 4 – смугозапираючий фільтр.

Процес вимірювання повної матриці провідності Y чотириполюсника складається з двох етапів, на яких спочатку вимірюють власні параметри (y_{11} і y_{22}), а потім взаємні параметри (y_{12} і y_{21}). На першому етапі до тримача чотириполюсника ||Y|| за допомогою ключа $К_4$ на вихід підключається вимірювач повної провідності ВПр. Ключем $К_2$ на вихід досліджуваного чотириполюсника ||Y|| підключається генератор електромагнітних коливань Г, що задає НВЧ сигнал необхідної частоти. Регульований комплексний опір Z установлюється рівним нулю. При дійсній складовій провідності $ReY_н=0$, геометричне місце точок вхідної провідності $Y_{вх}$ буде являти собою граничну окружність на комплексній площині залежності $Y_{вх}$ від реактивної складової провідності $ImY_н$ (рис. 3.7). Враховуючи, що на імітансних окружностях геометричного місця точок вхідної і вихідної провідності чотириполюсника завжди існують такі точки, які знаходяться в правій напівплощини комплексної площини, можна домогтися виключення збудження досліджуваного активного чотириполюсника в процесі вимірювання.

Шляхом зміни довжини короткозамикаючого поршня ($ReY_н=0$), домагаються стійких показань вимірювача провідності ВПр і роблять вимірювання трьох значень вхідної провідності чотириполюсника $Y_{вх1}$, $Y_{вх2}$ та $Y_{вх3}$, значення якої лежать у правій напівплощині комплексної площини (рис. 3.7).

Розв'язком системи рівнянь (3.36) будуть значення параметрів імітансної окружності по входу чотириполюсника-координати центру $ReY_{вх0}$ та $ImY_{вх0}$, значення радіуса $\rho_{вх}$ імітансної окружності:

$$\mathrm{Re}Yвх_0 = \frac{\mathrm{Re}Yвх_2^2 - \mathrm{Re}Yвх_1^2 + \mathrm{Im}Yвх_2^2 - \mathrm{Im}Yвх_1^2 - 2\,\mathrm{Im}Yвх_0(\mathrm{Im}Yвх_2 - \mathrm{Im}Yвх_1)}{2(\mathrm{Re}Yвх_2 - \mathrm{Re}Yвх_1)}, \quad (3.47)$$

$$\mathrm{Im}Yвх_0 = \frac{(\mathrm{Re}Yвх_2^2 - \mathrm{Re}Yвх_1^2 + \mathrm{Im}Yвх_2^2 - \mathrm{Im}Yвх_1^2)(\mathrm{Re}Yвх_2 - \mathrm{Re}Yвх_3) - 2[(\mathrm{Im}Yвх_3 - \mathrm{Im}Yвх_2)(\mathrm{Re}Yвх_2 - \mathrm{Re}Yвх_1) - (\mathrm{Re}Yвх_2^2 - \mathrm{Re}Yвх_3^2 + \mathrm{Im}Yвх_2^2 - \mathrm{Im}Yвх_3^2)(\mathrm{Re}Yвх_2 - \mathrm{Re}Yвх_3)}{-(\mathrm{Im}Yвх_1 - \mathrm{Im}Yвх_2)(\mathrm{Re}Yвх_2 - \mathrm{Re}Yвх_3)]}, \quad (3.48)$$

$$\rho_{вх} = \sqrt{(\mathrm{Re}Yвх_1 - \mathrm{Re}Yвх_0)^2 + (\mathrm{Im}Yвх_1 - \mathrm{Im}Yвх_0)^2}. \quad (3.49)$$

Далі необхідно знайти радіус будь-якої імітансної окружності $\rho'_{вх}$ при значенні активної складової провідності навантаження $ReY=ReY_н>0$ (рис. 3.7). Для цього паралельно входові поршня регульованого комплексного навантаження Y підключається відома активна провідність $ReY=ReY_н$. Повторивши вимірювання трьох вхідних значень провідності $Y'_{вх1}$, $Y'_{вх2}$, та $Y'_{вх3}$, задавшись величиною $ReY_н$, визначаємо $\rho'_{вх}$:

$$\rho'_{вх} = \sqrt{(\mathrm{Re}Y'_{вх_1} - \mathrm{Re}Y'_{вх_0})^2 + (\mathrm{Im}Y'_{вх_1} - \mathrm{Im}Y'_{вх_0})^2}. \quad (3.50)$$

Наступним кроком є знаходження імітансних параметрів активного чотириполюсника по виходу. Для цього за допомогою ключа $К_3$ на вхід тримача чотириполюсника підключається регульована комплексна провідність Y, при цьому з короткозамикаючого поршня знімається паралельно підключене активне навантаження $ReY_н$, тобто ReY=0. Провідність короткозамикаючого

поршня буде мати тільки реактивну складову. До виходу досліджуваного чотириполюсника за допомогою ключа $К_2$ підключається вимірювач повної провідності ВПр. За допомогою ключа $К_1$ підключаємо генератор Г до входу досліджуваного чотириполюсника ||Y||. Шляхом зміни довжини короткозамикаючого поршня регульованої комплексної провідності Y, змінюючи уявну складову провідності ImY, домагаємося стійкого показання вимірювача провідності ВПр, що гарантує нам стійкість вимірювальної установки. Робимо вимірювання трьох значень вихідної провідності активного чотириполюсника $Y_{вих1}$, $Y_{вих2}$ і $Y_{вих3}$, по яких за вище викладеною методикою визначаємо вихідні параметри імітансної окружності досліджуваного активного чотириполюсника (рис. 3.4):

$$\operatorname{Im} Y_{вих_0} = \frac{\begin{array}{l}(\operatorname{Re} Y_{вих_2}^2 - \operatorname{Re} Y_{вих_1}^2 + \operatorname{Im} Y_{вих_2}^2 - \operatorname{Im} Y_{вих_1}^2)(\operatorname{Re} Y_{вих_2} - \operatorname{Re} Y_{вих_1}) - \\ 2[(\operatorname{Im} Y_{вих_3} - \operatorname{Im} Y_{вих_2})(\operatorname{Re} Y_{вих_2} - \operatorname{Re} Y_{вих_1}) - \\ -(\operatorname{Re} Y_{вих_2}^2 - \operatorname{Re} Y_{вих_3}^2 + \operatorname{Im} Y_{вих_2}^2 - \operatorname{Im} Y_{вих_3}^2)(\operatorname{Re} Y_{вих_2} - \operatorname{Re} Y_{вих_3}) \\ -(\operatorname{Im} Y_{вих_1} - \operatorname{Im} Y_{вих_2})(\operatorname{Re} Y_{вих_2} - \operatorname{Re} Y_{вих_3})]\end{array}}{}, \quad (3.51)$$

$$\operatorname{Re} Y_{вих_0} = \frac{\operatorname{Re} Y_{вих_2}^2 - \operatorname{Re} Y_{вих_1}^2 + \operatorname{Im} Y_{вих_2}^2 - \operatorname{Im} Y_{вих_1}^2 - 2\operatorname{Im} Y_{вих_0}(\operatorname{Im} Y_{вих_2} - \operatorname{Im} Y_{вих_1})}{2(\operatorname{Re} Y_{вих_2} - \operatorname{Re} Y_{вих_1})} \quad (3.52)$$

$$\rho_{вих} = \sqrt{(\operatorname{Re} Y_{вих_1} - \operatorname{Re} Y_{вих_0})^2 + (\operatorname{Im} Y_{вих_1} - \operatorname{Im} Y_{вих_0})^2}\,. \quad (3.53)$$

В результаті зроблених вимірювань і обчислень ми одержали параметри двох імітансних окружностей по входу досліджуваного активного чотириполюсника $ImY_{вх0}$, $ReY_{вх0}$, $\rho_{вх}$ і $\rho'_{вх}$, та імітансної окружності по виходу $ReY_{вих0}$, $ImY_{вих0}$ та $\rho_{вих}$. Також ми задалися активною складовою навантаження $ReY_н$. Отримані результати достатні для знаходження за формулами системи (3.35) параметрів Y_{11} і Y_{22}:

$$\operatorname{Re} Y_{22} = \frac{\rho'_{вх} \operatorname{Re} Y_н}{(\rho_{вх} - \rho'_{вх})}, \quad (3.54)$$

$$\mathrm{Re}Y'' = \frac{\rho_{вх}\,\mathrm{Re}Y_{22}}{\rho_{вих}}, \tag{3.55}$$

$$\mathrm{Im}Y_{11} = \mathrm{Im}Y_{вх_0} + \sqrt{\rho_{вх}^2 - \mathrm{Re}^2\,(Y_{11} - Y_{вх_0})}, \tag{3.56}$$

$$\mathrm{Im}Y_{22} = \mathrm{Im}Y_{вих_0} + \frac{\sqrt{\rho_{вх}^2 - \mathrm{Re}^2\,(Y_{11} - Y_{вх_0})}\cdot\rho_{вих}}{\rho_{вх}}. \tag{3.57}$$

На другому етапі відбувається визначення взаємних параметрів Y_{12} та Y_{21} [35, 36]. Визначення цих параметрів зводиться до визначення вхідних і вихідних провідностей досліджуваного чотириполюсника з підключеним до його спільної шини комплексним регульованим опором [54], підібраним таким чином, щоб була відсутня передача по потужності в знов утвореному чотириполюснику ($Y'_{12}=0$ та $Y'_{21}=0$). Крім цього, необхідно визначити максимальний коефіцієнт передачі по потужності K_{mS}. Вимірювання відбуваються в такий спосіб. На вхід чотириполюсника ||Y|| подається сигнал від генератора Г (рис.3.9). До виходу чотириполюсника за допомогою ключа K_2 підключається вимірювач потужності ВП. Ключі K_3 і K_4 знаходяться в розімкнутому положенні. Комплексний опір Z знаходиться в нульовому положенні. Відбувається вимірювання потужності P_1 на виході чотириполюсника. Ключами K_1 і K_2 змінюємо місцями генератор Г та вимірювач потужності ВП, робимо вимірювання потужності на вході досліджуваного чотириполюсника P_2. По відомій формулі [49] знаходимо максимальний коефіцієнт передачі по потужності:

$$K_{mS} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}\ . \tag{3.58}$$

Далі переводимо вимірювальну установку в початкове положення і за допомогою зміни величини комплексного опору Z до деякої величини домагаємося нульового показання вимірювача потужності, що свідчить про виконання умови $Y'_{21}=0$. В цьому режимі замість вимірювача потужності підключаємо вимірювач провідності ВПр за допомогою ключа K_2 і вимірюємо вихідну провідність знов утвореного чотириполюсника $Y_{вих}$. Потім переключаємо генератор Г ключем K_2 на вихід чотириполюсника ||Y||, вхід якого з'єднуємо ключем K_1 із вимірювачем потужності ВП. Змінюючи величину комплексного опору Z, домагаємося нульових показань вимірювача потужності ВП, що свідчить про виконання умови $Y'_{12}=0$. Замість вимірювача

потужності ключем $К_1$ підключаємо на вхід чотириполюсника вимірювач провідності ВПр і в усталеному режимі нульової передачі по потужності робимо вимірювання вхідної провідності $Y_{вх}$. По отриманих результатах розраховуємо Y_{12} і Y_{21} [36]:

$$Y_{12} = \frac{Y_{вих}Y_{11} - Y_{вх}Y_{22}}{Y_{вх}K_{mS} - Y_{вих}}, \tag{3.59}$$

$$Y_{21} = \frac{Y_{вих}Y_{11} - Y_{вх}Y_{22}}{Y_{вх} - Y_{вих}/K_{mS}}, \tag{3.60}$$

де K_{mS} – максимальний коефіцієнт передачі по потужності;

Y_{11} і Y_{22} – параметри матриці провідності досліджуваного чотириполюсника;

$Y_{вх}$ і $Y_{вих}$ – вхідна і вихідна провідності знов утвореного чотириполюсника (за допомогою комплексного опору Z) у режимі нульової передачі по потужності.

Підводячи підсумок, можна сказати, що в процесі вимірювань немає необхідності здійснювати закорочування вхідних і вихідних клем чотириполюсника (зокрема - транзистора), а це забезпечує стійкість вимірювальної установки в широкому діапазоні частот. На відміну від вимірювання S-параметрів матриці розсіювання, відсутня необхідність робити фазові вимірювання сигналу, який проходить через чотириполюсник [2, 25, 52], що спрощує процес вимірювань і зменшує похибку, яка виникає за рахунок неузгодженості вхідної і вихідної провідності з провідністю вимірювального тракту.

3.4. Оцінка методичної похибки визначення W12- і W21- параметрів

З розрахункових формул (3.59) і (3.60) видно, що методична похибка визначення W_{12}- та W_{21}- параметрів залежить від похибки вимірювання повних провідностей. З урахуванням цього запишемо вихідну формулу для визначення методичної похибки [60]:

$$\Delta W_{ij} = \sqrt{\left(\frac{\partial W_{ij}}{\partial Y_{вх}}\right)^2 \cdot \sigma_Y^2 + \left(\frac{\partial W_{ij}}{\partial Y_{вих}}\right)^2 \cdot \sigma_Y^2}\,, \qquad (3.61)$$

де σ_Y – похибка вимірювання повних провідностей.

Продиференціювавши вирази (3.59) і (3.60), одержимо:

$$\Delta W_{12} = \frac{s_Y}{\left(Y_{вх}K_{mS} - Y_{вих}\right)^2}\sqrt{\left(Y_{вих}Y_{11} - Y_{вх}Y_{22}\right)^2 + \left(Y_{11}^2 + Y_{22}^2\right)\left(Y_{вх}K_{mS} - Y_{вих}\right)^2}\,, \quad (3.62)$$

$$\Delta W_{21} = \frac{s_Y}{\left(Y_{вх} - Y_{вих}/K_{mS}\right)^2}\sqrt{\left(Y_{вих}Y_{11} - Y_{вх}Y_{22}\right)^2 + \left(Y_{11}^2 + Y_{22}^2\right)\left(Y_{вх} - Y_{вих}/K_{mS}\right)^2}\,. \quad (3.63)$$

Оцінка похибки вимірювань проводилася на частоті 1ГГц шляхом вимірювання W-параметрів транзисторів типу КТ3115 із використанням вимірювальної лінії типу Р1-3 і вимірювача потужності М4-1. Методичні значення похибки склали ΔReY_{12}=4.7%, ΔImY_{12}=2.4%, ΔReY_{21}=3.1%, ΔImY_{21}=4.5%.

Висновки до 3-го розділу

В результаті проведених досліджень розроблено нову методику визначення повної системи стандартних W-параметрів еквівалентного чотириполюсника для НВЧ діапазону. При розробці даної методики використаний найбільш перспективний підхід до здійснення вимірювань чотириполюсникових параметрів досліджуваних приладів, потенційна нестабільність яких, при певних значеннях навантажень (звичайно невідомих), вносить додаткову похибку в результат вимірювань або робить вимірювання відомими методами неможливими:

– новий метод вимірювання імітансних W-параметрів чотириполюсників придатний як для низьких, так і для надвисоких частот;

– в основі методу лежать дві головні ідеї: метод «плаваючих навантажень» і метод нейтралізації, використання яких забезпечує стабільність

експериментальної установки і вимірювання повної системи W-параметрів будь-якого чотириполюсника;

– запропонований метод найбільш ефективний у діапазоні НВЧ, де так дотепер не вирішено проблему вимірювань S-параметрів потенційно нестійких чотириполюсників;

– стандартні W-параметри, що характеризують досліджуваний прилад як еквівалентний чотириполюсник, не можуть бути визначені в НВЧ діапазоні шляхом безпосередніх вимірювань. Тому отримані математичні вирази, які встановлюють взаємозв'язок між ними й імітансними параметрами активного чотириполюсника;

– процес визначення W-параметрів шляхом вимірювання імітансів значно спрощується при використанні кругових діаграм Вольперта-Сміта, що виражають залежність зміни вхідного або вихідного імітансів чотириполюсника на комплексній площині від довільної, не контрольованого по величині, зміни реактивної складової імітанса навантаження при різних величинах активної складової, які представляють собою сімейство окружностей, радіуси яких зменшуються при збільшенні активної складової імітанса навантаження;

– для реалізації методу розроблений новий вимірювальний комплекс, до складу якого, крім стандартних компонентів, було включено нестандартні елементи, що дозволяють імітувати активні і реактивні імпеданси;

– у главі виведені вирази для визначення методичної похибки даного методу, що не перевищує 5%.

РОЗДІЛ 4. ОЦІНКА АДЕКВАТНОСТІ ЗАПРОПОНОВАНИХ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ W-ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ

У попередніх розділах розроблені нові методи і засоби визначення імітансних W-параметрів потенційно нестійких чотириполюсників, які забезпечують у діапазоні НВЧ стійкість вимірювань при прийнятній методичній похибці. З метою підтвердження запропонованих методів потрібно зробити порівняння результатів експериментальних досліджень із використанням запропонованих методів і засобів вимірювання W-параметрів реальних потенційно нестійких чотириполюсників. В якості таких чотириполюсників пропонується використати біполярні й уніполярні транзистори, які, як показано в [44], володіють у широкому діапазоні частот потенційною нестійкістю. В главі проводиться розробка математичних моделей W-параметрів таких структур і оцінка їх параметрів у частотному діапазоні.

4.1 Обґрунтування еквівалентної схеми біполярного транзистора

Активний чотириполюсник є моделлю транзистора. Його W-параметри можна визначити або експериментальним шляхом – для конкретних умов, або розрахунковим – за допомогою фізичної схеми заміщення транзистора. Розрахунковий шлях у більшості випадків більш прийнятний, оскільки дозволяє одержати аналітично вирази для чотириполюсника, що важливо при аналізі впливу різноманітних чинників на характеристики досліджуваної схеми.

Фізичні схеми заміщення біполярного транзистора одержують на основі розгляду процесів переносу зарядів у транзисторі. Опис їх можна знайти у багатьох працях [58, 59, 60]. У залежності від способу побудови так званої теоретичної моделі транзистора, яка відображає процеси дрейфу і дифузії носіїв у базі, розрізняють П- і Т-подібні схеми. П-подібна схема була запропонована

Джиаколето для бездрейфових транзисторів, а пізніше обґрунтована і для дрейфових. Перевага її полягає у відомій простоті при достатньо гарному моделюванні властивостей транзистора в дуже широкому діапазоні частот [29]. Внутрішні елементи схеми моделюють процеси накопичення, рекомбінації і переносу носіїв заряду через ділянку бази. Включення зовнішніх елементів до еквівалентної схему пояснюється конструкцією транзисторів.

Інерційні властивості транзистора виявляються вже на порівняно низьких частотах і їх необхідно враховувати практично в усьому робочому діапазоні транзистора. Теоретична модель справедлива до частот $f \leq 2f_т$ (де $f_т$ – гранична частота) [27, 29]. На більш високих частотах необхідно враховувати паразитні реактивні параметри реальних транзисторів, у першу чергу, індуктивності виводів.

Фізично Т-подібна еквівалентна схема заміщення транзистора у спрощеному варіанті була запропонована Прітчардом [26]. Вона має декілька різновидів, що відрізняються конфігурацією кола, що складається з опору матеріалу бази і ємності колекторного переходу. Якщо уважно розглянути і зіставити Т- і П-подібні схеми заміщення транзистора, то можна помітити, що вони відрізняються лише конфігурацією їхньої внутрішньої частини - теоретичної моделі. На високих частотах П- і Т- подібні схеми не є точними взаємними еквівалентами. Це пов'язано з наближенням, яке використовується при переході від однієї схеми до іншої. Проте частотні характеристики схем дуже близькі. Кожна з них моделює процеси в транзисторі приблизно з однаковою точністю, і в цьому сенсі вони рівноцінні.

Для аналізу параметрів біполярного транзистора як активного чотириполюсника скористаємося еквівалентною Т-подібною схемою заміщення. З огляду на те, що розміри сучасних НВЧ транзисторних структур не перевищують 0,01 мінімальної довжини хвиль аж до частот у декілька гігагерц, внутрішня структура НВЧ транзистора може бути представлена схемою, яка складається із зосереджених елементів. Існує велика кількість

таких еквівалентних схем різного ступеня точності [26]. Проте, як показує практика, уточнення еквівалентної схеми не забезпечує істотного підвищення точності розрахунків, через низьку точність визначення параметрів її елементів. Крім того, розрахункові формули, одержувані на підставі складної схеми, є громіздкими, утрудняють розрахунки і не мають наочності. Доводиться вводити певні допущення для спрощення формул, що також веде до зниження точності розрахунків. У зв'язку з цим, доцільно вибирати відносно просту фізичну еквівалентну схему транзистора, параметри якої при необхідності можна узгодити з більш точними експериментальними характеристиками, тобто так змінити параметри еквівалентної схеми, щоб її вихідні електричні параметри (наприклад, Y-параметри) відповідали експериментальним. З урахуванням сказаного скористаємося Т-подібною еквівалентною схемою Прітчарда (рис. 4.1), доповненою реактивними елементами корпуса та виводів транзистора [20]. На цій схемі: h_{21} – коефіцієнт передачі транзистора по струму, виміряний у схемі зі спільною базою; $C_{к1}$ і $C_{к2}$ – активна і пасивна ємності колекторного переходу; C_e і r_e – бар'єрна ємність і диференціальний опір емітерного переходу; L_e, $L_б$, $L_к$ – індуктивності емітерного, базового і колекторного виводів; C_1, C_2, C_3 – ємності між базовим, емітерним і колекторними виводами і корпусом (землею).

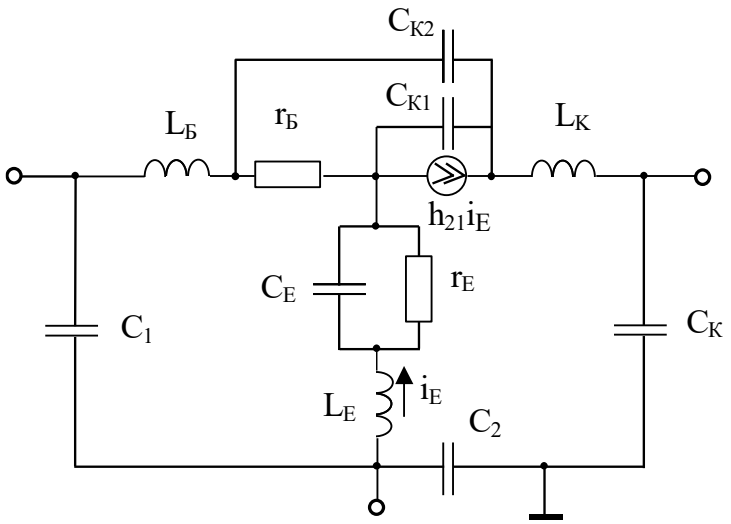


Рисунок 4.1 - Т-подібна еквівалентна схема біполярного транзистора.

Методику визначення параметрів цієї схеми наведено в роботах [26, 84, 29].

4.2. Розрахунок параметрів імітансної окружності чотириполюсника на біполярному транзисторі

Для проведення чисельного експерименту по визначенню нестандартної системи параметрів чотириполюсника (2.1), необхідно вивести розрахункові формули і послідовності визначення елементів нестандартної системи. Скористаємося еквівалентною схемою біполярного транзистора і розглянемо випадок включення транзистора в схему зі спільним колектором (рис. 4.2), яка є потенційно нестійкою до максимальної частоти генерації транзистора f_{max} [14].

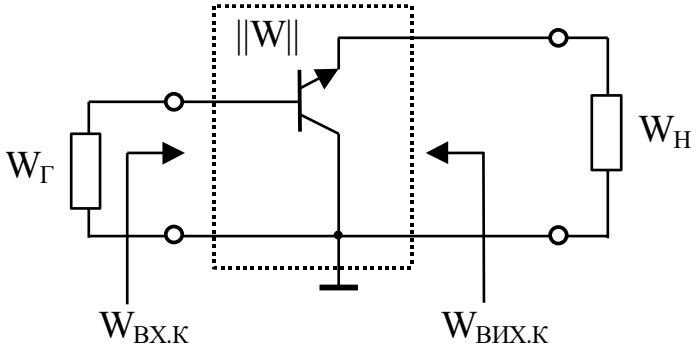


Рисунок 4.2 - Схема чотириполюсника на біполярному транзисторі зі спільним колектором.

Розглянемо еквівалентну схему при включенні зі спільним колектором. Значення реактивних елементів виводів і корпуса C_1, C_2, C_3, $L_е$, $L_б$, $L_к$ залежать від конструктивного виконання транзистора і способу його монтажу в схемі. Тому доцільно вважати їх зовнішніми стосовно чотириполюсника і привести до імітансів генератора $W_г$ і навантаження $W_н$.

Значний вплив на параметри чотириполюсника має індуктивність спільного виводу. Проте, для спрощення аналізу на першому етапі нею можна зневажити. З огляду на зроблені допущення, еквівалентна схема (рис. 4.1) прийме вигляд, зображений на рис. 4.3.

На рисунку 4.3 параметри еквівалентної схеми:

$$z_A = \frac{1}{j\omega C_{к1}},\ z_П = \frac{1}{j\omega C_{к2}},\ z_E = \frac{r_E}{1 + j\omega r_E C_E}.$$

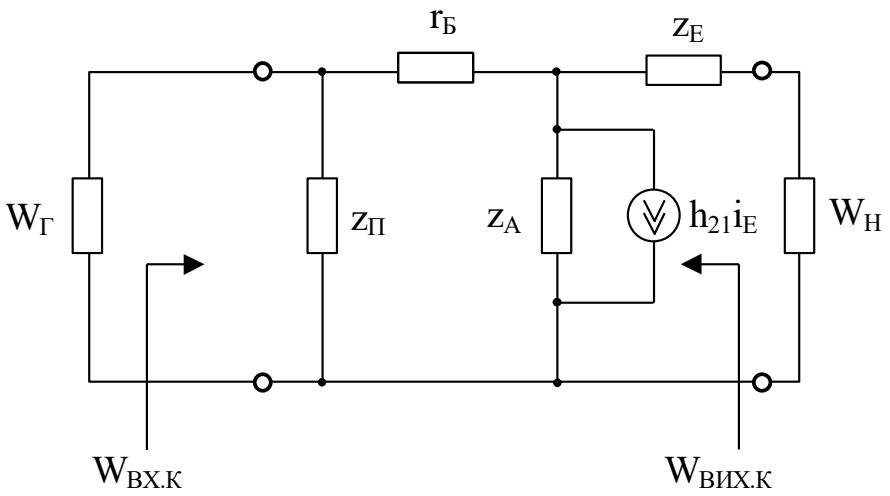


Рисунок 4.3 - Перетворена еквівалентна схема біполярного транзистора зі спільним колектором.

Запишемо матрицю провідності для цієї схеми [84]:

$$|Y_к| = \begin{vmatrix} Y_{11к} & Y_{12к} \\ Y_{21к} & Y_{22к} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (z_П + r_Б)/z_П \cdot r_Б & -1/r_Б \\ -1/r_Б(1-h_{21}) & (z_П + r_Б)/z_П \cdot r_Б(1-h_{21}) \end{vmatrix}. \quad (4.1)$$

Підставивши у вирази для вхідної і вихідної провідності [84, 99] вирази для елементів матриці (4.1), після нескладних математичних перетворень, знайдемо вирази для дійсних і уявних складових вхідної і вихідної провідності чотириполюсника:

$$\mathrm{Re}\, Y_{вх.к} = \frac{1}{r_Б} - \frac{B_н W_m^2 + 1 - W_m^2 Q_н}{(B_н^2 W_m^2 + (1 - W_m^2 Q_н)^2) r_Б}, \quad (4.2)$$

$$I_m Y_{вх.к} = \omega_m \Omega_m C_{к2} + \frac{(B_н - 1 + \Omega_m^2 Q_н)\Omega_m}{(B_н^2 Q_н^2 + (1 - \Omega_m^2 Q_н)^2) r_Б}, \quad (4.3)$$

$$\mathrm{Re}\, Y_{вих.к} = \frac{1}{r_Б} - \frac{\Omega_m^2 Q_г - (1 - I_г^2 \Omega_m^2) Q_m}{(Q_г^2 \Omega_m^2 + (1 - I_г^2 \Omega_m^2)^2)(1 + B_г) r_Б}, \qquad (4.4)$$

$$I_m Y_{вих.к} = \omega_m \Omega_m C_{к1} - \frac{1}{\Omega_m r_Б}\left(1 + \frac{(1 - I_г^2 \Omega_m^2 + Q_г) Q_г \Omega_m^2}{(\Omega_m^2 Q_m^2 + (1 - I_г^2 \Omega_m^2)^2)(1 + B_r)}\right), \qquad (4.5)$$

де $B_н = 1 + r_Б(\varpi_m C_{к1} + ReY_н)$; $Q_н = \varpi_m r_Б (C_н + C_{к1})$;

$B_г = r_Б ReY_г$; $I_г = \varpi_т^2 C_{к2} L_г$; $Q_г = \varpi_m L_г (1 + B_г) / r_Б$;

$\varpi_т$ – гранична частота транзистора.

З урахуванням елементів матриці (4.1), максимально досяжний коефіцієнт передачі потужності на межі стійкості [34]:

$$K_{mS} = \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_m^2}}{\omega}. \qquad (4.6)$$

Аналогічним чином одержуємо вирази для вхідної і вихідної провідності для схем включення транзистора зі спільною базою та спільним емітером. Для цього використовуємо формули перетворення [23] і вже відому матрицю провідності $|Y_к|$ (4.1). Отримані вирази зведені в таблицю 4.1. Потім робимо розрахунок значень для вхідної і вихідної провідності чотириполюсника на біполярному транзисторі і, за допомогою рівнянь імітансної окружності, визначаємо параметри $\rho_{вх}$, $\rho_{вих}$, і $W_{вх}$, $W_{вих}$ [34].

Знайдених параметрів цілком достатньо для чисельного визначення нестандартної системи параметрів чотириполюсника (2.1) по виразах (2.7).

Результати розрахунків і експериментальних значень, отриманих із використанням методики, розробленої в главі 2, подані на рис. 4.6.

Як видно з порівняння отриманих теоретичних і експериментальних результатів у діапазоні частот 0,1–3 ГГц розбіжність результатів не перевищує 15%, що підтверджує адекватність розробленої методики.

4.3. Обґрунтування еквівалентної схеми польового транзистора

Моделі польових транзисторів, які використовуються в мікроелектроніці, побудовані на основі урахування залежності дрейфової швидкості носіїв заряду від напруженості електричного поля в каналі і переважно відрізняються тільки формою апроксимації цієї залежності, тому модель будується при наступних припущеннях [32]:

– одномірному розподілі концентрації носіїв заряду по товщині каналу;

– різким переходом між областю повного збідніння і провідною частиною каналу;

– дифузійний струм набагато менше в порівнянні з дрейфовим струмом головних носіїв.

Сучасні GaAs-транзистори є приладами n-типу провідності працюючими в режимі збідніння [40, 43]. Фізичні ефекти в їхній структурі можуть бути описані системою диференціальних рівнянь, що включають рівняння безперервності і рівняння Пуасона [40, 61]. Характеристики вихідного матеріалу, електрофізичні параметри і концентрація домішок безпосередньо входять у ці рівняння в якості параметрів. Геометричні розміри і конфігурації різних областей, у тому числі омічних контактів, враховуються граничними умовами. Безпосередній розв’язок такої системи рівнянь у частинних похідних пов’язаний зі значними труднощами і потребує великих витрат машинного часу. У зв’язку з цим, у якості моделей транзисторів широко використовують їх фізичні еквівалентні схеми, які включають кероване джерело струму S $U_{ЗВ}$ і зосереджені R, L, C елементи, що відбивають електричні процеси в досліджуваній структурі.

Для розрахунку динамічних характеристик транзистора використовують наближені еквівалентні схеми із зосередженими параметрами не залежними від частоти. Як показали дослідження різноманітних авторів, використання таких моделей із достатньою для інженерних розрахунків точністю дозволяє одержувати характеристики реальних структур у широкому діапазоні частот. Конфігурація і

число елементів еквівалентної схеми звичайно вибирається виходячи з вимог одержання необхідної точності.

Для аналізу польового транзистора як активного чотириполюсника використовується еквівалентна схема польового транзистора із затвором Шоткі, яка дістала найбільше поширення в діапазоні НВЧ [32]. На цій схемі (рис. 4.4) S – крутість транзистора; G – диференціальна вихідна провідність транзистора; $C_{СЗ}$ і $C_{ВЗ}$ – ємності стік-затвор і виток-затвор; R_i – диференціальний опір неперекритої частини каналу між витоком і затвором транзистора; $R_В$ і $R_С$ – диференціальний опір епітаксіального прошарку відповідно між затвором і витоком та між затвором і стоком, які не контролюються напругою затвора, включаючи опір омічних контактів витоку і стоку; $R_З$ – опір металізації затвора; $R_{к.п}$ і $C_{к.п}$ – опір розтікання і ємність області просторового заряду контактних площадок затвора; $C_{СВ}$ – ємність стік-витік через високоомну площадку; $L_{З1}$, $L_{С1}$, $L_{В1}$ – внутрикорпусні індуктивності виводів кристалу; $L_{З2}$, $L_{С2}$, $L_{В2}$ – індуктивності виводів поза корпусом транзистора; $C_З$, $C_С$, $C_В$ – ємності між виводами і корпусом транзистора.

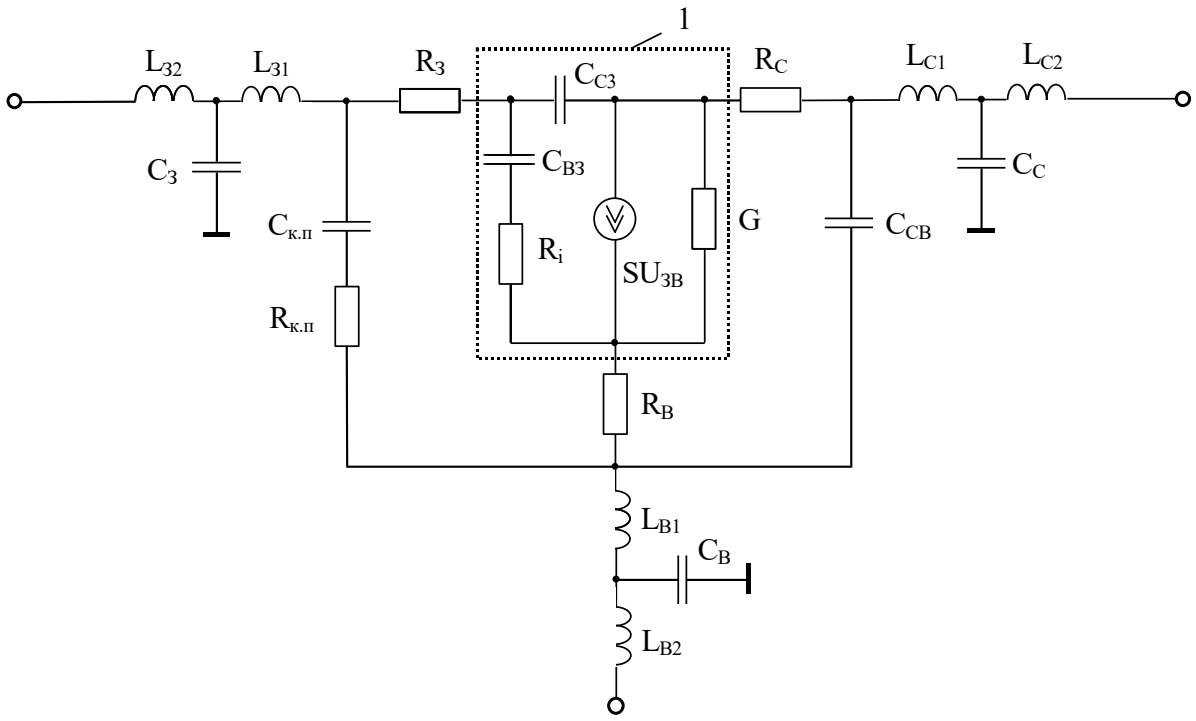


Рисунок 4.4 - Еквівалентна схема польового транзистора із спільним затвором.

Потенційні можливості польового транзистора визначаються активною областю 1 його кристала, яка характеризується елементами $C_{ВЗ}$, $C_{СЗ}$, R_i, G та $SU_{ЗВ}$ еквівалентної схеми. Інші елементи цієї схеми погіршують більшість параметрів польового транзистора і визначаються його конструктивними особливостями. Тому для спрощення аналізу активного чотириполюсника на польовому транзисторі знехтуємо впливом елементів R , $L_{С1}$, $L_{С2}$, $C_{к.п}$ та $R_{к.п}$. Інші елементи пасивної частини кристала і виводів транзистора доцільно вважати зовнішніми стосовно чотириполюсника і привести до вхідного $W_г$ і вихідного $W_н$ імітансів.

Для спрощення аналізу і розрахунку вхідної і вихідної провідності чотириполюсника приймемо деякі допущення і введемо позначення:

$$\Omega_S = \frac{\omega}{\omega_S}, \quad \omega_S = \frac{1}{R_i C_{ВЗ}}, \quad \xi_З = \frac{C_{ВЗ}}{C_{СЗ}},$$

де ω_S – гранична частота по крутості польового транзистора.

Використовуючи односмугову апроксимацію для крутості польового транзистора $S=S/(1+j\Omega_S)$ [14] і з огляду на зроблені допущення і позначення, запишемо залежність між струмами $I_с$, $I_в$, $I_з$ і напругами $U_с$, $U_в$, $U_з$ у виді невизначеної матриці провідності кристала польового транзистора [33]:

$$|Y| = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} \frac{\Omega_S^2}{Ri(1+\Omega_S^2)} + \frac{\Omega_S}{Ri(1+\Omega_S^2)} + j\frac{\Omega_S\,\xi_S}{Ri} & -j\frac{\Omega_S\,\xi_S}{Ri} & \frac{\Omega_S^2 - j\Omega_S}{Ri(1+\Omega_S^2)} \\ \frac{S_0(1-j\Omega_S)}{1+\Omega_S^2} - j\frac{\Omega_S(1-S_0R_i)}{Ri} & G + j\frac{\Omega_S\,\xi_S}{Ri} & -G - \frac{S_0(1-j\Omega_S)}{1+\Omega_S^2} \\ -\frac{\Omega_S^2 + RiS_0 - j\Omega_S(1-S_0R_i)}{Ri(1+\Omega_S^2)} & -G & G + \frac{\Omega_S^2 + RiS_0 + j\Omega_S(1-S_0R_i)}{Ri(1+\Omega_S^2)} \end{vmatrix}, \quad (4.7)$$

яка забезпечує розрахунок як стандартної, так і нестандартної системи W-параметрів чотириполюсника.

4.4. Розрахунок параметрів активного чотириполюсника на польовому транзисторі.

Розглянемо активний чотириполюсник на польовому транзисторі в конкретній схемі зі спільним стоком (рис. 4.5), яка володіє потенційною нестійкістю до частоти f_{max}.

На підставі невизначеної матриці (4.7) і з урахуванням зроблених спрощень, матрицю провідності для польового транзистора, включеного за схемою зі спільним стоком, запишемо у виді:

$$|Yc|=\begin{vmatrix} \dfrac{\Omega_S(\Omega_S+j)}{Ri} & -\dfrac{\Omega_S(\Omega_S+j)}{Ri} \\ -\dfrac{\Omega_S^2+S_0Ri+j\Omega_S(1-S_0Ri)}{Ri} & \dfrac{\Omega_S^2+S_0Ri+j\Omega_S(1-S_0Ri)}{Ri} \end{vmatrix}. \qquad (4.8)$$

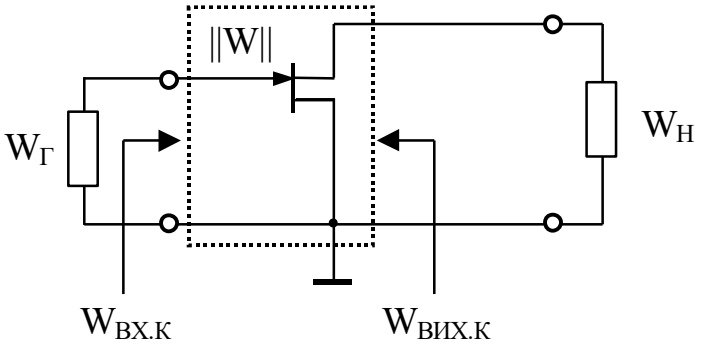


Рисунок 4.5 - Активний чотириполюсник на польовому транзисторі, включеному за схемою зі спільним стоком.

Знайдемо значення для вхідної $Y_{вх.з}$ та вихідної $Y_{вих.з}$ провідностей. Для цього скористаємося відомими формулами залежності вхідного і вихідного імітанса від імітанса навантаження $W_н$ і генератора $W_г$.

$$W_{BX}=(\Delta W+W_{11}W_H)/(W_{22}+W_H), \qquad (4.9)$$

$$W_{ВИХ}=(\Delta W+W_{22}W_Г)/(W_{11}+W_Г), \qquad (4.10)$$

де $\Delta W = W_{11}W_{22} - W_{12}W_{21}$.

Підставивши в ці формули елементи матриці (4.8), після перетворень знайдемо вирази для уявних, $ImY_{вх.с}$ і $ImY_{вих.с}$, та дійсних, $ReY_{вх.с}$ і $ReY_{вих.с}$, складових вхідної і вихідної провідностей. Аналогічним чином, використовуючи невизначену матрицю (4.7), одержуємо вирази для вхідної і вихідної провідності чотириполюсників на базі польових транзисторів, включених по схемах зі спільним каналом і затвором. Отримані результати зведені в таблиці 4.1.

Методика визначення параметрів еквівалентної схеми польового транзистора обгрунтована в роботах і при проведенні чисельного експерименту виміряна і наведена в табл. 4.2.

Використовуючи методику чисельного визначення нестандартної системи параметрів, проведений чисельний експеримент на базі польового транзистора 3П321 на частоті 0,1-3 ГГц, результати якого, разом із теоретичними даними, приведені на рис.4.6.

Таблиця 4.1 - Математична модель чотириполюсника на польовому і біполярному транзисторі

Найменування Параметра	Розрахункова формула	Номер формули
1	2	3
Схема зі спільним колектором		
Дійсна складова провідності входу		(1)
Уявна складова провідності входу	$\mathrm{Im}Y_{BX}^{к} = \frac{(B_н - 1 + \Omega_m^2 Q_н)Q_m}{B_н^2 \Omega_m^2 r_Б + (1 - \Omega_m^2 Q_н)^2 r_Б} + \omega_m \Omega_m C_{K2}$	(2)

Найменування Параметра	Розрахункова формула	Номер формули
Дійсна складова провідності виходу	$\mathrm{Re}\, Y^{к}_{ВИХ} = \frac{1}{r_{Б}} - \frac{Q_{г}\Omega_m^2 - (1 - I_{г}^2\Omega_m^2)Q_{г}}{(Q_{г}^2\Omega_m^2 + (1 - I_{г}^2\Omega_m^2)^2)(1 + B_{г})r_{Б}}$	(3)
Уявна складова провідності виходу	$\mathrm{Im}\, Y^{к}_{ВИХ} = \omega_m \Omega_m C_{К1} - \frac{1}{\Omega_m r_{Б}}\left(1 + \frac{(1 - I_{г}^2\Omega_m^2 + Q_{г})Q_{г}\Omega_m^2}{\Omega_m^2 Q_m^2 + (1 - I_{г}^2\Omega_m^2)^2(1 + B_{г})}\right)$	(4)
Максимально досяжний коефіцієнт стійкої передачі по пот ужності	$K^{K}_{mS} = \frac{(\omega^2 + \omega_m^2)^{1/2}}{\omega}$	(5)
Схема зі спільною базою		
Дійсна складова провідності входу	$\mathrm{Re}\, Y^{б}_{ВХ} = \frac{\omega_m C_{К1}}{Q_{к}}\left(1 + \frac{Д_{н}(1 - \Omega_m^2 Д_{н}\xi_{к}) - \Omega_m^2 Д_{н}}{(1 + \Omega_m^2 Д_{н}\xi_{к})^2 + \Omega_m^2 Д_{н}}\right)$	(6)
Уявна складова провідності входу	$\mathrm{Im}\, Y^{б}_{ВХ} = -\frac{\omega_m C_{К1}}{Q_{к}}\left(\frac{1}{\Omega_m} - \frac{Д_{н}\Omega_m(1 - \Omega_m^2 Д_{н}\xi_{к}) - \Omega_m^2 Д_{н}}{(1 + \Omega_m^2 Д_{н}\xi_{к})^2 + \Omega_m^2 Д_{н}}\right)$	(7)
Дійсна складова провідності виходу	$\mathrm{Re}\, Y^{б}_{ВИХ} = \frac{1}{\omega_m C_{К!}} - \frac{(1 + \Omega_m^2 A_{г}) + \Omega_m^2(1 + B_{г})}{((1 - \Omega_m^2 A_{г})^2 + \Omega_m^2(1 + B_{г})^2)\omega_m C_{К!}}$	(8)
Уявна складова провідності виходу	$\mathrm{Im}\, Y^{б}_{ВИХ} = \frac{\Omega_m}{\omega_m C_{К1}}\left(\xi_{к} - \frac{\Omega_m^2 A_{г} + B_{г}}{(1 - \Omega_m^2 A_{г})^2 + \Omega_m^2(1 + B_{г})^2}\right)$	(9)
Максимально досяжний коефіцієнт стійкої передачі по потужності	$K^{б}_{mS} = \frac{1}{\omega_m C_{К1} r_{Б}}$	(10)

Найменування Параметра	Розрахункова формула	Номер формули
Схема зі спільним стоком		
Дійсна складова провідності входу	$\operatorname{Re} Y_{BX}^{c} = \frac{\Omega_S}{R_i}\left(1 - \frac{(2S_0R_i - 1)(S_0R_i + \Omega_S^2 + \operatorname{Re} Y_H) + (2\Omega_S^2 + S_0R_i)(1 - R_i / S_0 - \operatorname{Im} Y_H / \Omega_S)}{(S_0R_i + \Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_H) + (\Omega_S(1 - S_0R_i) + R_i \operatorname{Im} Y_H)^2}\right)$	(11)
Уявна складова провідності входу	$\operatorname{Im} Y_{BX}^{c} = \frac{\Omega_S}{R_i}\left(1 - \frac{(2\Omega_S^2 + S_0R_i)(S_0R_i + \Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_H) - \Omega_S^2(2S_0R_i - 1)(1 - R_i(S_0 - \operatorname{Im} Y_H / \Omega_S)}{(S_0R_i + \Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_H) + (\Omega_S(1 - S_0R_i) + R_i \operatorname{Im} Y_H)^2}\right)$	(12)
Дійсна складова провідності виходу	$\operatorname{Re} Y_{BИХ}^{c} = S_0 + \frac{1}{R_i}\left(\Omega_S^2 - \Omega_S \cdot \frac{\Omega_S^2(2S_0R_i - 1) + (\Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_2) + (2\Omega_S^2 + S_0R_i)(\Omega_S + R_i \operatorname{Im} Y_2)}{(\Omega_S + R_i \operatorname{Re} Y_2)^2 + (\Omega_S + R_i \operatorname{Im} Y_H)^2}\right)$	(13)
Уявна складова провідності виходу	$\operatorname{Im} Y_{BИХ}^{c} = \frac{\Omega_S}{R_i}\left(1 - S_0R_i - \frac{\Omega_S^2(1 - S_0R_i) + (\Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_2) + R_i \operatorname{Re} Y_2)(2\Omega_S^2 + S_0R_i) + \Omega_S^2 R_i \operatorname{Im} Y_2(1 - 2S_0R_i)}{(\Omega_S + R_i \operatorname{Im} Y_2)^2}\right)$	(14)
Максимально досяжний коефіцієнт стійкої передачі по потужності	$K_{mS}^{c} = S_0R_i / \Omega_S$	(15)
Схема зі спільним витоком		
Дійсна складова провідності входу	$\operatorname{Re} Y_{BX}^{в} = \frac{\Omega_S}{R_i}\left(1 + S_0\xi_З R_i \frac{R_i(G + \operatorname{Re} Y_H) + \xi_З + R_i^2(G + \operatorname{Re} Y_H)^2 + \Omega_S(\Omega_S\xi_З + R_i \operatorname{Im} Y_H)}{+ (\Omega_S\xi_З + R_i \operatorname{Im} Y_H)^2}\right)$	(16)

Найменування Параметра	Розрахункова формула	Номер формули
Уявна складова провідності входу	$\operatorname{Im} Y_{BX}^{в} = \frac{\Omega_S}{R_i}\left(1 + S_0 \xi_З R_i \frac{R_i(G + \operatorname{Re} Y_Н) - }{R_i^2 (G + \operatorname{Re} Y_Н)^2 + \frac{- \Omega_S(\Omega_S \xi_З + R_i \operatorname{Im} Y_Н)}{+ (\Omega_S \xi_З + R_i \operatorname{Im} Y_Н)^2}}\right)$	(17)
Дійсна складова провідності виходу	$\operatorname{Re} Y_{ВИХ}^{в} = G + \Omega_S \xi_З S_0 \frac{\Omega_S(1 + R_i \operatorname{Re} Y_С) + }{(\Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_С)^2 + \frac{+ R_i \operatorname{Im} Y_С}{+ (\Omega_S^2 + R_i \operatorname{Im} Y_С)^2}}\Bigg)$	(18)
Уявна складова провідності виходу	$\operatorname{Im} Y_{ВИХ}^{в} = \frac{\Omega_S \xi_З}{R_i}\left(1 + \frac{S_0 R_i^2 (\operatorname{Re} Y_С - \Omega_S \operatorname{Im} Y_С)}{(\Omega_S^2 + R_i \operatorname{Re} Y_С)^2 + (\Omega_S + R_i \operatorname{Im} Y_С)^2}\right)$	(19)
Максимально досяжний коефіцієнт стійкої передачі по потужності	$K_{mS}^{в} = \frac{S_0 R_i}{\Omega_S \xi_З}$	(20)
Схема зі спільним затвором		
Дійсна складова провідності входу	$\operatorname{Re} Y_{BX}^{З} = S_0 - \frac{R_i^2 S_0 G(G + \operatorname{Re} Y_Н) - \Omega_S S_0 (G R_i + \xi_П)}{R_i^2 (G + \operatorname{Re} Y_Н)^2 + \frac{\Omega_S(\xi_З + \xi_П) + R_i \operatorname{Im} Y_Н)}{+ \Omega_S(\xi_З + \xi_П) + R_i \operatorname{Im} Y_Н)^2}}$	(21)
Уявна складова провідності входу	$\operatorname{Im} Y_{eX}^{К} = \frac{\Omega_S(1 - S_0 R_i)}{R_i} + R_i S_0 \frac{\Omega_S(G R_i + \xi_\bullet) \times}{R_i^2 (G + \operatorname{Re} Y,)^2 + \frac{\times (G + \operatorname{Re} Y_Н) + G(\Omega_S(\xi_{К} + \xi_\bullet) + R_i \operatorname{Im} Y,)}{+ (\Omega_S(\xi_{К} + \xi_\bullet) + R_i \operatorname{Im} Y,)^2}}$	(22)
Дійсна складова провідності виходу	$\operatorname{Re} Y_{ВИХ}^{З} = G - \frac{1}{R_i}\left(\frac{R_i^2 S_0 G(S_0 + \operatorname{Re} Y_С) - }{R_i^2 (S_0 + \operatorname{Re} Y_С)^2 + \frac{- \Omega_S S_0 (G R_i + \xi_Н)(\Omega_S(1 - S_0 R_i) + R_i \operatorname{Im} Y_С)}{+ (\Omega_S(1 - S_0 R_i) + R \ \operatorname{Im} Y_С)}}\right)$	(23)

Найменування Параметра	Розрахункова формула	Номер формули
Уявна складова провідності виходу	$\operatorname{Im} Y_{вих} = \frac{\Omega_S(\xi_К + \xi_з)}{R_i} - S_0 R_i \frac{\Omega_S(GR_i + \xi_з)\times}{R_i^2(S_0 + \operatorname{Re} Y_з)^2 + \times(S_0 + \operatorname{Re} Y_з) - G(\Omega_S(1 - S_0 R_i) + R_i \operatorname{Im} Y_з)} + (\Omega_S(1 - S_0 R_i) + R_i \operatorname{Im} Y_з)^2$	(24)
Максимально досяжний коефіцієнт стійкої передачі по потужності	$K_{mS}^{з} = \frac{S_0}{G}$	(25)

Примітка. У таблиці 4.1 відповідні коефіцієнти та позначення визначаються зі співвідношень:

$$
\begin{aligned}
B_н &= 1 + r_Б(\omega_m C_{К1} + \operatorname{Re} Y_н),\\
B_г &= r_Б \operatorname{Re} Y_н,\\
Q_н &= \omega_m r_Б \left(C_н + C_{К1} \right),\\
I_г &= \omega_m^2 C_{К2} L_г,\\
Q_г &= \omega_m L_г (1 + B_г) / r_Б,\\
A_г &= \omega_m r_Б C_г,\\
Д_н &= \omega_m^2 C_{К1} L_н,\\
Q_к &= \omega_m r_Б C_{К1},\\
\xi_з &= \frac{C_{СЗ}}{C_{ВЗ}}.
\end{aligned}
$$

Таблиця 4.2 - Параметри фізичних моделей реальних багатоелектродних напівпровідникових структур

Біполярні багатоелектродні напівпровідникові структури						
Тип приладу		КТ3114	КТ3115	КТ3124	КТ640	КТ391
Параметр	Розмірність	Чисельне значення				
β_0	Од.	68	90	110	60	95
$r_Б$	Ом	13,5	10	6,5	3,1	9
$C_{К1}$	пФ	0,0075	0,0075	0,014	0,15	0,0075
$C_{К2}$	пФ	0,1	0,1	0,12	0,35	0,1550
$C_Е$	пФ	1,0	1,0	1,16	3,5	0,7
$L_Б$	нГн	0,41	1,49	0,74	0,3	1,49
$L_Е$	нГн	0,41	0,74	0,19	0,5	0,74
$L_К$	нГн	0,05	0,87	0,2	0,5	0,87
C_1	пФ	0,18	0,18	0,18	0,16	0,18
C_2	пФ	0,28	0,28	0,28	0,28	0,28
C_3	пФ	0,18	0,18	0,18	0,16	0,18
$f_т$	ГГц	6,2	6,7	6,9	3,95	6,4
Уніполярні багатоелектродні напівпровідникові структури						
Тип приладу		3П321-А	3П325-А	3П326-А2	А 646	3П253-А
Параметр	Розмірність	Чисельне значення				
S_0	$Ом^{-1}$	0,022	0,020	0,013	0,018	0,025
G	$Ом^{-1}$	0,0017	0,0025	0,0017	0,0010	0,0025
R_i	Ом	15	10	1,3	10	15

Продовження табл.4.2

Тип приладу		3П321-А	3П325-А	3П326-А2	А 646	3П253-А
Параметр	Розмірність	Чисельне значення				
$C_{ВЗ}$	пФ	0,27	0,3	0,21	0,5	0,35
$C_{СЗ}$	пФ	0,030	0,015	0,015	0,060	0,028
$C_{ВС}$	пФ	0,10	0,03	0	0	0,49
$R_З$	Ом	3,8	1,1	2,0	12,0	0,6
$R_В$	Ом	8,1	1,6	4,8	12,0	4,0
$R_С$	Ом	4,6	1,5	5,3	12,0	1,4
$C_З$	пФ	0,15	0,15	0,16	0,26	0,06
$C_В$	пФ	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
$C_С$	пФ	0,11	0,15	0,02	0,20	0,12
$L_{З1}$	нГн	0,42	0,04	0,60	0	0,12
$L_{З2}$	нГн	0,12	0,20	0	0,50	0,59
$L_{С1}$	нГн	0,36	0,40	1,00	0	0,08
$L_{С2}$	нГн	0,18	0,40	0	0,50	0,94
$L_{В1}$	нГн	0,2	0	0	0	0
$L_{В2}$	нГн	0,200	0,175	0,200	0,250	0,060
$R_{к.п}$	Ом	1	0	0	0	6
$C_{к.п}$	пФ	0,000	0,080	0,023	0	0,300

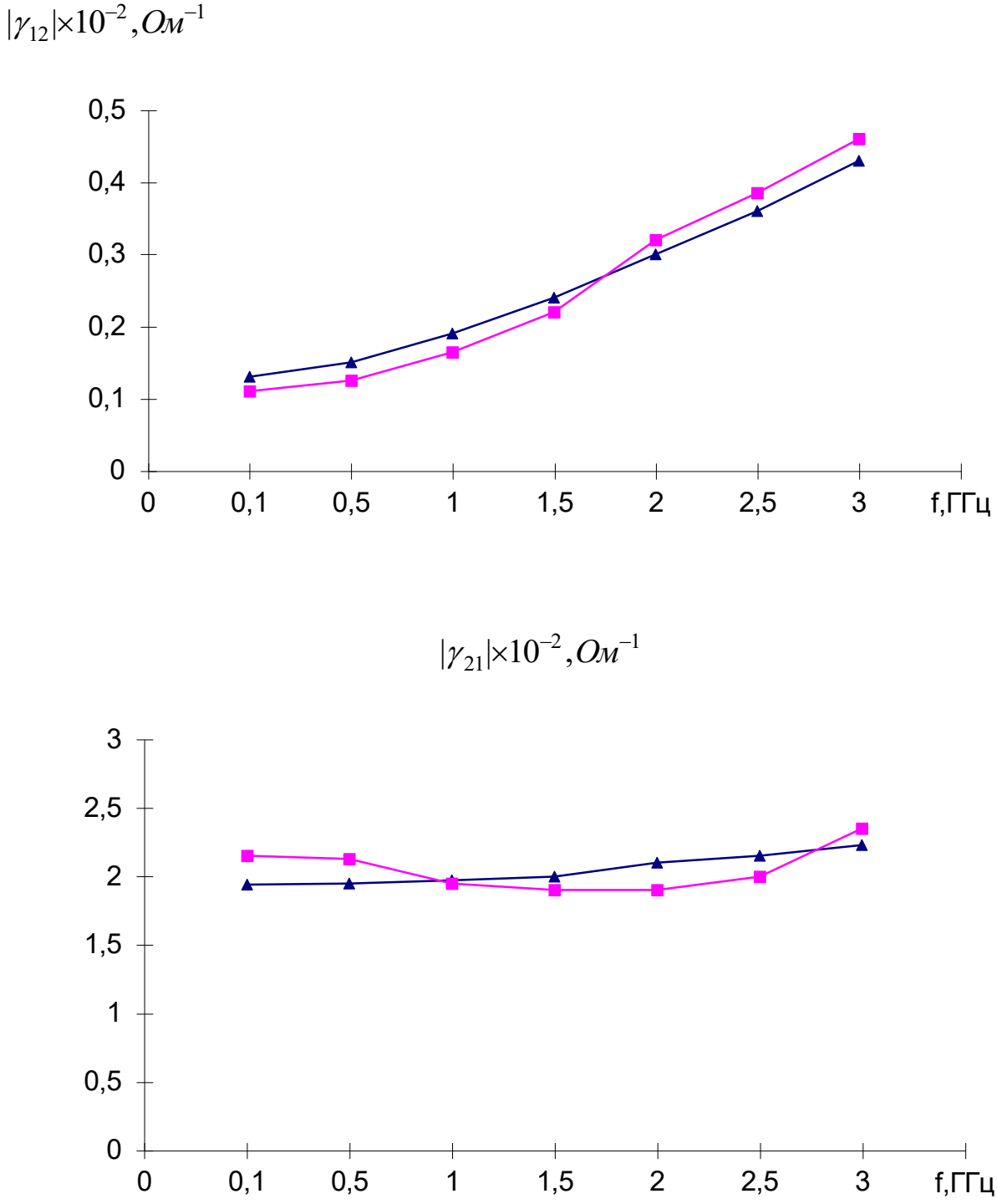
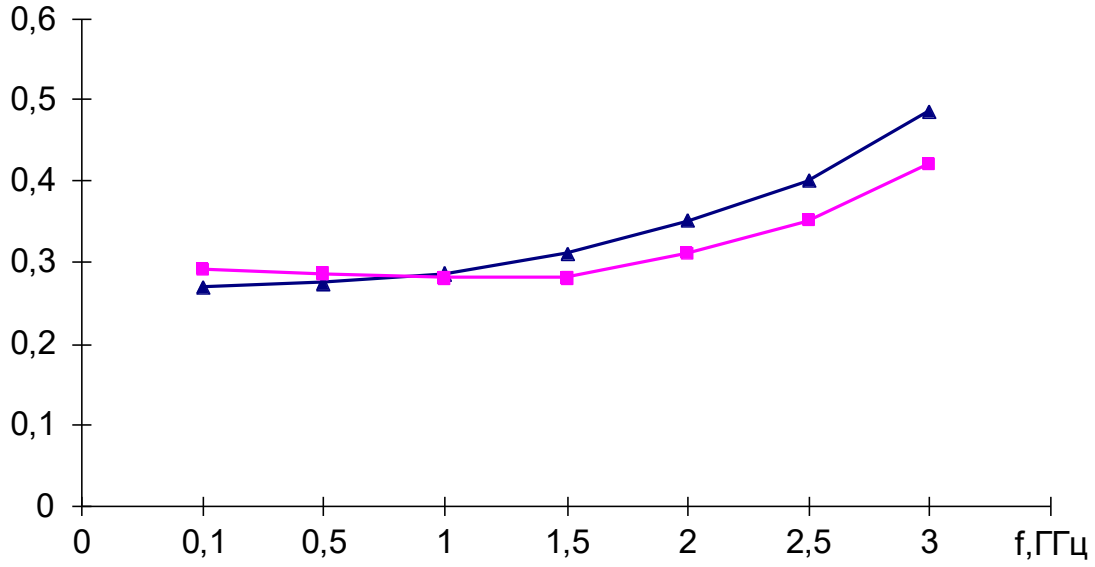


Рисунок 4.6 - Частотна залежність нестандартних W-параметрів польового транзистора 3П321, включеного за схемою зі спільним затвором:

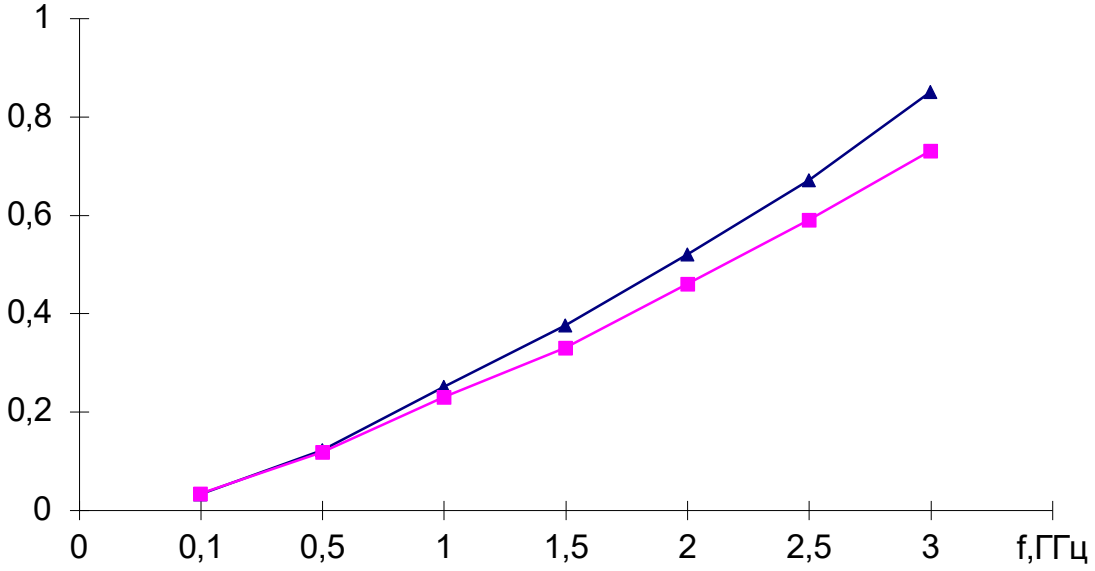
□ теоретичні дані

△ експериментальні дані.

$\mathrm{Re}(Y_{12}Y_{21}) \times 10^{-4}, Ом^{-2}$



$\mathrm{Im}(Y_{12}Y_{21}) \times 10^{-4}, Ом^{-2}$



Продовження рисунку - 4.6

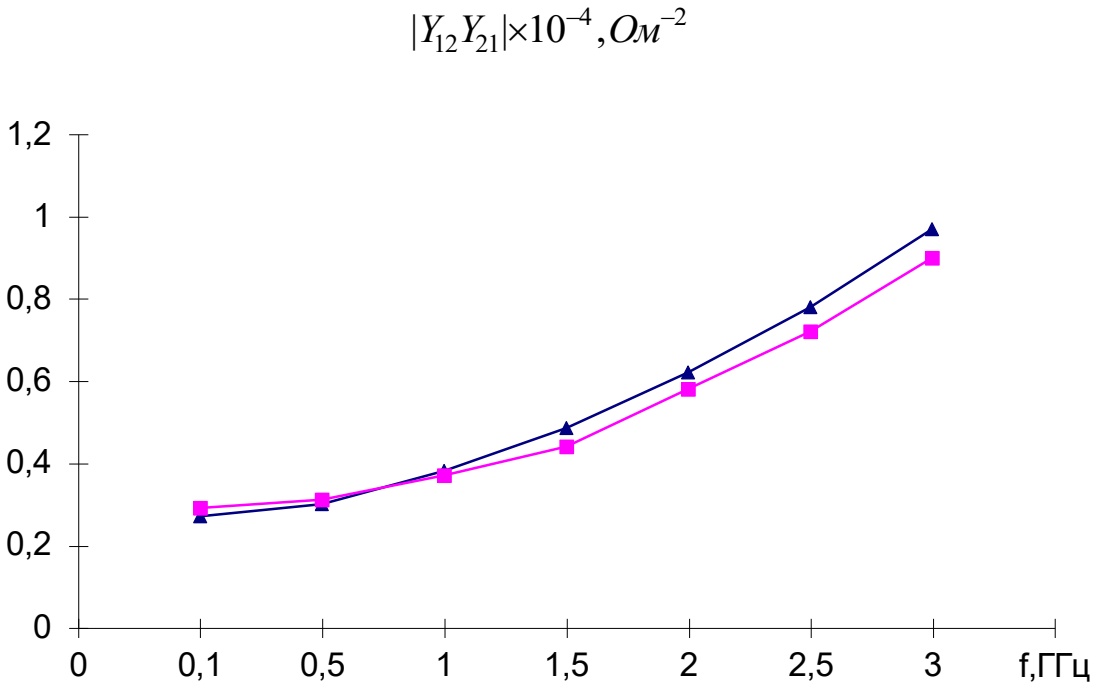


Рисунок 4.6 - Частотна залежність нестандартних W-параметрів польового транзистора 3П321, включеного за схемою зі спільним затвором:

□ – теоретичні дані

△ – експериментальні дані.

З порівняння отриманих результатів теоретичних і експериментальних досліджень очевидно, що розбіжність не перевищує 15%. Це доказує адекватність розробленої методики визначення нестандартних параметрів потенційно нестійких чотириполюсників.

4.5. Чисельний експеримент визначення стандартної системи W-параметрів

Для чисельного розрахунку стандартної системи W-параметрів скористаємося математичною моделлю біполярного і польового транзистора, що найбільш придатна для діапазону НВЧ, яка була обґрунтована в попередній главі.

4.5.1. Чисельний розрахунок власних параметрів чотириполюсника

Власні параметри чотириполюсника 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 $\mathrm{Im}Y_н$ і уявної складової провідності генератора $\mathrm{Im}Y_г$.

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

$$\begin{cases} \left(R_1 - \mathrm{Re}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 + \left(x_1 - \mathrm{Im}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 = \rho_{вх}^2\left(\rho_{вих}^2\right), \\ \left(R_2 - \mathrm{Re}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 + \left(x_2 - \mathrm{Im}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 = \rho_{вх}^2\left(\rho_{вих}^2\right), \\ \left(R_3 - \mathrm{Re}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 + \left(x_3 - \mathrm{Im}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 = \rho_{вх}^2\left(\rho_{вих}^2\right), \end{cases} \tag{4.11}$$

де R_1, R_2, R_3 – дійсні складові провідності; X1, X2, X3 – уявні складові провідності; $Y_{0вх}$ ($Y_{0вих}$) – координати центру вхідної (вихідної) імітансної окружності; $\rho_{вх}$ ($\rho_{вих}$) – радіуси вхідної (вихідної) імітансної окружності.

Розв'язавши цю систему, знайдемо імітансні параметри окружності комплексної провідності входу (виходу) чотириполюсника:

$$\begin{cases} \mathrm{Re}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right) = \dfrac{\left(X_2^2 - X_1^2 + R_2^2 - R_1^2\right)\left(X_2 - X_3\right) - \left(X_2^2 - X_3^2 + R_2^2 - R_3^2\right)\left(X_2 - X_1\right)}{2\left[\left(R_3 - R_2\right)\left(X_2 - X_1\right) - \left(R_1 - R_2\right)\left(X_2 - X_3\right)\right]}, \\ \mathrm{Im}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right) = \dfrac{R_2^2 - X_1^2 + R_2^2 - R_1^2 - 2\,\mathrm{Re}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\left(R_2 - R_1\right)}{2\left(X_2 - X_1\right)}, \\ \rho_{вх}\left(\rho_{вих}\right) = \sqrt{\left(X - \mathrm{Im}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2 + \left(R - \mathrm{Re}\,Y_{0вх}\left(Y_{0вих}\right)\right)^2}. \end{cases} \tag{4.12}$$

Отриманих параметри цілком достатньо для знаходження власних (y_{11} і y_{22}) параметрів за вже відомими (2.7) виразами для розрахунку нестандартної системи параметрів.

4.5.2. Чисельний розрахунок взаємних параметрів чотириполюсника

Для чисельного розрахунку взаємних параметрів (y_{12} і y_{21}) скористаємося еквівалентною схемою чотириполюсника на транзисторі. Як приклад звернемося до еквівалентної схеми біполярного транзистора зі спільним колектором (рис. 4.3). Чисельне моделювання вимірювання взаємних параметрів зводиться до їхнього виразу через вхідні і вихідні провідності чотириполюсника, за умови нульової передачі по потужності ($K_{mS} = 0$), що у свою чергу виражаються через параметри еквівалентної схеми транзистора.

Для еквівалентної схеми (рис.4.3) матриця провідності буде мати вигляд [84]:

$$\left[y_к\right]=\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} (Z_П + r_Б)\big/(Z_П \cdot r_Б) & -1\big/r_Б \\ -1\big/r_Б(1-h_{21}) & (Z_П + r_Б)\big/(Z_П \cdot r_Б)(1-h_{21}) \end{bmatrix} \qquad (4.13)$$

де $Z_П = \dfrac{1}{j\omega C_{К2}}$; $r_Б$ – омічний опір бази; h_{21} – коефіцієнт передачі транзистора по струму, виміряний за схемою зі спільною базою.

Розглянемо випадок, коли в спільний вивід чотириполюсника (транзистора) включений змінний комплексний опір Z (рис. 4.7).

З урахуванням комплексного опору *Z*, матриця провідності чотириполюсника (4.13) прийме вид:

$$\left[Y_к\right]=\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{y_{11}+z\Delta y}{1+z\Sigma y} & \dfrac{y_{12}-z\Delta y}{1+z\Sigma y} \\ \dfrac{y_{21}-z\Delta y}{1+z\Sigma y} & \dfrac{y_{22}+z\Delta y}{1+z\Sigma y} \end{bmatrix}, \qquad (4.14)$$

де $\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{21}y_{12}$,

$\Sigma y = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$.

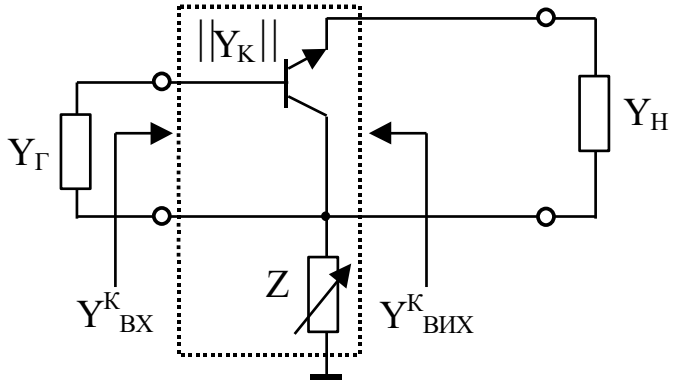


Рисунок 4.7 - Знов утворений чотириполюсник на біполярному транзисторі за схемою зі спільним колектором, доповнений комплексним опором Z.

Розглянемо випадок, коли передача по потужності відсутня ($K_{mS} = 0$), тобто $Y_{21} = 0$ та $Y_{12} = 0$ (у прямому й оберненому напрямку).

Цей режим буде виконуватися за умови:

$$\begin{cases} y_{21} - z_1 \Delta y = 0, \\ y_{12} - z_2 \Delta y = 0. \end{cases} \tag{4.15}$$

Знайдемо значення комплексних опорів Z_1 і Z_2, при яких виконуються умови (4.15):

$$\begin{cases} Z_1 = \dfrac{y_{21}}{\Delta y}, \\ Z_2 = \dfrac{y_{12}}{\Delta y}. \end{cases} \tag{4.16}$$

З іншого боку [30]:

$$Y_{BX}^{к} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{H}},$$
$$Y_{BИX}^{к} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_{Г}}, \qquad (4.17)$$

тобто, при виконанні умови (4.15):

$$Y_{BX}^{к} = Y_{11} \text{ та } Y_{BИX}^{к} = Y_{22}$$

Можна записати, що

$$Y_{BX}^{к} = Y_{11} = \frac{y_{11} + z_2 \Delta y}{1 + z_2 \Sigma y} \qquad (4.18)$$

$$Y_{BИX}^{к} = Y_{22} = \frac{y_{22} + z_1 \Delta y}{1 + z_1 \Sigma y} \qquad (4.19)$$

Розпишемо складові цих формул через параметри еквівалентної схеми транзистора:

$$\Delta y = \frac{2Z_{П} + r_{Б}}{Z_{П}^2 r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)}, \quad \Sigma y = \frac{1}{Z_{П}\left(1 - h_{21}\right)},$$

$$z_1 = \frac{y_{21}}{\Delta y} = -\frac{1}{r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)} : \frac{2Z_{П} + r_{Б}}{Z_{П}^2 r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)} = -\frac{Z_{П}^2 r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)}{r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)\left(2Z_{П} + r_{Б}\right)} = -\frac{Z_{П}^2}{2Z_{П} + r_{Б}},$$

$$z_2 = \frac{y_{12}}{\Delta y} = -\frac{1}{r_{Б}} : \frac{2Z_{П} + r_{Б}}{Z_{П}^2 r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)} = -\frac{Z_{П}^2 r_{Б}\left(1 - h_{21}\right)}{r_{Б}\left(2Z_{П} + r_{Б}\right)} = -\frac{Z_{П}^2\left(1 - h_{21}\right)}{2Z_{П} + r_{Б}}.$$

Підставимо ці вирази в формули (4.18, 4.19). Одержимо вирази для вхідної і вихідної провідності в режимі нульової передачі:

$$Y_{BX}^{к} = \frac{2Z_{П} + r_{Б}}{2Z_{П}^2 + r_{Б}Z_{П} - Z_{П}^3\left(1 - h_{21}\right)}, \qquad (4.20)$$

$$Y_{ВИХ}^{к} = \frac{2Z_{П} + r_{Б}}{\left(\left(2Z_{П} + r_{Б}\right)\left(1 - h_{21}\right) - Z_{П}\right)Z_{П}}. \qquad (4.21)$$

Для чисельного розрахунку y_{12} і y_{21} необхідно виразити максимально досяжний коефіцієнт передачі (K_{mS}^{K}) на межі стійкості. З урахуванням елементів матриці (4.13)

$$K_{mS}^{к} = \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_{Г}^2}}{\omega}$$

де $\omega_{Г}$ – гранична частота.

Підставивши знайдені значення вхідної і вихідної провідності та K_{mS}^{K} у формули (3.59) і (3.60), знайдемо шукані параметри матриці провідності:

$$y_{12}^{к} = \frac{Y_{ВИХ}^{к} \cdot y_{11}^{к} - Y_{BX}^{к} \cdot y_{22}^{к}}{Y_{BX}^{к} \cdot K_{mS}^{к} - Y_{ВИХ}^{к}}, \qquad (4.22)$$

$$y_{21}^{к} = \frac{Y_{ВИХ}^{к} \cdot y_{11}^{к} - Y_{BX}^{к} \cdot y_{22}^{к}}{Y_{BX}^{к} - Y_{ВИХ}^{к} / K_{mS}^{к}}. \qquad (4.23)$$

Методика чисельного розрахунку стандартних W-параметрів для польових транзисторів аналогічна.

Результати чисельного розрахунку стандартних Y-параметрів польового транзистора 3П321 і експериментальні дані наведені на рис. 4.8.

$$\mathrm{Re}^{3} y_{11} \times 10^{2}, Ом^{-1}$$

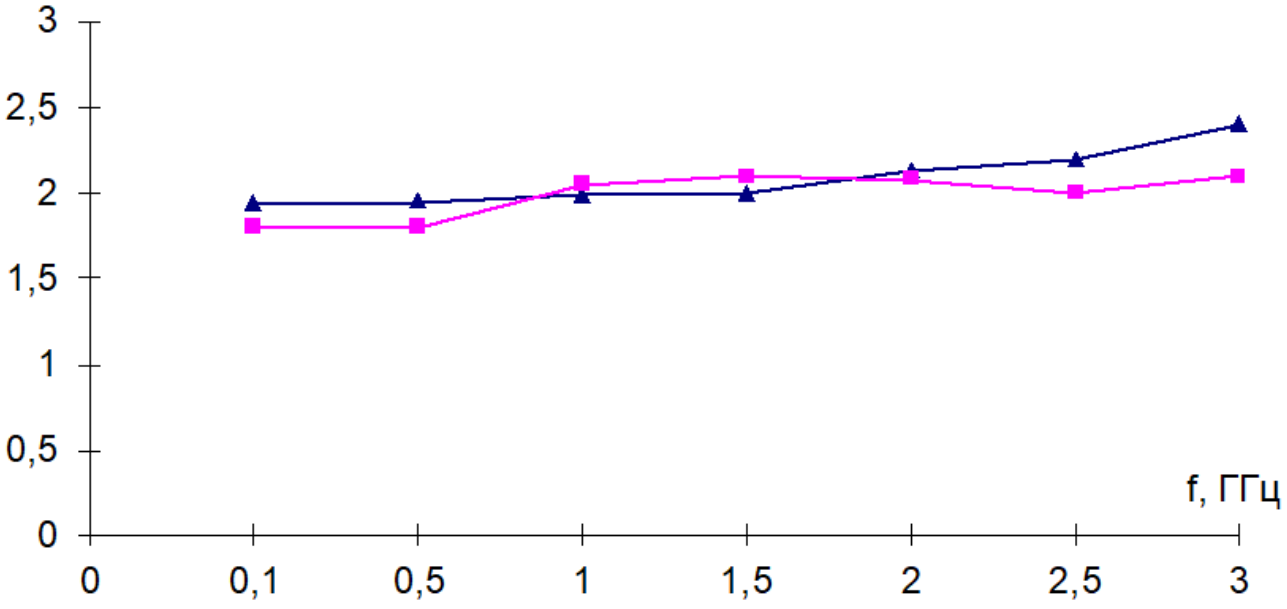
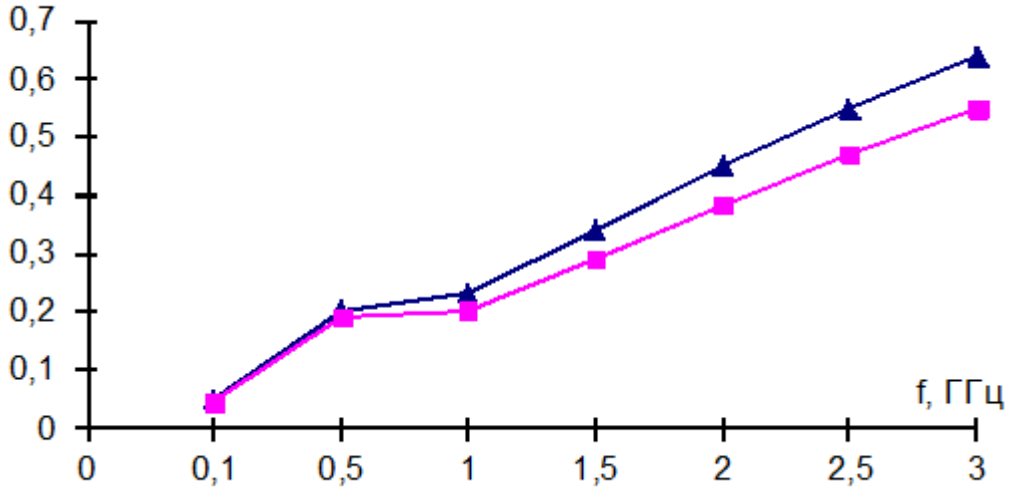


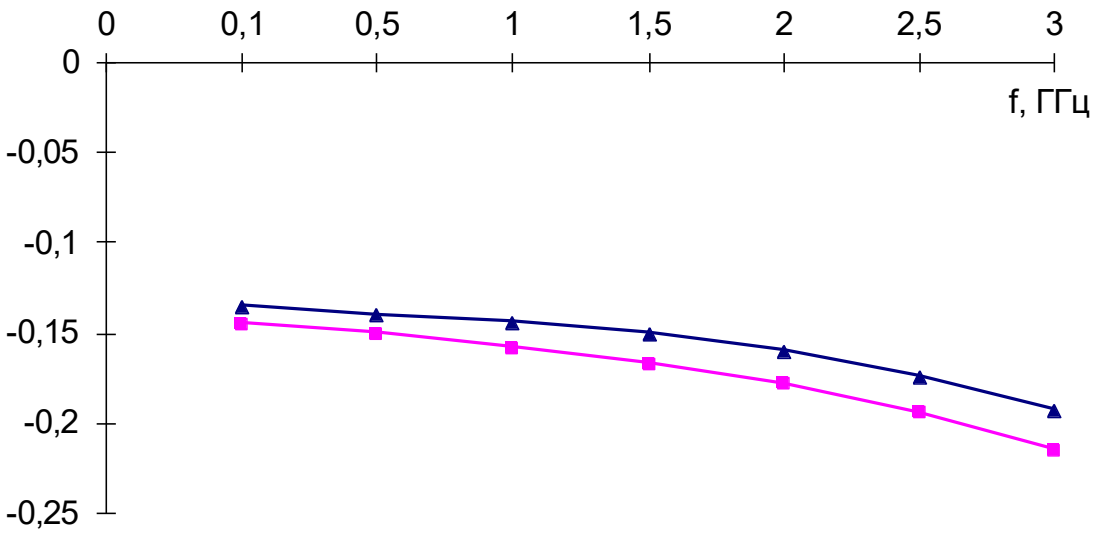
Рисунок 4.8 - Частотна залежність стандартних W-параметрів польового транзистора 3П321:

□ – теоретичні дані

△ – експериментальні дані.

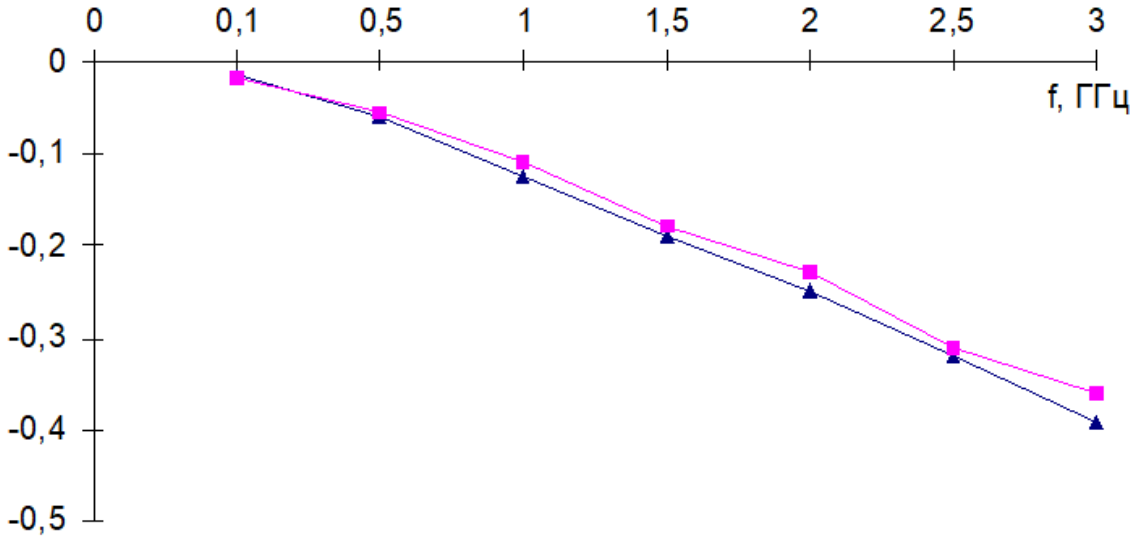
$$\mathrm{Im}^3 y_{11} \times 10^2, Ом^{-1}$$



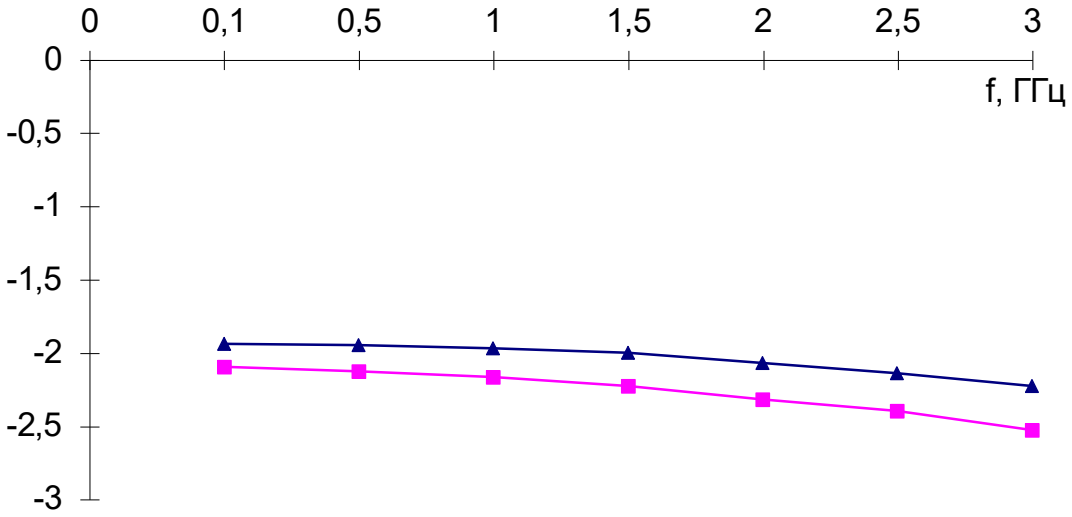


$\mathrm{Re} y_{12} \times 10^2, Ом^{-1}$

Продовження рисунку - 4.8



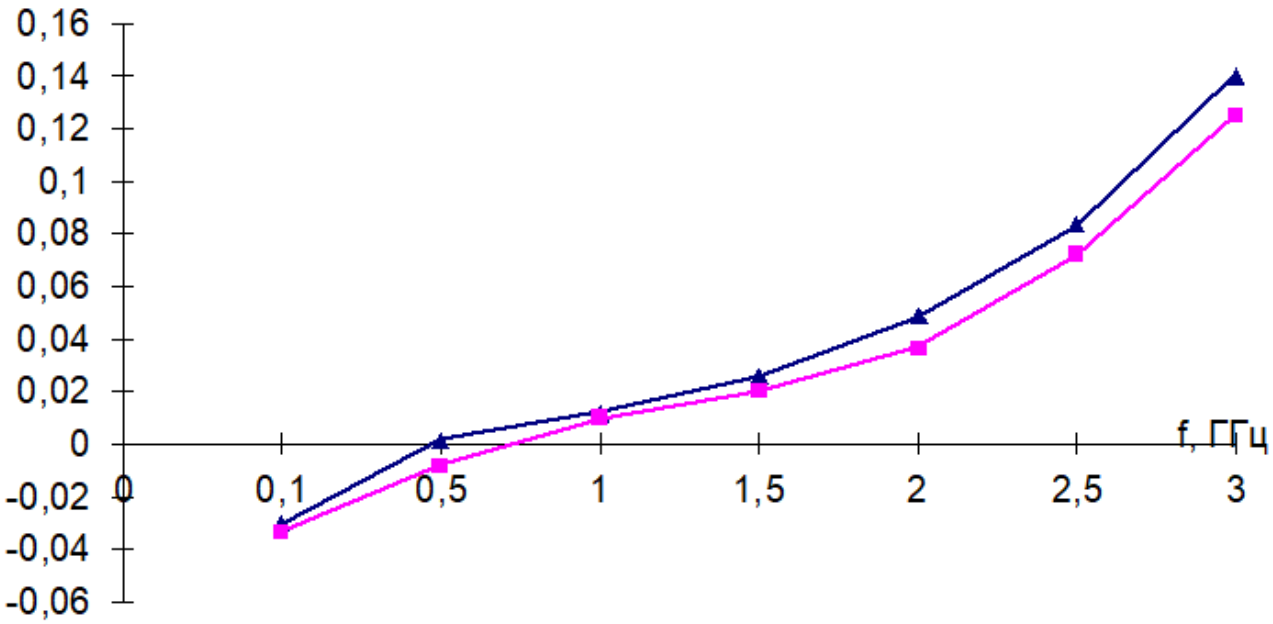
$\mathrm{Im}\ y_{12} \times 10^2, Ом^{-1}$



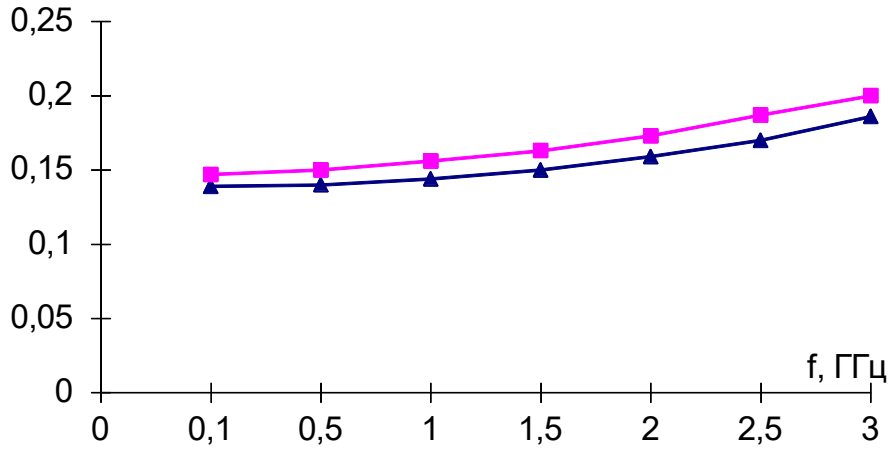
$\mathrm{Re} y_{21} \times 10^2, Ом^{-1}$

Продовження рисунку - 4.8

$\mathrm{Im}\ y_{21} \times 10^2, Ом^{-1}$



$\mathrm{Re} y_{21} \times 10^2, Ом^{-1}$



Продовження рисунку - 4.8

$\mathrm{Im}\, y_{22} \times 10^2, Ом^{-1}$

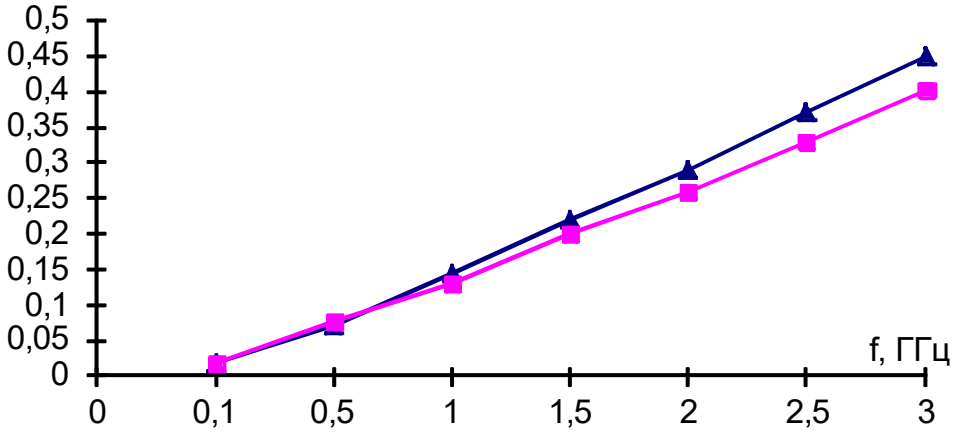


Рисунок 4.8 - Частотна залежність стандартних W-параметрів польового транзистора 3П321:

□ – теоретичні дані

△ – експериментальні дані.

З порівняльного аналізу теоретичних даних і даних, отриманих у результаті експериментальних досліджень (рис. 4.8), очевидно, що в діапазоні 1-3 ГГц розбіжність не перевищує 15%. Це говорить про адекватність запропонованого методу вимірювання стандартної системи W-параметрів потенційно нестійких чотириполюсників.

4.6 - Результати експериментальних досліджень параметрів потенційно нестійких НВЧ багатополюсників

Y-параметри (схема із спільним затвором)								
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
0,100	-0,431	-0,195	4,862	1,103	28,335			
Y-пар. нест.	13,9017	11,4307	0,9975	0,1397	1,9423	0,2695	0,0318	0,2714
Y-парам*100	1,9427	0,0515	-0,1390	-0,0144	-1,9421	-0,0276	0,1390	0,0166
0,200	-0,430	-1,012	4,862	1,102	28,356			
Y-пар. нест.	13,7332	11,3777	0,9862	0,1415	1,9433	0,2701	0,0517	0,2750
Y-парам*100	1,9443	0,0599	-0,1391	-0,0258	-1,9433	-0,0121	0,1392	0,0301
0,300	-0,429	-1,697	4,862	1,103	28,394			
Y-пар. нест.	13,4659	11,2924	0,9682	0,1444	1,9449	0,2709	0,0744	0,2809
Y-парам*100	1,9467	0,0779	-0,1394	-0,0378	-1,9449	-0,0062	0,1394	0,0444
0,400	-0,428	-2,338	4,862	1,103	28,447			
Y-пар. нест.	13,1174	11,1785	0,9447	0,1484	1,9471	0,2720	0,0977	0,2890
Y-парам*100	2,9498	0,0982	-0,1398	-0,0500	-1,9471	-0,0025	0,1398	0,0587
0,500	-0,426	-2,972	4,862	1,103	28,516			
Y-пар. нест.	12,7077	11,0407	0,9172	0,1534	1,9498	0,2734	0,1215	0,2992
Y-парам*100	1,9539	0,1195	-0,1402	-0,0623	-1,9498	0,0002	0,1402	0,0732
0,600	-0,423	-3,599	4,862	1,104	28,602			
Y-пар. нест.	12,2571	10,8839	0,8870	0,1594	1,9532	0,2751	0,1455	0,3113
Y-парам*100	1,9590	0,1412	-0,1408	-0,0747	-1,9532	0,0026	0,1407	0,0872
0,700	-0,420	-4,223	4,861	1,105	28,704			
Y-пар. нест.	11,7837	10,7128	0,8554	0,1661	1,9572	0,2772	0,1698	0,3257
Y-парам*100	1,9649	0,1632	-0,1414	-0,0871	-1,9572	0,0048	0,1413	0,1023

Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
0,800	-0,417	-4,847	4,861	1,106	28,822			
Y-пар. нест.	11,3025	10,5317	0,8233	0,1736	1,9619	0,2797	0,1943	0,3405
Y-парам*100	1,9718	0,1852	-0,1422	-0,0995	-1,9619	0,0069	0,1420	0,1169
0,900	-0,413	-5,471	4,861	1,107	28,959			
Y-пар. нест.	10,8250	10,3443	0,7916	0,1817	1,9671	0,2825	0,2191	0,3575
Y-парам*100	1,9796	0,2074	-0,1431	-0,1120	-1,9671	0,0091	0,1428	0,1315
1,000	-0,409	-6,098	4,862	1,108	29,115			
Y-пар. нест.	10,3597	10,1535	0,7608	0,1905	1,9730	0,2857	0,2441	0,3758
Y-парам*100	1,9884	0,2295	-0,1441	-0,1246	-1,9730	0,0115	0,1437	0,1452
1,100	-0,404	-6,729	4,864	1,109	29,292			
Y-пар. нест.	9,9124	9,9618	0,7313	0,1997	1,9796	0,2893	0,2694	0,3953
Y-парам*100	1,9981	0,2516	-0,1452	-0,1371	-1,9795	0,0139	0,1447	0,1610
1,200	-0,399	-7,354	4,862	1,111	29,489			
Y-пар. нест.	9,4865	9,7711	0,7034	0,2094	1,9867	0,2933	0,2951	0,4161
Y-парам*100	2,0088	0,2737	-0,1464	-0,1498	-1,9867	0,0166	0,1458	0,1756
1,300	-0,394	-7,986	4,862	1,112	29,707			
Y-пар. нест.	9,0839	9,5827	0,6770	0,2196	1,9946	0,2978	0,3211	0,4380
Y-парам*100	2,0205	0,2957	0,1477	-0,1624	-1,9945	0,0194	0,1471	0,1904
1,400	-0,388	-8,623	4,864	1,114	29,951			
Y-пар. нест.	8,7052	9,3978	0,6523	0,2301	2,0031	0,3027	0,3475	0,4609
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-парам*100	2,0333	0,3176	-0,1492	-0,1752	-2,0029	0,0226	0,1484	0,2053
1,500	-0,382	-9,261	4,864	1,116	30,219			
Y-пар. нест.	8,3504	9,2170	0,6293	0,2410	2,01222	0,3082	0,3743	0,4849
Y-парам*100	2,0470	0,3394	-0,1508	-0,1880	-2,0120	0,0260	0,1498	0,2201

1,600	-0,375	-9,902	4,865	1,118	30,515			
Y-пар. нест.	8,0187	9,0410	0,6078	0,2522	2,0220	0,3142	0,4015	0,5099
Y-парам*100	2,0618	0,3610	-0,1525	-0,2008	-2,0218	0,0297	0,1514	0,2350
1,700	-0,368	-10,542	4,863	1,121	30,839			
Y-пар. нест.	7,7090	8,8700	0,5878	0,2636	2,0325	0,3208	0,4292	0,5359
Y-парам*100	2,0777	0,3825	-0,1543	-0,2138	-2,0322	0,0338	0,1530	0,2498
1,800	-0,360	-11,192	4,864	1,123	31,197			
Y-пар. нест.	7,4203	8,7042	0,5693	0,2754	2,0436	0,03280	0,4574	0,5628
Y-парам*100	2,0947	0,4039	-0,1563	-0,2268	-2,0433	0,0382	0,1548	0,2648
1,900	-0,352	-11,845	4,865	1,126	31,589			
Y-пар. нест.	7,1511	8,5437	0,5520	0,2874	2,0555	0,3358	0,4861	0,5908
Y-парам*100	2,1128	0,4251	-0,1584	-0,2399	-2,0550	0,0430	0,1567	0,2798
2,000	-0,344	-12,503	4,867	1,129	32,019			
Y-пар. нест.	6,9002	8,3886	0,5359	0,2997	2,0680	0,3444	0,5153	0,6198
Y-парам*100	2,1320	0,4460	-0,1607	-0,2530	-2,0675	0,0484	0,1587	0,2949
2,100	-0,336	-13,166	4,869	1,133	32,490			
Y-пар. нест.	6,6662	8,2388	0,5209	0,3122	2,0813	0,3537	0,5451	0,6498
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-парам*100	2,1524	0,4667	-0,1631	-0,2662	-2,0806	0,0541	0,1608	0,3101
2,200	-0,327	-13,834	4,871	1,136	33,007			
Y-пар. нест.	6,4479	8,0942	0,5070	0,3250	2,0953	0,3638	0,5755	0,6809
Y-парам*100	2,1740	0,4871	-0,1656	-0,2796	-2,0944	0,0604	0,1631	0,3253
2,300	-0,317	-14507	4,873	1,140	33,575			
Y-пар. нест.	6,2441	7,9547	0,4939	0,3379	2,1100	0,3748	0,6065	0,7130
Y-парам*100	2,1968,	0,5073	-0,1684	-0,2930	-2,1089	0,0673	0,1655	0,3406
2,400	-0,308	-15,185	4,875	1,144	34,199			

Y-пар. нест.	6,0536	7,8202	0,4816	0,3511	2,1254	0,3868	0,6382	0,7465
Y-парам*100	2,2209	0,5271	-0,1713	-0,3065	-2,1241	0,0748	0,1680	0,3558
2,500	-0,298	-15,870	4,878	1,148	34,887			
Y-пар. нест.	5,8756	7,6905	0,4701	0,3645	2,1416	0,3997	0,6705	0,7806
Y-парам*100	2,2462	0,5465	-0,1744	-0,3201	-2,1400	0,0829	0,1707	0,3712
2,600	-0,287	-160562	4,882	1,153	35,645			
Y-пар. нест.	5,7089	7,5655	0,4593	0,3781	2,1585	0,4137	0,7035	0,8162
Y-парам*100	2,2729	0,5656	-0,1776	-0,3338	-2,1566	0,0917	0,1735	0,3867
2,700	-0,277	-17,259	4,886	1,157	36,482			
Y-пар. нест.	5,5528	7,4451	0,4491	0,3919	2,1763	0,4289	0,7372	0,8529
Y-парам*100	2,3009	0,5842	-0,1811	-0,3476	-2,1739	0,1013	0,1764	0,4022
2,800	-0,266	-17,962	4,891	1,162	37,408			
Y-пар. нест.	5,4065	7,3292	0,4394	0,4059	2,1947	0,4453	0,7717	0,8909
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-парам*100	2,3303	0,6023	-0,1848	-0,3615	-2,1919	0,1116	0,1795	0,4177
2,900	-0,254	-18,674	4,896	1,168	38,439			
Y-пар. нест.	5,2692	7,2174	0,4302	0,4202	2,2140	0,4631	0,8068	0,9303
Y-парам*100	2,3611	0,6198	-0,1886	-0,3755	-2,2106	0,1228	0,1828	0,4333
3,000	-0,243	-19,392	4,901	1,173	39,584			
Y-пар. нест.	5,1402	7,1098	0,4214	0,4346	2,2341	0,4823	0,8428	0,9710
Y-парам*100	2,3934	0,6368	-0,1927	-0,3896	-2,2300	0,1349	0,1863	0,4490
Y-параметри (схема із спільним стоком)								
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
0,100	-0,815	5,538	5,306	-2033,124	1,235			
Y-пар. нест.	75,6128	18,7859	0	0,0233	1,7649	-0,0162	0,0379	0,0413

Y-парам*100	-0,0041	0,0252	0,0046	-0,0229	-1,7265	-0,3659	1,8575	0,4052
0,200	-0,778	2,125	5,306	-2599,701	1,116			
Y-пар. нест.	37,8215	15,7774	0	0,0474	1,7937	-0,0173	0,0833	0,0851
Y-парам*100	-0,0038	0,0517	0,0043	-0,0472	1,782	-0,2043	1,9172	0,243
0,300	-0,77	0,592	5,305	-5054,375	1,08			
Y-пар. нест.	25,2311	14,0194	0	0,0714	1,8011	-0,0174	0,1274	0,1286
Y-парам*100	-0,0032	0,078	0,0036	-0,0713	-1,7945	-0,1544	1,9307	0,2
0,400	-0,765	-0,243	5,303	16099,969	1,063			
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-пар. нест.	18,9409	12,774	0	0,0953	1,806	-0,0175	0,1713	0,1725
Y-парам*100	-0,0022	0,1042	0,0026	-0,0953	-1,801	-0,1344	1,9379	0,1906
0,500	-0,761	-0,981	5,302	2519,615	1,053			
Y-пар. нест.	15,1708	11,8101	0	0,1194	1,8107	-0,0174	0,2154	0,2161
Y-парам*100	-0,0009	0,1304	0,0013	-0,1193	-1,8063	-0,1254	1,9438	0,1939
0,600	-0,756	-1,619	5,299	1242,908	1,047			
Y-пар. нест.	12,6607	11,0246	0,0758	0,1434	1,8159	-0,0173	0,2599	0,2605
Y-парам*100	0,0006	0,1567	-0,0003	-0,1434	-1,8117	-0,1244	0,9498	0,2605
0,700	-0,751	-2,203	5,297	777,868	1,042			
Y-пар. нест.	10,8706	10,3625	0,0878	0,1676	1,8218	-0,0171	0,3049	0,3053
Y-парам*100	0,0025	0,1831	-0,0022	-0,1676	-1,8175	-0,1259	1,9563	0,2168
0,800	-0,746	-2,752	5,294	543,918	1,038			
Y-пар. нест.	9,5306	9,7912	0,0997	0,1919	1,8285	-0,0168	0,3504	0,3508
Y-парам*100	0,0046	0,2095	-0,0044	-0,1918	-1,824	-0,1295	1,9635	0,2323
0,900	-0,74	-3,279	5,292	405,982	1,035			
Y-пар. нест.	8,4905	9,2893	0,1117	0,2162	1,8361	-0,0164	0,3967	0,397
Y-парам*100	0,0071	0,236	-0,0069	-0,2161	-1,8311	-0,1345	1,9716	0,2494

1,000	-0,733	-3,793	5,288	316,879	1,033			
Y-пар. нест.	7,6604	8,8425	0,1235	0,2408	1,8444	-0,0158	0,4438	0,4441
Y-парам*100	0,0099	0,2626	-0,0098	-0,2406	-1,8391	-0,1404	1,9805	0,2676
1,100	-0,725	-4,298	5,285	255,297	1,03			
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-пар. нест.	6,983	8,4404	0,1353	0,2655	1,8537	-0,015	0,4918	0,4921
Y-парам*100	0,013	0,2893	-0,013	-0,2651	-1,8478	-0,147	1,9904	0,2866
1,200	-0,717	-4,795	5,282	210,624	1,028			
Y-пар. нест.	6,4202	8,0755	0,147	0,2903	1,8638	-0,014	0,5409	0,5417
Y-парам*100	0,0164	0,3161	-0,0165	-0,2898	-1,8574	-0,1539	2,0012	0,3059
1,300	-0,709	-5,288	5,277	177,155	1,025			
Y-пар. нест.	5,9454	7,7418	0,1586	0,3153	1,8748	-0,0127	0,5911	0,5915
Y-парам*100	0,0201	0,3431	-0,0204	-0,3147	-1,8679	-0,1612	2,013	0,3156
1,400	-0,699	-5,781	5,273	151,402	1,023			
Y-пар. нест.	5,5398	7,4349	0,17	0,3406	1,8867	-0,0111	0,6425	0,6426
Y-парам*100	0,0242	0,3702	-0,0246	-0,3397	-1,8792	-0,1686	2,0257	0,3457
1,500	-0,69	-6,272	5,269	131,084	1,021			
Y-пар. нест.	5,1896	7,1513	0,1813	0,366	1,8996	-0,009	0,6953	0,6953
Y-парам*100	0,0287	0,3975	-0,0292	-0,3649	-1,8914	-0,1761	2,0395	0,3659
1,600	-0,679	-6,762	5,264	114,736	1,018			
Y-пар. нест.	4,8843	6,888	0,1925	0,3917	1,9134	0,0066	0,7495	0,7495
Y-парам*100	0,0335	0,4249	-0,0342	-0,3902	-1,9046	-0,1836	2,0543	0,3861
1,700	-0,668	-7,253	5,259	101,385	1,016			
Y-пар. нест.	4,6161	6,6427	0,206	0,4127	1,9281	-0,0035	0,8053	0,8054
Y-парам*100	0,0388	0,4525	- 0,0396	-0,4158	-1,9186	-0,191	2,0702	0,4063

Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
1,800	-0,657	-7,748	5,255	90,38	1,014			
Y-пар. нест.	4,3787	6,4134	0,2145	0,4439	1,9438	0,0001	0,8629	0,8629
Y-парам*100	0,0444	0,4803	-0,0454	0,4416	-1,9336	-0,1984	2,0872	0,4258
1,900	-0,645	-8,243	5,25	81,128	1,012			
Y-пар. нест.	4,1672	6,1984	0,2253	0,4704	1,9604	0,0045	0,9223	0,9223
Y-парам*100	0,0504	0,5083	-0,0516	-0,4676	-1,9496	-0,2056	2,1053	0,4469
2,000	-0,632	-8,741	5,245	73,312	1,01			
Y-пар. нест.	3,9778	5,9964	0,2359	0,4973	1,978	0,0097	0,9836	0,9836
Y-парам*100	0,0569	0,5365	-0,0583	-0,4938	-1,9666	-0,2127	2,1245	0,467
2,100	-0,62	-9,243	5,24	66,64	1,01			
Y-пар. нест.	3,8073	5,8062	0,2463	0,5244	1,9967	0,0159	1,047	1,0471
Y-парам*100	0,0638	0,565	-0,0655	-0,5203	-1,9846	-0,2195	2,1448	0,487
2,200	-0,606	-9,751	5,237	60,909	1,01			
Y-пар. нест.	3,6532	5,6267	0,2565	0,5519	2,0163	0,0231	1,1126	1,1129
Y-парам*100	0,0712	0,5936	-0,0732	-0,5471	-2,0036	-0,226	2,1664	0,507
2,300	-0,592	-10,258	5,231	55,922	1,011			
Y-пар. нест.	3,5132	5,457	0,2666	0,5798	2,037	0,0315	1,1806	1,181
Y-парам*100	0,0791	0,6225	-0,0814	-0,5741	-2,0237	-0,2322	2,1892	0,5265

Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
2,400	-0,578	-10,77	5,226	51,561	1,013			
Y-пар. нест.	3,3856	5,2963	0,2765	0,6081	2,0587	0,0413	1,2511	0,2518
Y-парам*100	0,0875	0,6516	-0,0902	-0,6013	-2,0448	-0,2381	2,2132	0,5457
2,500	-0,564	-11,29	5,223	47,756	1,015			
Y-пар. нест.	3,2689	5,144	0,2862	0,6367	2,0814	0,0526	1,3242	1,3253
Y-парам*100	0,0965	0,681	-0,0995	-0,6289	-2,0671	-0,2435	2,2385	0,5649
2,600	-0,549	-11,813	5,219	44,388	1,018			
Y-пар. нест.	3,1619	4,9994	0,2957	0,6658	2,1052	0,0657	1,4002	1,4017
Y-парам*100	0,106	0,7107	-0,1095	-0,6568	-2,0905	-0,2485	2,2651	0,5836
2,700	-0,533	-12,338	5,214	41,385	1,021			
Y-пар. нест.	3,0634	4,862	0,305	0,6954	2,1301	0,0807	1,479	1,4812
Y-парам*100	0,1161	0,7406	- 0,1201	- 0,6849	- 2,1151	- 0,253	2,2931	0,6017
2,800	-0,518	-12,87	5,21	38,719	1,024			
Y-пар. нест.	2,9725	4,7313	0,3141	0,7254	2,1562	0,0978	1,561	1,564
Y-парам*100	0,1268	0,7707	-0,1313	-0,7134	-2,1408	-0,257	2,3225	0,6196
2,900	-0,502	-13,41	5,207	36,338	1,028			
Y-пар. нест.	2,8885	4,6068	0,3231	0,7559	2,1833	0,1174	1,6461	1,6503
Y-парам*100	0,1382	0,8011	-0,1433	-0,7422	-2,1678	-0,2604	2,3533	0,6371
3,000	-0,486	-13,949	5,202	34,182	1,032			
Y-пар. нест.	2,8107	4,4881	0,3318	0,7869	2,2116	0,1397	1,7347	1,7403
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-парам*100	0,1503	0,8318	-0,156	-0,7713	-2,196	-0,263	2,3855	0,6536
Y-параметри (схема із спільним істоком)								
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			

0,100	4,532	179,118	5,308	2755,237	14,379			
Y-пар. нест.	824,0166	29,1593	0,0022	1,8031	-0,0001	0,0699	-0,0039	0,0039
Y-парам*100	0,0007	0,0261	-0,0022	1,803	0,011	-0,0001	0,139	0,0166
0,200	4,532	177,0135	5,307	1631,104	14,353			
Y-пар. нест.	412,6624	26,1559	0,0044	1,8042	-0,0002	0,0605	-0,0079	0,0079
Y-парам*100	0,0011	0,0522	-0,0044	1,8041	-0,018	-0,0001	0,1392	0,0301
0,300	4,53	175,217	5,307	971,676	14,314			
Y-пар. нест.	275,5225	24,4016	0,0066	1,8059	-0,0003	0,0687	-0,0118	0,0118
Y-парам*100	0,0018	0,0783	-0,0066	1,8055	-0,0382	0	0,1394	0,0444
0,400	4,527	173,465	5,306	619,711	14,259			
Y-пар. нест.	207,0471	23,1607	0,0087	1,8082	-0,0005	0,0813	-0,0158	0,0158
Y-парам*100	0,0028	0,1044	-0,0087	1,8073	-0,0562	0	0,1398	0,0587
0,500	4,524	171,74	5,305	423,004	14,19			
Y-пар. нест.	166,0493	22,2024	0,0109	1,8111	-0,007	0,0959	-0,0187	0,0198
Y-парам*100	0,0041	0,1306	-0,0109	1,8096	-0,0734	0	0,1402	0,0732
0,600	4,52	170,031	5,304	304,766	14,106			
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-пар. нест.	138,7932	21,4237	0,0131	1,8148	-0,001	0,1114	-0,0237	0,0239
Y-парам*100	0,0057	0,1568	-0,0131	1,8125	-0,0903	0,0001	0,1407	0,0877
0,700	4,515	168,30029	5,303	229,118	14,009			
Y-пар. нест.	119,3905	20,7697	0,0152	1,8191	-0,0014	0,1276	-0,0277	0,0277
Y-парам*100	0,0075	0,1832	-0,0152	1,8159	-0,1071	0,0001	0,1413	0,1023
0,800	4,509	166,635	5,301	178,32	13,898			
Y-пар. нест.	104,8984	20,2077	0,0174	1,8241	-0,0018	0,1442	-0,0317	0,0317
Y-парам*100	0,0097	0,2095	-0,0174	1,8199	-0,1238	0,0002	0,142	0,1169
0,900	4,503	164,544	5,299	142,238	13,776			

Y-пар. нест.	93,6797	19,7164	0,0195	1,8297	-0,0023	0,1613	-0,0357	0,0357
Y-парам*100	0,0122	0,236	-0,0195	1,8243	-0,1407	0,0003	0,1428	0,1315
1,000	4,495	163,257	5,297	116,132	13,642			
Y-пар. нест.	84,7542	19,2816	0,0217	1,8361	-0,0028	0,1787	-0,0397	0,0398
Y-парам*100	0,015	0,2626	-0,0217	1,8293	-0,1577	0,0003	0,1437	0,1462
1,100	4,487	161,57	5,296	96,534	13,497			
Y-пар. нест.	77,4971	18,8928	0,0238	1,8431	-0,0437	0,1964	-0,0437	0,0438
Y-парам*100	0,0181	0,2893	-0,0238	1,8348	0,1447	0,0004	0,1447	0,161
1,200	4,479	159,895	5,293	81,497	13,343			
Y-пар. нест.	71,4929	18,5426	0,0259	1,8508	-0,044	0,2145	-0,0478	0,047
Y-парам*100	0,0216	0,3161	-0,0259	1,8408	0,1922	0,0005	0,1458	0,1756
1,300	4,469	158,219	5,291	69,697	13,18			
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-пар. нест.	66,4525	18,2251	0,028	1,8593	-0,0046	0,2329	-0,0518	0,52
Y-парам*100	0,0254	0,3431	-0,028	1,8474	-0,2099	0,0007	0,1471	0,01904
1,400	4,459	156,544	5,289	60,28	13,01			
Y-пар. нест.	62,1709	17,9359	0,0301	1,8685	-0,0054	0,2517	-0,0559	0,0567
Y-парам*100	0,0295	0,3702	-0,03	1,8545	-0,2278	0,0008	0,1484	0,2053
1,500	4,448	154,874	5,286	52,645	12,832			
Y-пар. нест.	58,4972	17,6713	0,0321	1,8784	-0,0061	0,2708	-0,06	0,0603
Y-парам*100	0,0341	0,3974	-0,0321	1,8622	-0,2461	0,0009	0,1498	0,2201
1,600	4,436	153,209	5,284	46,374	12,649			
Y-пар. нест.	55,3187	17,4287	0,0341	1,8891	-0,0069	0,2904	-0,0641	0,0645
Y-парам*100	0,0389	0,4248	-0,0341	1,8704	-0,2647	0,0011	0,1514	0,235
1,700	4,424	151,551	5,279	41,16	12,461			

Y-пар. нест.	52,549	17,2056	0,0362	1,9005	-0,0078	0,3104	-0,0683	0,0687
Y-парам*100	0,0442	0,4524	-0,0361	1,8792	-0,2837	0,0013	0,153	0,2498
1,800	4,441	149,893	5,277	36,76	12,269			
Y-пар. нест.	50,1218	17,0002	0,1382	1,9127	-0,0087	0,3309	-0,0725	0,073
Y-парам*100	0,0499	0,4802	-0,0381	1,8885	-0,3031	0,0015	0,1548	0,02648
1,900	4,397	148,239	5,273	33,064	12,073			
Y-пар. нест.	47,9818	16,8108	0,0401	1,9257	-0,0096	0,3519	-0,0767	0,0773
Y-парам*100	0,056	0,5082	-0,0401	1,8984	-0,323	0,0017	0,1567	0,2798
2,000	4,382	146,589	5,271	29,887	11,875			
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-пар. нест.	46,0894	16,636	0,0421	1,9395	-0,0106	0,3735	-0,0809	0,816
Y-парам*100	0,0625	0,5364	-0,042	1,9878	-0,3434	0,002	0,1587	0,2946
2,100	4,366	144,943	5,268	27,147	11,676			
Y-пар. нест.	44,4094	16,4747	0,044	1,9541	-0,0116	0,3956	-0,0852	0,086
Y-парам*100	0,0695	0,5648	0,0439	1,9098	-0,3643	0,0023	0,16	0,3101
2,200	4,35	143,302	5,265	24,77	11,475			
Y-пар. нест.	42,914	16,326	0,0459	1,9695	-0,0127	0,4183	-0,0895	0,0904
Y-парам*100	0,077	0,5934	-0,0458	1,9313	-0,38,58	0,0026	0,1631	0,3253
2,300	4,333	141,665	5,626	22,694	11,274			
Y-пар. нест.	41,5804	16,1889	0,0478	1,9858	-0,0138	0,4417	-0,0938	0,9448
Y-парам*100	0,085	0,6223	-0,0477	1,9434	-0,408	0,0029	0,1655	0,3486
2,400	4,316	140,035	5,259	20,871	11,074			
Y-пар. нест.	40,3896	16,0627	0,0496	2,003	-0,0149	0,4658	-0,0982	0,0393
Y-парам*100	0,0935	0,6513	-0,0495	1,9561	-0,4307	0,0033	0,168	0,355
2,500	4,297	138,408	5,256	19,261	10,874			
Y-пар. нест.	39,3252	15,9467	0,0514	2,021	-0,016	0,4907	-0,1026	0,1039

Y-парам*100	0,1025	0,6807	-0,0513	19693	-0,4542	0,0037	0,1707	0,3712
2,600	4,278	136,785	5,254	17,833	10,676			
Y-пар. нест.	38,3741	15,8404	0,0532	2,04	-0,0171	0,5164	-0,1071	0,1085
Y-парам*100	0,1121	0,7103	-0,053	1,9831	-0,4785	0,0042	0,1735	0,3867
2,700	4,258	135,169	5,251	16,56	10,48			
Частота, ГГц	**k ПМ, Дб**	**Фаза, град.**	**k Ш, Дб**	**k СВ-ВХ**	**k СВ-ВИХ**			
Y-пар. нест.	37,5246	15,7432	0,0549	2,0599	-0,0182	0,5429	-0,1116	0,1131
Y-парам*100	0,1224	0,7401	-0,0547	1,9975	-0,5035	0,0047	0,1764	0,4025
2,800	4,238	133,559	5,249	15,42	10,286			
Y-пар. нест.	36,767	15,6546	0,0566	2,0808	-0,0193	0,5704	-0,1162	0,1178
Y-парам*100	0,1332	0,7702	-0,0564	2,0124	-0,5294	0,0052	0,1795	0,4177
2,900	4,217	131,954	5,247	14,396	10,095			
Y-пар. нест.	36,0926	15,5742	0,0583	2,1027	-0,0204	0,5988	-0,1208	0,1225
Y-парам*100	0,1447	0,8006	-0,058	2,0278	-0,5562	0,0058	0,1828	0,4333
3,000	4,195	130,355	5,245	13,4773	9,906			
Y-пар. нест.	35,4942	15,5016	0,0599	2,1256	-0,0215	0,6283	-0,1255	0,1273
Y-парам*100	0,1569	0,8312	-0,0595	2,0438	-0,584	0,0065	0,1863	0,4498

Висновки до 4-го розділу

По розробленій методиці визначення стандартних і нестандартних W-параметрів потенційно нестійких чотириполюсників розроблено математичну модель W-параметрів біполярних і уніполярних транзисторів. зокрема:

– обґрунтований вибір еквівалентних схем біполярних і польових транзисторів у НВЧ діапазоні;

– виведені вирази, що встановлюють взаємозв’язок між фізичними параметрами еквівалентної схеми транзистора і W-параметрами транзистора як потенційно нестійкого чотириполюсника;

– розроблено методику чисельного експерименту визначення W-параметрів;

– зроблено чисельний розрахунок стандартних і нестандартних Y-параметрів біполярних і польових транзисторів і порівняльний аналіз теоретичних і експериментальних досліджень, який показав адекватність розробленої методики (розбіжність не перевищує 15%).

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 дисертаційній 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 наукових досліджень є:

1. Проведено аналіз існуючих методів та засобів визначення параметрів чотириполюсників. Класифікація чотириполюсників та їх параметрів.

2. Обґрунтувана, розроблена і досліджена математична модель чотириполюсника на базі нестандартної системи W-параметрів.

3. Розроблено метод «плаваючих навантажень», який дозволяє при довільних навантаженнях визначати з високою точністю в діапазоні НВЧ систему нестандартних параметрів чотириполюсника, достатню для розрахунку більшості лінійних електронних схем.

4. Розроблено метод різниці визначення максимально досяжного коефіцієнта передачі на межі стійкості, який забезпечує зменшення

похибки вимірювання і стійкість вимірювальної установки у всіх режимах, включаючи режим негативного запасу стійкості.

5. Обґрунтувана, розроблена та досліджена математичну модель чотириполюсника на базі стандартної системи W-параметрів з використанням діаграми повних провідностей Вольперта-Сміта.

6. Розроблено графоаналітичний метод визначення повної системи W-параметрів потенційно нестійкого чотириполюсника, який полягає у визначені імітансних параметрів чотириполюсника на діаграмі повних провідностей Вольперта-Сміта з подальшим визначенням Y-параметрів.

7. Розроблено експериметальні установки та визначено W-параметрів потенційно нестійкого чотириполюсника з використанням нестандартних засобів.

8. Розроблені методики чисельної перевірки результатів експерименту та оцінка адекватності запропонованих методів, оцінка методичної похибки.

9. Розроблений алгоритм та програма визначення імітансних параметрів чотириполюсника.

10. Проведені експериментальні дослідження різних схем включення польових та біполярних транзисторів.

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

ЛІТЕРАТУРА

1. Філінюк М. А. Теоретичні основи негатроніки. Навчальний посібник. Вінниця. ВДТУ. 2002. 105 с.

2. Філінюк М. А. Фізичні основи негатроніки. Навчальний посібник. Вінниця. ВДТУ. 2003. 79 с.

3. Дослідження графоаналітичного методу визначення стандартних W-параметрів чотириполюсника. Возняк О. М., Видмиш А. А., Штуць А. А. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2019. №4 (107). С. 67-78.

4. Розрахунок нестандартних W-параметрів чотириполюсника на біполярному транзисторі. Возняк О. М., Штуць А. А. *Техніка, енергетика, транспорт*. 2020. № 2 (109). С. 122-128.

5. Філінюк М. А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно нестійких узагальнених перетворювачів імітанса. Монографія. Вінниця: ВДТУ, 1998. 85 с.

6. «Інтелектуальні системи в електроенергетиці. Теорія та практика: навчальний посібник. Стаднік М. І., Видмиш А. А., Штуць А. А., Колісник М. А. Вінниця: ТОВ «ТВОРИ», 2020. 332 с.

7. А. А. Видмиш, Л. В. Ярошенко. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1. Навчальний посібник. Вінниця: ВНАУ, 2020. 387 с.

8. Возняк О. М., Штуць А. А., Колісник М. А. Сучасні системи електроприводів. Теорія та практика. Частина 1. Навчальний посібник. Вінниця: ТВОРИ, 2021. 280 с.

9. Матвійчук В. А. Діагностування електрообладнання. Навч. посіб. В. А. Матвійчук, О. Є. Рубаненко, І. О. Гунько Вінниця: ВНАУ, 2020. 138 с.

10. Молчанов П. А. Основи нелінійної теорії транзисторних негатронів. Монографія. Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 1998. 207 с.

11. Матвійчук В. А., Рубаненко О. Є., Стаднійчук І. П. М Електротехнології в АПК : навчальний посібник. Вінниця : ТОВ «ТВОРИ», 2020. 272 с.

12. Осадчук В. С., Осадчук О. В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Монографія. Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 2009. 275с.

13. Кичак В. М. Радіоімпульсні логічні НВЧ елементи. Монографія. Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця». 1999. 240 с.

14. Осадчук А. В. Фоточквствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. Винница: Континент. 2008. 130 с.

15. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця». 2000. 303 с.

16. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Вербицький В. Г. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі. Монографія. Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 2001. 195 с.

17. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Крилик Л. В. Сенсори вологості. Монографія. Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця». 2003. 208 с.

18. А. С. № 1672384, СССР. Измеритель S-параметров СВЧ-четырехполюсника А. Н. Трушкина, А. А. Грудина, А. Ю. Юдин. Бюл. Изобретений, 1991. № 31.

19. Моделювання систем автоматизації бізнес-процесів середовищем Rational Requiste Pro**.** – http://www.ugatu.ac.ru**.** – 10.04.2009

20. Технологія розробки програмного забезпечення. – http://www.wiley.com/college/braude. – 11.05.2009

21. Автоматизація процесу тестування за допомогою методології та інструментальних середовищ IBM Rational. – http://software-testing.ru. – 21.05.2009

22. Моделювання даних Rational Requiste Pro. – http://www.caseclub.ru. – 21.05.2009

23. Безсменов Ю. А., Вагарин Ю. А., Усанов Д. А. Определение параметров транзисторов в схемах СВЧ. Обзор по электронной технике. *Электроника СВЧ.* 1981. Выпуск 9. 42 с.

24. 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.

25. Возняк О. М. Нестандартна система екстремальних параметрів чотириполюсників Вінниця ВПІ. 1997. № 3. С. 88-92.

26. Возняк О. М., Ле Туан Ту, Філінюк М. А. Алгоритм розрахунку імітансних параметрів активного чотириполюсника з використанням діаграми повних провідностей Вольперта-Сміта. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.* 1998. № 1. С. 89-92.

27. Возняк О. М., Рудик А. В. Метод вимірювання повної системи Y-параметрів матриці провідності НВЧ чотириполюсників Приложение к Всеукраинскому научно-техническому журналу. *Вибрации в технике и технологии*. 1998. С. 308-310.

28. Возняк А. Н. Метод определения иммитансных параметров потенциально неустойчивых четырехполюсников. Материалы научно-технической конференции с международным участием Приборостроение. Винница. Судак. 1996. С. 87.

29. 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.

30. Возняк А. Н. Нестандартная система параметров четырехполюсников. Материалы международного симпозиума Наука и предпринимательство. Тез. док. Винница. Львов, 1997.

31. Головков А. А., Шевцов А. Н. Метод измерения комплексных сопротивлений на СВЧ. *Радиоэлектроник.* 2008. №22. С. 81-83.

32. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Богачук В. В. Високочастотний метод і цифровий засіб вимірювання вологості гетерогенних дисперсних діелектриків наукові праці ВНТУ. Вінниця, 2012.

33. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Високочастотні методи та засоби вимірювального контролю вологості гетерогенних дисперсних діелектриків монографія Вінниця: ВНТУ. 2015. 184 с.

34. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Компенсаційний метод та засіб вимірювання різниці фаз високочастотних електромагнітних сигналів *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. №1. 2016. С. 85-90

35. Данилин В. Н., Кушниренко А. И., Петров Г. В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. Радио и связь. 2000. 192 с.

36. Основи інженерних методів розрахунків на міцність і жорсткість. Г. М. Калетнік, М. Г. Чаусов, В. М. Швайко. Київ: «Хайт-Тек Прес». 2013. 528 с.

37. H. Kaletnik, V. Pryshliak, N. Pryshliak. Public policy and biofuels: Energy, environment and food trilemma. *Journal of*

Environmental Management and Tourism. SNIP 0.870. 2019. №10. С. 479 – 487.

38. Kaletnik G., Tsurkan O., Rimar T., Stanislavchuk O. Dtermination of the kinetics of the process of pumpkin seeds vibrational convective drying. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. №8. (2020) P. 50 – 57.

39. Організація і економіка використання біоресурсів:підручник / Г. М. Калетнік, О. П. Скорук, Д. М. Токарчук. Вінниця. ВНАУ. 2018. 297 с.

40. Калетнік Г .М., Токарчук Д. М., Скорук О. П. Організація і економіка використання біоресурсів: підручник: 2-ге видання, перероблене і доповнене. Вінниця: ТОВ «Друк». 2020. 72 с.

41. Економіка підприємств харчової промисловості Г. М. Калетнік, А. О. Заїнчковський, Г. М. Решетнюк, А. Г. Болдуй. 2008. 272 с.

42. Изгагин Л. Н., Казаков А. Ю., Шварц Н. З.. Осциллографический метод измерения S-параметров ВЧ и СВЧ транзисторов. *Полупроводниковые приборы и их применение.* Советское радио. 1998. № 28. С. 184-187.

43. Патент України на винахід 18059 А, НОЗН 11/00, Імпедансний пристрій. М. А. Фідінюк, О. М. Возняк, Я. І. Курзанов, О. В. Огороднік. Заявл. 22.03.94; Опубліковано 31.10.97. Бюлетень № 5. С. 3.

44. Рудык А. В., Возняк А. Н. Высокочастотный амплитудно-фазовый метод измерения влагосодержания сыпучих веществ. *Вибрации в технике и технологии*. 1998. С. 311-314.

45. Лисогор В.М., Штуць А.А., Бородянець Я.Г., Колісник М.А., Задача оптимізації багатостадійних технологічних процесів з

людинно-машинним управлінням в АПК., *Збірник наукових праць*. Вінниця. ВНАУ, 2014. № 1(84). С. 125-130.

46. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Энергия. 2003. 672 с.

47. Стомерский Э. Измерение параметров транзисторов. Советское радио. 2006. 268 с.

48. Алексєєв К.А. Теорія і практика заглушення шумів в завданні обробки сейсмоакустичних сигналів // Обробка сигналів і зображень. Wavelet Toolbox, Консультаційний центр Matlab, 2004. (http://matlab.exponenta.ru/wavelet/book5/index.php)

49. Лисогор В.М., Штуць А.А., Бородянець Я.Г., Шуллє Ю.А. Моделювання дії операторів багатостадійних технологічних процесів з людино-машинним управлінням в АПК., *Вісник Хмельницького національного університету* 2014 №2 (211). С. 223-228.

50. Алексєєв К.А. Вейвлети, апроксимація і статистичні додатки // Обробка сигналів і зображень. Wavelet Toolbox, Консультаційний центр Matlab, 2004. (http://matlab.exponenta.ru/wavelet/book6/index.php).

51. Войнаровській М. Психологика // Швидке перетворення Фурье, 2002-2003 (http://psi-logic.narod.ru/fft/fft.htm)

52. Кантор І. Алгоритми і методи (http://algolist.manual.ru/compress/standard)

53. Штуць А.А., Матвійчук В. А. Комп'ютерне моделювання процесу штампування обкочуванням трубних заготовок., *Збірник наукових праць.* Вінниця. ВНАУ. 2016. № 1(95). С. 178-184.

54. Смирнов М. Введення в PPM (http://www.compression.ru/download/articles/ppm/smirnov_2000_ppm_faq.html).

55. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний М. Г. Агапонов, В. Л. Аронов, И. Г. Бергельсон и др. Советское радио. 1998. 503 с.

56. Балюта С.М. Частотнорегульовані електромеханічні системи з інтелектуальним керуванням в системах автоматизації технологічних процесів. НУХТ, 2005. 238 с.

57. Лисогор В.М., Сорокун С.В., Лисогор А.В. Моделі взаємодії спеціалістів-операторів в контролі і управлінні ємнісним об'єктом *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.* Хмильницький. № 2. 2006.

58. Kubinski W., Krawczyk K., Application of evolutionary algoritms for optimization of production schedule in foundry. Acta Metallurgica Slovaca 12. 2006. 2. s. 167-178.

59. Москвіна С.М., Білоконь С.А. Синтез моделі теплового об'єкту за допомогою інтелектуальних технологій. *«Інтернет Освіта Наука 2006»* № 2. Вінниця. 2006. с. 624-627.

60. Азарсков В.Н., Л.Н. Блохин, Житецкий Л.С. Методология конструирования оптимальных систем стохастической стабилизации. 2006. – 438 с.

61. Савран В.П., Версаль В.О., Березюк С.В. Ефективність різних режимів автоматичного запуску корів. *«Техніка в сільськогосподарському виробництві, галузеве машинобудування, автоматизація».* №.11. Кіровоград. 2002. С. 73-77.

62. Тимченко А. А. Основи системного проектування та системного аналізу складних об'єктів. Либідь 2000. 272 с.

Наукове видання

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ НВЧ БАГАТОПОЛЮСНИКІВ

Возняк О. М., Штуць А. А.

Викладено в авторській редакції

Підписано до друку 2022. Формат 60х84/16
Папір офсетний. Друк лазерний. Авт. Арк.
Ум. друк. арк. 8,875. Тираж 100 прим. Зам. ____

_____

Віддруковано у редакційно-видавничому відділі Вінницького національного аграрного університету
м. Вінниця, вул. Сонячна, 3, 21008
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції