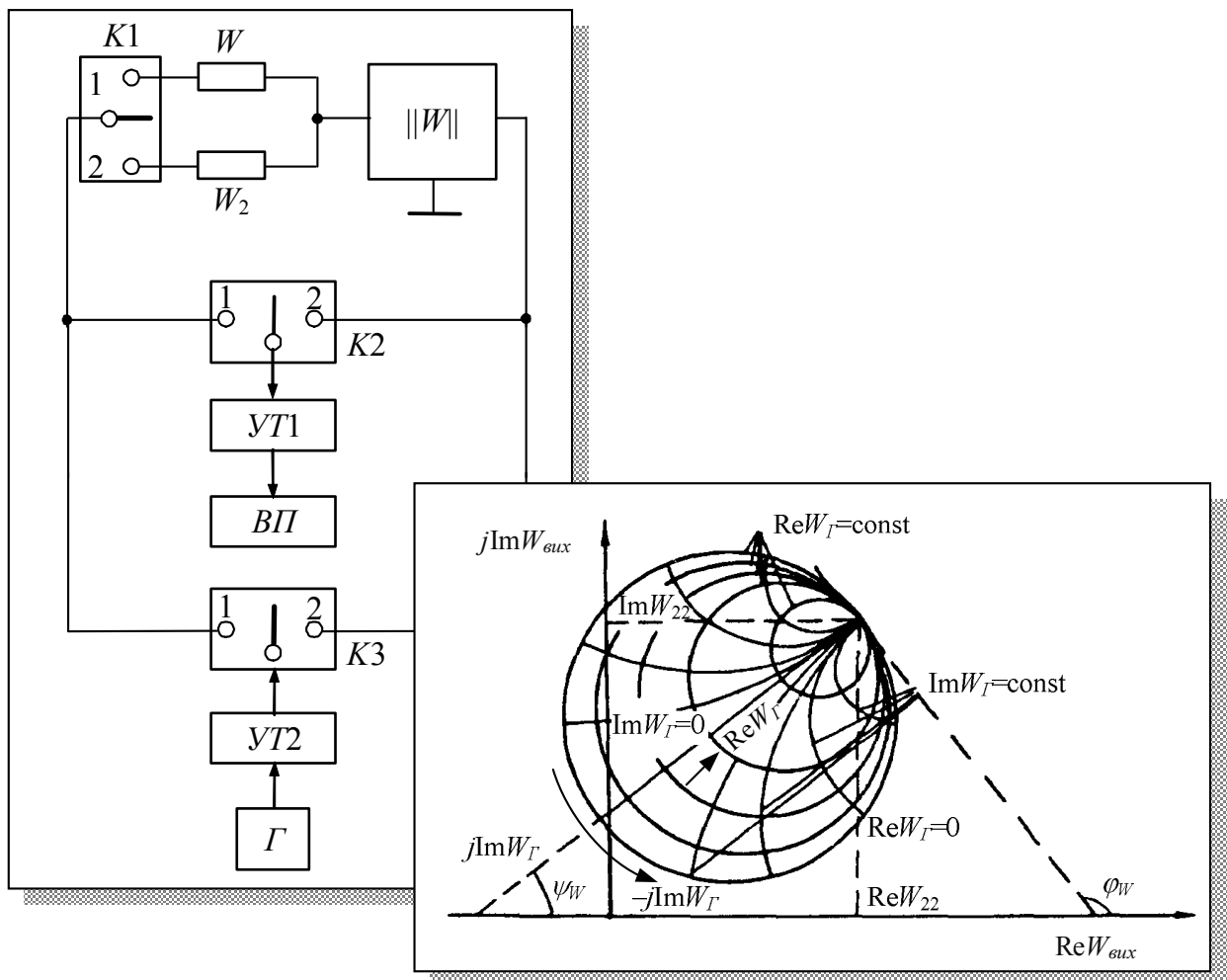


МЕТРОЛОГІЧНІ ОСНОВИ НЕГАТРОНІКИ



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

М.А. Філінюк, Д.В. Гаврілов

МЕТРОЛОГІЧНІ ОСНОВИ НЕГАТРОНІКИ

Монографія

УНІВЕРСУМ – Вінниця
2006

УДК 621.38
Ф 75

Рецензенти:

доктор технічних наук, професор В.О. Поджаренко
доктор технічних наук, професор В.М. Локазюк

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол №11 від 30 червня 2005 р.)

Філінюк М.А., Гаврілов Д.В.

Ф 75 **Метрологічні основи негатроніки.** Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2006. – 188 с.

ISBN

В монографії подано класифікацію негатронів і їхніх параметрів, методи і засоби вимірювання параметрів, як фізичних негатронів так і формальних параметрів потенційно нестійких чотириполюсників, також узагальнено методи і засоби вимірювання імпедансних характеристик негатронів.

Монографія розрахована на наукових і інженерно-технічних працівників, які займаються проектуванням елементів і пристроїв обчислювальної, вимірювальної техніки, радіотехніки і систем керування, а також на аспірантів, магістрантів і студентів вищих технічних навчальних закладів.

УДК 621.38

ISBN

ЗМІСТ

ВСТУП	5
Розділ 1. Класифікація негatronів та їх параметрів	7
1.1. Класифікація негatronів	7
1.2. Визначення R-негatronа	8
1.3. Визначення C-негatronа	11
1.4. Визначення L-негatronа	14
1.5. Фізичні негatronи	16
1.6. Схемотехнічні аналоги негatronів	23
1.7. Визначення потенційно нестійкого чотириполіусника	25
1.8. Класифікація параметрів негatronів	27
Перелік літератури до розділу 1	28
Розділ 2. Методи і засоби вимірювання параметрів фізичних негatronів на низьких частотах	35
2.1. Мости змінного струму для вимірювання імпедансу компонентів	35
2.2. Резонансні вимірювачі імпедансу компонентів	42
2.3. Вимірювання форми вольт-амперної характеристики приладів з від'ємним опором	44
2.4. Вимірювання параметрів тунельного діода	46
2.5. Вимірювання параметрів негatronів з p-n-p-n структурою	50
Перелік літератури до розділу 2	52
Розділ 3. Методи і засоби вимірювання параметрів безструктурних моделей потенційно нестійких чотириполіусників	53
3.1. Аналіз стандартних методів вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполіусників	53
3.2. Нестандартні методи вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполіусників	58
Перелік літератури до розділу 3	69
Розділ 4. Методи і засоби вимірювання робочих параметрів потенційно нестійких чотириполіусників	71
4.1. Вимірювання коефіцієнтів підсилення (передачі)	71
4.2. Вимірювання внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості	71
4.3. Вимірювання максимально досяжного стійкого коефіцієнта передачі за потужністю	76
4.4. Вимірювання мінімально досяжного значення дійсної складової вхідного (вихідного) імпеданса	82
4.5. Вимірювання коефіцієнта невзаємності	88
4.6. Вимірювання частотних параметрів	90
4.7. Визначення шумових параметрів	95
Перелік літератури до розділу 4	99

Розділ 5. Методи і засоби вимірювання параметрів фізичних моделей багатоелектродних напівпровідникових структур.....	102
5.1. Визначення параметрів активної області кристала біполярного транзистора.....	102
5.2. Визначення параметрів активної області кристала польового транзистора.....	107
5.3. Визначення параметрів двозатворного польового транзистора.....	110
Перелік літератури до розділу 5.....	115
Розділ 6. Вимірювання імпедансних характеристик негатронів.....	116
6.1. Резонансні методи вимірювання повного опору.....	116
6.2. Вимірювання імпедансних характеристик за допомогою вимірювальної лінії.....	122
6.2.1. Вимірювальні лінії.....	122
6.2.2. Загальні вимоги до засобів вимірювання.....	126
6.2.3. Вимірювання коефіцієнта відбиття вимірювальної лінії.....	127
6.2.4. Вимірювання фази коефіцієнта відбиття.....	130
6.2.5. Вимірювання повного опору.....	130
6.3. Автоматизація вимірювання повного опору.....	133
6.4. Вимірювання коефіцієнта відбиття.....	135
6.4.1. Вимірювання коефіцієнта відбиття рефлектометром.....	135
6.4.2. Модернізований метод вимірювання.....	137
6.4.3. Автоматизовані вимірювачі модуля коефіцієнта відбиття.....	139
6.5. Визначення області реалізації імітанса негатрона на основі активного чотириполосника.....	143
Перелік літератури до розділу 6.....	145
Розділ 7. Оцінка похибок вимірювання параметрів негатронів.....	147
7.1. Методика оцінки похибок вимірювання параметрів негатронів.....	147
7.2. Похибки вимірювання інваріантного коефіцієнта стійкості.....	149
7.3. Похибки вимірювання мінімально досяжного дійсного імітанса.....	156
7.4. Похибки вимірювання максимально досяжного коефіцієнта передачі.....	161
7.5. Похибки вимірювання коефіцієнта невзаємності.....	165
7.6. Похибки вимірювання граничної частоти.....	169
7.7. Похибки вимірювання W-параметрів потенційно нестійких чотириполосників.....	176
7.8. Похибки вимірювання S-параметрів потенційно нестійких чотириполосників.....	181
Перелік літератури до розділу 7.....	187

ВСТУП

Ефективність сучасних систем електроніки базується на ряді факторів, таких як наявність нових алгоритмів, використання досягнень технології, використання нових принципів і т.д. Одним із перспективних шляхів підвищення ефективності елементів електроніки є використання при їх розробці сучасних досягнень нових напрямків електроніки. Одним із таких напрямків є "Негатроніка". Цей напрямок електроніки пов'язаний з теорією та практикою створення та використання негатронів – електронних приладів, що в деякому режимі роботи мають від'ємне значення основного диференціального параметра (від'ємні активний опір, індуктивність, ємність). Використання досягнень негатроніки вже на даний час дало результати, які визначають розвиток ряду електронних систем. Тільки напівпровідникових негатронів створено більше двох десятків різновидів. Серед них найпотужніші надвисокочастотні прилади – лавинно-пролітні діоди, надшвидкодійні ключі на лавинних транзисторах, потужні напівпровідникові струмові перемикачі на динисторах та тиристорах.

Науковий напрямок "Негатроніка" був вперше сформульований в 1985 році [1]. Цьому передували публікації ряду робіт радянських та закордонних авторів, таких як О.В. Лосєв, У. Шоклі (W. Shockle), Ганн (J.V. Gunn), Л. Есакі (L. Esaki), С.А. Гаряїнов, І.Д. Абезгауз, Ф. Бенінг, В.П. Дьяконов, А.С. Тагер, Л.Н. Степанова, О.Н. Негоденко, Ф.Д. Касимов, В.С. Осадчук, та ін., в яких узагальнені результати як теоретичних так і практичних досліджень. Кожна з цих публікацій внесла значний вклад в розвиток негатроніки.

Ефективність проектування радіоелектронних пристроїв в значній мірі залежить від знання параметрів компонентів з яких дані пристрої складаються. В даний час розроблено методики і засоби вимірювання параметрів більшості активних і пасивних компонентів різного функціонального призначення.

Значний вклад в цей напрямок внесли: В.Л. Аронов, І.К. Бондаренко, Р.А. Валітов, Ю.А. Каменецький, А.Н. Лайхтман, А.В. Майбородін, П.В. Новицький, Ю.Ф. Павленко, Ю.А. Скрипник, В.Н. Сретенський, А.Я. Федотов, А.Л. Фельдштейн, Ю.Л. Хотунцев, А.М. Чернушенко, Н.З. Шварц, Д.Ю. Ейдукас, Л.Р. Явич та ін.

Вдосконалення компонентів, а також нові схемотехнічні рішення привели до появи великої кількості компонентів, які мають від'ємний опір та потенційну нестійкість [2]. При цьому багато з вже існуючих методів, а також побудована на їх основі вимірювальна апаратура або взагалі не пристосовані до вимірювання параметрів таких компонентів, або потребують вдосконалення з метою розширення функціональних можливостей і поліпшення метрологічних характеристик.

У монографії узагальнені результати досліджень з розробки методів

і засобів вимірювання параметрів різних видів негатронів.

Перший розділ присвячений класифікації негатронів і їхніх параметрів. У другому розділі розглянуті методи і засоби вимірювання параметрів фізичних негатронів. Методи і засоби вимірювання формальних параметрів потенційно нестійких чотириполіусників аналізуються в третьому розділі. Особлива увага в четвертому розділі присвячена вимірюванню робочих параметрів таких чотириполіусників. П'ята глава присвячена вимірюванню фізичних параметрів потенційно нестійких багатоелектродних напівпровідникових структур. В шостому розділі узагальнено методи і засоби вимірювання імпедансних характеристик негатронів. Обґрунтування алгоритму розрахунку похибок вимірювань і їхня кількісна оцінка розглянуто в сьомому розділі.

Монографія розрахована на наукових і інженерно-технічних працівників, що займаються дослідженням і проектуванням елементів, пристроїв і систем вимірювальної техніки, радіоелектроніки і систем керування, а також на аспірантів, магістрів і студентів вищих навчальних закладів.

Розділ 1. Класифікація негатронів та їх параметрів

1.1. Класифікація негатронів

Негатрони – електронні прилади, що в деякому режимі роботи мають від’ємне значення основного диференціального параметра (від’ємні активний опір, індуктивність, ємність). Пристрої на базі негатронів є потенційно нестійкими і у вимірюванні їх параметрів важливе місце займають питання стійкості.

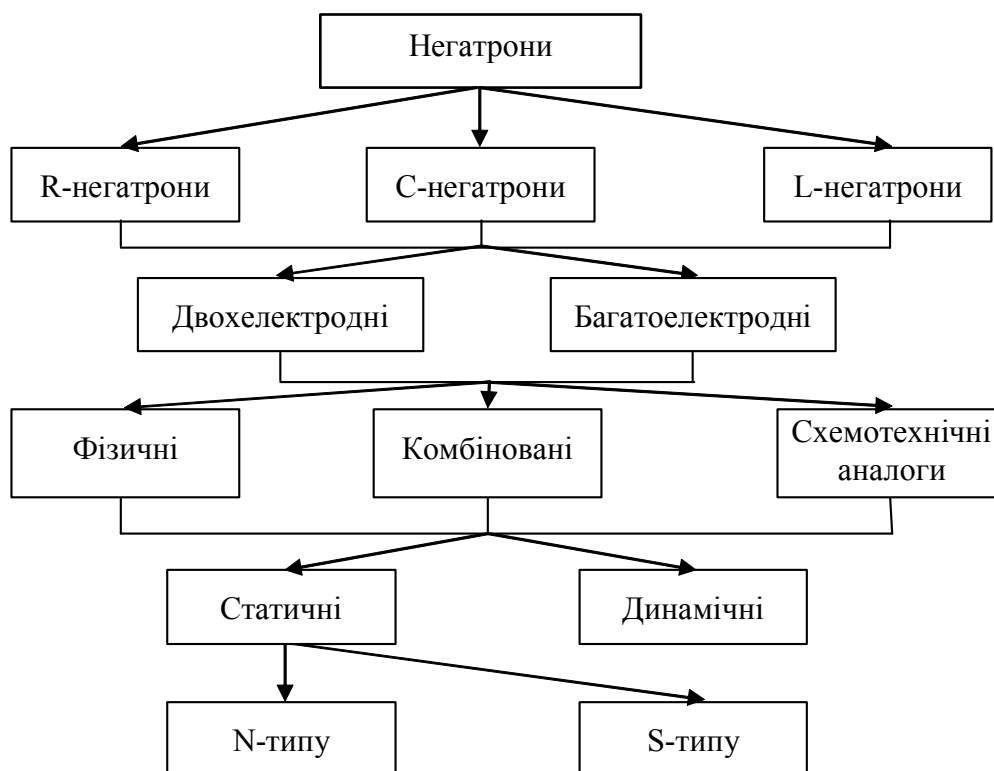


Рис. 1.1. Узагальнена класифікація негатронів

На даний час розроблена велика кількість негатронів, класифікувати які можна за різними ознаками, такими як принцип одержання від’ємного опору, вид вольт-амперної характеристики, частотний діапазон, кількість виводів тощо. Узагальнена класифікація негатронів показана на рис. 1.1. [2]. Динамічні негатрони мають від’ємне значення основного диференціального параметра в деякому визначеному діапазоні частот. У статичних негатронів на основній характеристиці (вольт-амперна для R -негатронів, кулон-вольтна для S -негатронів, вебер-амперна для L -негатронів) спостерігається спадна ділянка, де значення основного диференціального параметра є від’ємним. Статичні негатрони за формою основної характеристики поділяються на негатрони N - та S -типів.

Необхідною умовою появи від’ємного диференціального опору на клеммах електронного приладу, як показано в [3], є наявність позитивного зворотного зв’язку. Зворотний зв’язок може бути внутрішнім, зовнішнім або комбінованим. При цьому розрізняють фізичні негатрони, комбіновані

та схемотехнічні аналоги негатронів.

1.2. Визначення R-негатрона

В результаті протікання електричного струму I через електричне коло у ньому може відбуватися спад напруги U . Ця властивість електричного кола характеризує коефіцієнт R , що отримав назву *активний опір*. Його значення показує, яка величина спаду напруги в разі протікання одиничного струму і виражається в одиницях опору: омах, кілоомах, мегаомах, гігаомах, тераомах. Залежність спаду напруги від струму, що протікає, визначається законом Ома, який для постійного струму має вигляд $U = RI$. Компоненти електронних схем, що використовують цю властивість електричного кола, називаються резисторами. У випадку незалежності величини R від струму, що протікає, чи прикладеної напруги, резистори називаються лінійними і мають лінійну вольт-амперну характеристику (рис. 1.2а). Якщо R залежить від U або I , тоді резистори є нелінійними і мають нелінійну ВАХ (рис. 1.2б).

Загальною властивістю цих видів резисторів є позитивний характер їхнього опору при постійному струмі ($R = U/I > 0$) і споживання енергії постійного струму, тому що електрична потужність постійного струму, яка виділяється в резисторі визначається з виразу $P_0 = UI > 0$.

Для змінного струму опір резистора визначається відношенням приросту напруги до приросту струму і є диференціальним параметром $R_{\sim} = \partial U / \partial I$. Для лінійного резистора $R_0 = R_{\sim} > 0$. У випадку нелінійного резистора величина R_{\sim} залежить від положення робочої точки на ВАХ. Наприклад, для ВАХ, зображеної на рис. 1.2б у точках O_1 і O_3 маємо $R_{\sim} > 0$, а на спадній ділянці ВАХ у точці O_2 - $R_{\sim} < 0$.

Потужність змінного струму, що виділяється на такому резисторі, визначається з виразу:

$$P_{\sim} = \frac{1}{T} \int_0^T iu dt, \quad (1.1)$$

де $i = I_m \sin \omega t$; $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ – миттєві значення струму і напруги; φ -зсув фаз між струмом i і напругою u ; I_m і U_m – амплітудні значення струму і напруги; T – період коливань.

Якщо активний опір по відношенню до постійного струму є споживачем енергії, то відносно змінного струму це не завжди так. З (1.1) випливає, що якщо зсув по фазі між миттєвими значеннями струму i і напруги u дорівнює нулю, тобто $\varphi = 0$, то $P_{\sim} > 0$. Елемент електричного кола в даному випадку є активним опором, що споживає змінну потужність. Якщо $\varphi = \pi/2$ елемент має опір чисто реактивного характеру і не споживає змінної потужності $P_{\sim} = 0$. У проміжному випадку $0 < |\varphi| < \pi/2$ – елемент є споживачем змінної потужності. У випадках, коли має місце зсув по фазі $\pi/2 < |\varphi| < \pi$ або, $\pi < |\varphi| < 3\pi/2$ потужність $P_{\sim} < 0$.

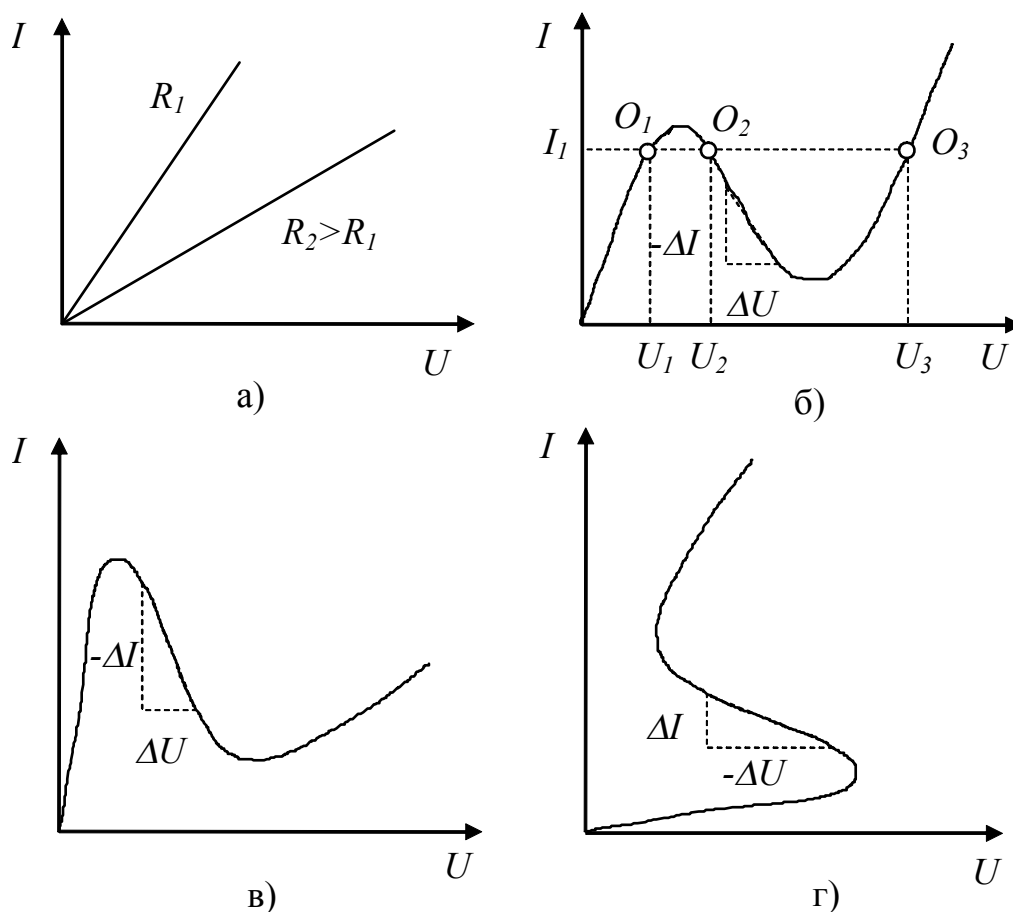


Рис. 1.2. Статичні вольт-амперні характеристики приладів: а) – лінійних резисторів; б) – нелінійних резисторів; в) – вольт-амперна характеристика приладу керованого напругою; г) – вольт-амперна характеристика приладу керованого струмом

З формальної точки зору це означає, що елемент, у якому через ті чи інші причини створюється від’ємна потужність, повинен розглядатися не як споживач, а як джерело енергії змінного струму. Тому що для $P < 0$ відношення u/i , що має розмірність опору, менше нуля, такий елемент, також формально, характеризують від’ємним опором (ВО)

$$Z^{(-)} = \frac{u}{i} < 0. \quad (1.2)$$

або від’ємною провідністю (ВП)

$$Y^{(-)} = \frac{1}{Z^{(-)}} = \frac{i}{u} < 0.$$

Необхідно підкреслити, що ВО і ВП являються диференціальними величинами і здатні віддавати потужність відповідно до прикладеного змінного сигналу. Величина цієї потужності пропорційна квадрату приросту струму або напруги:

$$P^{(-)} = \frac{1}{2}(\Delta I)^2 R^{(-)}; P^{(-)} = \frac{1}{2}(\Delta U)^2 G^{(-)}. \quad (1.3)$$

В електротехніці вважають, що елемент електричного кола має ВО

або ВП, якщо він здатний виділяти потужність на змінному струмі і тим самим компенсувати втрати в приєднаному до нього електричному колі. Елемент, який має від'ємний опір або від'ємну провідність, називається R -негатроном. З вищесказаного випливає, що джерело постійного струму не може бути таким елементом. R -негатрон здатний перетворювати енергію джерела живлення, у тому числі постійного струму, завдяки чому він може служити джерелом потужності змінного струму.

Таким чином, під R -негатроном варто розуміти елемент електричного кола, який здатний віддавати змінну потужність, завдяки перетворенню енергії джерела живлення.

Якщо уявити коло, що складається з джерела напруги U_G і двох з'єднаних послідовно опорів однакової величини, але з різними знаками, ($R_G, R_H = -R_G$), то загальний опір цього кола дорівнює нулю (рис. 1.3).

Таким чином, R -негатрон може компенсувати позитивний опір у колі. Однак ця властивість справедлива лише частково, тому що в цьому випадку отримуємо коло із загальним опором малої величини. Струм I у такому колі за будь-якої невеликої напруги $U_G \rightarrow 0$ набуває значення $I \rightarrow \infty$.

Це суперечить здоровому глузду і практиці. Тому співвідношення (1.2) може бути справедливим тільки на деякій кінцевій ділянці вольт-амперної характеристики. Практично будь-яка крива, що характеризує від'ємний опір у великому діапазоні амплітуд, повинна бути нелінійною. Однак обмеження області лінійності не вирішує всіх проблем. Так, у колі з еквівалентною схемою, показаною на рис. 1.3, підведений струм короткочасної дії не буде згасати в часі й у будь-який момент часу повинний залишатися незмінним.

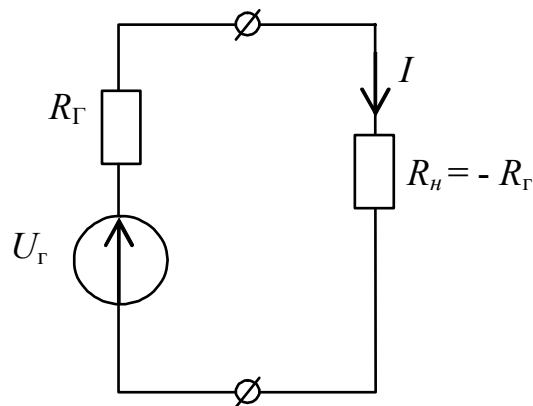


Рис. 1.3. Послідовне з'єднання джерела напруги U_G та двох опорів однакової величини, але з різними знаками

Фізичне пояснення рівняння (1.2) дозволяє навести ще й інші міркування. Знак мінус у відношенні напруги до струму може з'являтися з двох причин: через зміну полярності напруги або зміну напрямку струму

$$R^{(-)} = \frac{U}{I} = \frac{(-U)}{I} = \frac{U}{(-I)}.$$

З фізичної точки зору різні причини виникнення від'ємних опорів можуть бути також пов'язані з різними режимами роботи негатрона. Тому стосовно до R -негатронів вибір в якості параметра опору $R^{(-)}$ чи провідності $G^{(-)}$ не можна робити довільно. Це можна показати на прикладі R -негатронів, вольт-амперна характеристика яких показана на рис. 1.2в. Такі R -негатрони керуються напругою, оскільки струм I , що протікає через них, є однозначною функцією прикладеної до його затискачів напруги: $I=f(U)$, тобто кожному значенню напруги відповідає тільки одне значення струму. Але стосовно струму дана характеристика не є однозначною. У випадку R -негатронів, керованих напругою, похідна $dI/dU = G^{(-)}$ у кожній точці кривої $I = f(U)$ характеризує диференціальну провідність приладу.

R -негатрони, що мають вольт-амперну характеристику, показану на рис. 1.2г, керуються струмом, тому що напруга на їх затискачах є однозначною функцією струму: $U = f(I)$. Нахил вольт-амперної характеристики визначає диференціальний опір R -негатрона: $R = dU/dI$.

Таким чином, у залежності від виду вольт-амперної характеристики всі R -негатрони можна розділити на R -негатрони, керовані напругою, що мають N -подібну вольт-амперну характеристику, і які варто характеризувати від'ємною провідністю, і на R -негатрони, керовані струмом, що мають S -подібну вольт-амперну характеристику, і які варто характеризувати від'ємним опором.

Якщо вольт-амперні характеристики R -негатронів, керованих напругою, зобразити в координатах $(I; U)$, а характеристики R -негатронів, керованих струмом, зобразити в координатах $(U; I)$, то вони будуть мати однаковий вигляд, але струми і напруги на координатних осях при цьому взаємно зміняться. Тому такі прилади не є простими аналогами. Між ними існує так звана дуальна аналогія. Внаслідок чого їх називають дуальними негатронами. Слід зазначити, що вищезазначені поняття відносяться до двополюсних R -негатронів. У випадку чотириполюсних R -негатронів, наявний дуальний характер вольт-амперних характеристик вхідного і вихідного кола. Таким чином, введення самостійних понять про від'ємний опір і від'ємну провідність не є формальною операцією. Від'ємний опір і від'ємна провідність як елементи електричного кола мають різні властивості. Власне, саме це і зумовлює розбіжності в способах їхнього застосування і у способах вмикання в схемах, а при аналізі схем – необхідність використання різної системи параметрів.

1.3. Визначення S -негатрона

У радіоелектронних пристроях в якості найпоширеніших компонентів застосовуються конденсатори, в електричному полі яких відбувається нагромадження енергії. Ідеальний ємнісний нагромаджувач не повинен споживати активну потужність, тобто опір втрат у ньому повинен бути відсутнім. Як відомо, в ідеальному ємнісному нагромаджувачі нагромаджуваний заряд q пропорційний напрузі на

елементі (рис 1.4а)

$$q = CU . \quad (1.4)$$

З (1.4) визначаємо струм, що протікає через ємність:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dU}{dt} + U \frac{dC}{dt} . \quad (1.5)$$

Для параметричної ($C = C(t) dC(t) / dt \neq 0$) і нелінійної ($C = C(U)$) ємностей другий доданок у (1.5) відмінний від нуля.

Якщо ємнісний елемент лінійний і має постійні параметри $C = const$, $dC / dt = 0$, то (1.5) спрощується:

$$i = C \frac{dU}{dt} . \quad (1.6)$$

Після переходу в (1.6) до символічних зображень струму і напруги, отримаємо

$$I_m \exp(j\omega t) = C d[U_m \exp(j\omega t)] / dt , \\ U_m = Z_C I_m ,$$

$$\text{де } Z_C = jX_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C}, \quad \varphi_C = \arg Z_C = -\frac{\pi}{2} . \quad (1.7)$$

Таким чином, опір ємнісного елемента є чисто реактивним, як і повинно бути при нагромадженні в елементі реактивної потужності. Потужність P і енергія N_{max} , що запасуються в електричному полі конденсатора, визначаються за співвідношеннями

$$P = -\frac{U_m^2}{2\omega C}, \quad N_{max} = (1/2)CU_m^2 .$$

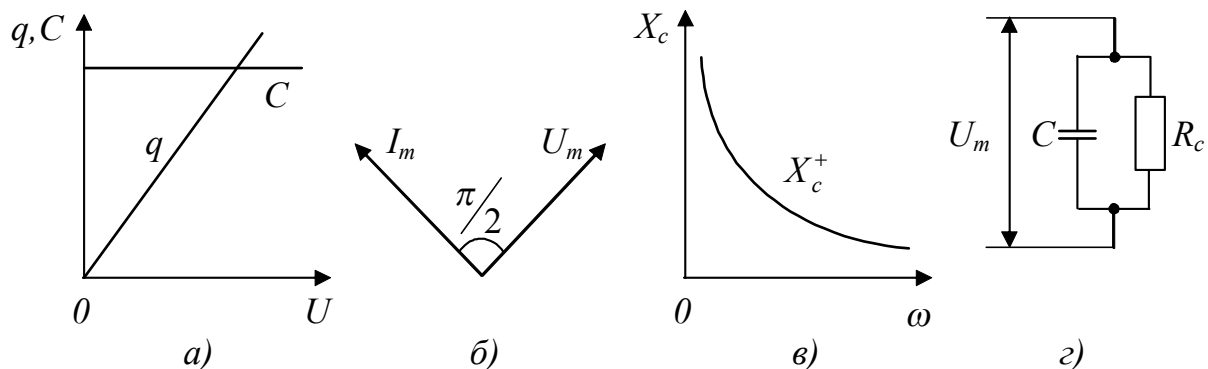


Рис. 1.4. Залежність від напруги ємності C і заряду q для ідеального конденсатора (а), його векторна діаграма (б) і частотна залежність реактивного опору (в), а також еквівалентна схема реального конденсатора з втратами (г)

Максимальна енергія відповідає моменту часу, коли напруга на конденсаторі досягає максимуму, тобто набуває амплітудного значення. Як видно з (1.7), струм у ємнісному елементі випереджає по фазі напругу, а кут дорівнює $\pi/2$ (рис. 1.4б). З ростом частоти ω і ємності C реактивний опір X_C зменшується, оскільки (при фіксованому значенні амплітуди

напруги) зі збільшенням ємності збільшується заряд, а з ростом частоти зростає швидкість його переміщення. У колі збільшується заряд, що протікає за одиницю часу, що означає збільшення амплітуди струму $i = dq / dt$ і відповідне зменшення опору. На рис. 1.4в показана частотна залежність опору ємнісного елемента. Втрати енергії відбуваються в діелектрику конденсатора і залежать від напруженості поля в діелектрику (тобто визначаються напругою на конденсаторі). Отже, еквівалентна схема конденсатора з втратами повинна містити дисипативний елемент, до якого прикладена повна напруга конденсатора (див. рис. 1.4г). На опорі втрат R_C виділяється активна потужність

$$P_a = U_m^2 / 2R_C. \quad (1.8)$$

З (1.8) розраховуємо добротність Q_C і втрати d конденсатора

$$Q_C = \omega CR_C = \operatorname{tg} \varphi = \operatorname{ctg} \delta,$$

$$d_C = \frac{1}{Q_C} = \frac{1}{\omega CR_C} = \operatorname{ctg} \varphi = \operatorname{tg} \delta.$$

Кут δ є кутом втрат [4]. Це поняття часто використовується (замість добротності і втрат) для оцінки властивостей реального конденсатора. Крім наявності втрат, ємність реального конденсатора залежить у більшій або меншій мірі від прикладеної напруги і частоти. Тому на змінному струмі його варто характеризувати диференціальною ємністю

$$C_{\sim} = \frac{dq}{dU}. \quad (1.9)$$

Існує клас ємнісних елементів і їх схемотехнічних аналогів, у яких на кулон-вольтній характеристиці існує ділянка (а, б), де $C_{\sim} < 0$ (рис. 1.5). Тобто вони мають “від’ємну диференційну ємність”. Такі елементи отримали назву C -негатронів. Вони також як і R -негатрони можуть мати кулон-вольтну характеристику N - і S -типу (рис. 1.5).

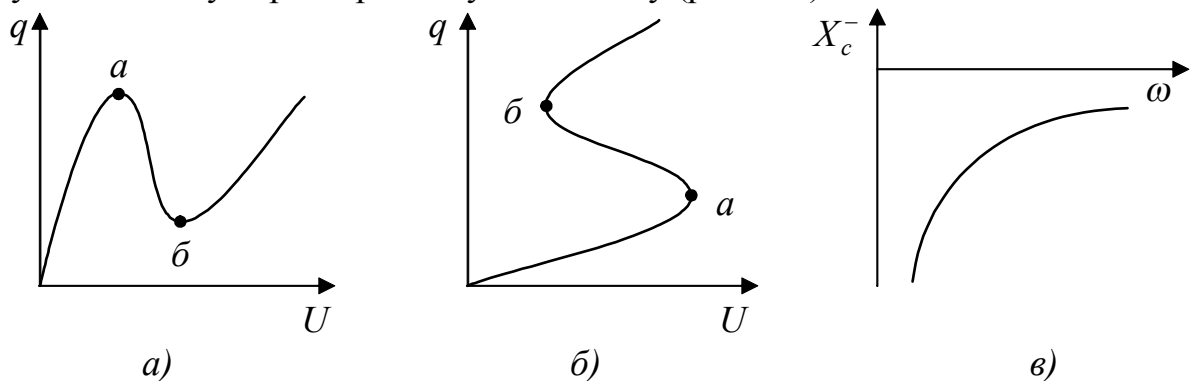


Рис. 1.5. Кулон-вольтні характеристики N - (а) і S - (б) типу і частотна залежність реактивного опору C -негатрона (в)

Ємнісний опір такого негатрона також від’ємний $X_C^{(-)} = 1/\omega C^{(-)} < 0$ і його модуль зменшується з ростом частоти (рис. 1.5в).

Таким чином, для C -негатрона повинні виконуватися умови:

- для статичного C -негатрона

$$C^{(-)} = \frac{dq}{dU} < 0, \quad X_C = \frac{1}{\omega C^{(-)}} < 0, \quad \frac{dX_C}{d\omega} > 0,$$

- для динамічного C -негатрона

$$X_C = \frac{1}{\omega C^{(-)}} < 0, \quad \frac{dX_C}{d\omega} > 0.$$

1.4. Визначення L -негатрона

У двополюснику з індуктивним реактивним опором нагромадження енергії відбувається в магнітному полі, що характеризується величиною магнітного потоку Φ . Згідно з законом електромагнітної індукції магнітний потік пов'язаний з ЕРС e_B , що виникає у витку котушки індуктивності, співвідношенням [4]

$$e_B = -d\Phi/dt.$$

Потокозчеплення $\psi = \Phi\omega$ характеризує зчеплення ліній поля із витками котушки. Магнітний потік Φ і потокозчеплення ψ пропорційні струму в котушці:

$$\psi = L i. \quad (1.10)$$

Коефіцієнт пропорційності L , який є параметром індуктивного елемента, називається індуктивністю. З (1.10) отримуємо:

$$U = L di/dt + i dL/dt. \quad (1.11)$$

У випадку параметричної ($L=L(t)$) і нелінійної ($L=L(i)$) індуктивності другий доданок у (1.11) відмінний від нуля ($dL/dt \neq 0$). Для лінійного індуктивного елемента з постійними параметрами $L=const$, $dL/dt = 0$ і (1.11) матиме вигляд

$$U = L di/dt.$$

Переходячи до символічних зображень напруги і струму, отримуємо

$$\dot{U}_m \exp(i\omega t) = L d(\dot{I}_m \exp i\omega t)/dt.$$

Отже,

$$\dot{U}_m = \dot{Z}_L \dot{I}_m, \quad (1.12)$$

$$\dot{Z}_L = j\omega L, \quad \varphi_L = \arg Z_L = \pi/2.$$

Співвідношення (1.12) показують, що в котушці індуктивності вектор струму I_m відстає від вектора напруги U_m на кут $\pi/2$ (рис. 1.6б). Основне розсіювання енергії в котушці відбувається за рахунок виділення тепла в проводі. Деякі втрати енергії можуть виникати в каркасі котушки, якщо він не є ідеальним діелектриком. Крім того, якщо котушка екранована, то частина енергії може втрачатися в екрані. Усі втрати в котушці кількісно враховуються дисипативним елементом r_L (рис. 1.6з).

Оскільки опір ідеального індуктивного елемента чисто реактивний, то у ньому нагромаджується тільки реактивна потужність

$$P_r = 0,5\omega LI_m^2. \quad (1.13)$$

При цьому максимальна енергія, що нагромаджується в магнітному полі котушки

$$N_{\max} = 0,5LI_m^2.$$

З ростом частоти ω і індуктивності L реактивний опір X_L збільшується (рис. 1.6в), тому що при фіксованому значенні амплітуди струму, ЕРС самоіндукції, що перешкоджає протіканню струму, зростає з підвищенням магнітного потоку і швидкості його зміни. Відповідно збільшуються напруга й опір.

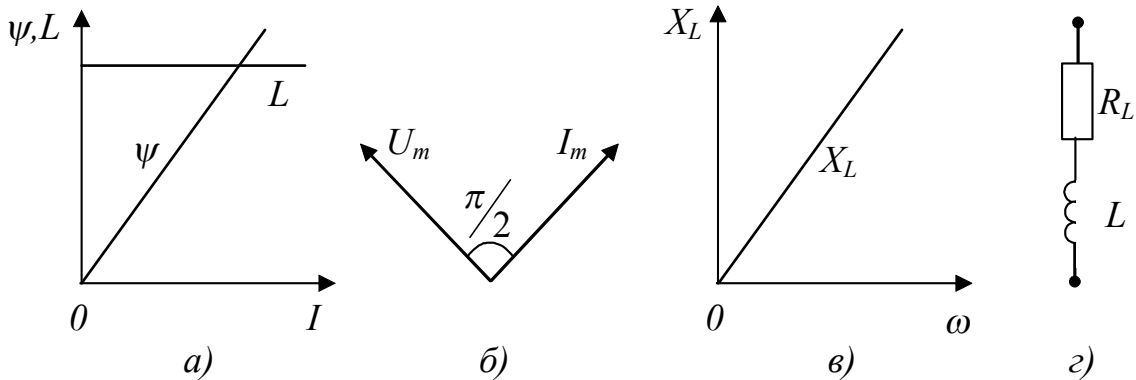


Рис. 1.6. Залежність індуктивності L і потокозчеплення ψ від струму I для ідеальної індуктивності (а), її векторна діаграма (б) і частотна залежність реактивного опору (в), а також еквівалентна схема реальної індуктивності з втратами (з)

Аналіз складових втрат енергії в котушці показує, що опір втрат r_L залежить від її конструкції і на різних частотах має різне значення. Слід зазначити, що опір втрат r_L неможливо виміряти безпосередньо. Зазвичай його розраховують за емпіричними і напівемпіричними формулами. Експериментально знаходять добротність котушки Q_L і за нею розраховується опір втрат. Для обчислення добротності котушки індуктивності розраховують активну потужність, що виділяється на опорі втрат

$$P_a = 0,5r_L I_m^2. \quad (1.14)$$

З (1.13) і (1.14) знаходимо добротність Q_L і згасання d_L котушки з втратами

$$Q_L = \omega L / r_L, \quad d_L = r_L / \omega L.$$

Варто підкреслити, що для котушок, що працюють на високих частотах, виконуються нерівності виду

$$Q_L \gg 1, \quad d_L \ll 1.$$

Звичайно втрати в котушках індуктивності істотно більші, ніж у високодобротних конденсаторах [5].

Таким чином, проаналізувавши фізичні моделі котушки індуктивності і конденсатора можна відзначити, що зсув по фазі між

векторами струму і напруги в котушці індуктивності і конденсаторі виникає з однієї і тієї ж причини – інерційність процесів зміни їхньої провідності. При цьому в котушці індуктивності такий зсув викликаний інерційністю по відношенню до зміни струму, а в конденсаторі – до зміни напруги.

Крім наявності втрат, індуктивність реальної котушки індуктивності більше або менше залежить від струму, що протікає через неї та від частоти. Тому на змінному струмі її доцільно характеризувати диференціальною індуктивністю

$$L_{\sim} = \frac{d\varphi}{dI}. \quad (1.15)$$

Існує клас індуктивних елементів і їх схемотехнічних аналогів, у яких на вебер-амперній характеристиці існує ділянка (а, б), де $L_{\sim} < 0$ (рис. 4.2а, б). Тобто вони мають від’ємну диференціальну індуктивність $L^{(-)}$. Такі елементи отримали назву “L-негатрони”. Вони як і R-негатрони можуть мати вебер-амперну характеристику N- і S-типу.

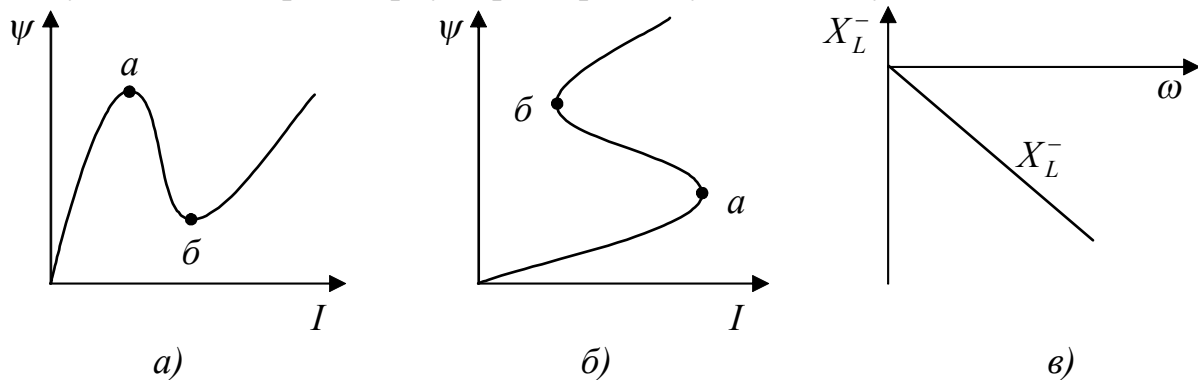


Рис. 1.7. Вебер-амперні характеристики N- (а) і S- (б) типу і частотна залежність реактивного опору L-негатрона (в)

Реактивний опір такого негатрона також від’ємний $X_L^{(-)} = \omega L^{(-)} < 0$ і його модуль зростає зі збільшенням частоти (рис. 1.7в).

Таким чином, для L-негатрона повинні виконуватися такі умови:

- для статичного L-негатрона

$$L = \frac{d\psi}{di} < 0; \quad X_{L^{(-)}} = -\omega L < 0; \quad \frac{dX_{L^{(-)}}}{d\omega} < 0;$$

- для динамічного L-негатрона

$$X_{L^{(-)}} = -\omega L < 0; \quad \frac{dX_{L^{(-)}}}{d\omega} < 0.$$

1.5. Фізичні негатрони

Відмінною особливістю фізичних негатронів є те, що зворотний зв’язок в них внутрішній, тобто створюється фізичними процесами, що мають місце в середині приладу, а не за рахунок передачі сигналу з виходу

на вхід за допомогою зовнішнього кола. Як підкреслено в [6], наявність внутрішнього зворотного зв'язку фактично робить ці прилади функціональними елементами.

Розвиток електроніки спричинив появу досить великої кількості фізичних негатронів, в основі роботи яких лежать різні фізичні ефекти в газі [7-10], вакуумі [11-13], напівпровіднику. Початком розвитку напівпровідникової негатроніки необхідно вважати відкриття в 1922 р. інженером Нижегородської лабораторії О.В. Лосевим спадної ділянки на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) напівпровідникового точкового діода [14]. Молодий вчений не тільки вперше одержав на ВАХ діода спадну ділянку, але й вперше реалізував за допомогою такого діода регенеративний приймач – кристадин. Саме ці перші роботи О.В. Лосєва необхідно вважати початком ери напівпровідникової електроніки [1].

Опанування діапазону надвисоких частот (НВЧ) привело до пошуку нових фізичних ефектів і напівпровідникових приладів з від'ємним опором. Початком пошуку шляхів створення таких НВЧ напівпровідникових приладів можна вважати статтю Шоклі [15], що була опублікована в 1954 році. В статті автор пропонує ідею двохелектродного приладу з від'ємним опором, який виникає внаслідок ефекту часу прольоту. В якості першого прикладу він розглядає "діод з затримкою неосновних носіїв". В запропонованій ним p^+-n-p- або n^+-p-n- структурі неосновні носії, які інжектуються з p^+-n- переходу, дрейфують до іншого $p-n$ -переходу з затримкою, що дорівнює часу прольоту. Другий прилад, запропонований Шоклі, - це $p-n-p$ -структура, яка використовується в режимі проколу для забезпечення її уніполярності. Запропоновані ідеї пізніше були реалізовані в інжекційно-пролітних діодах (ІПД).

В тій же статті Шоклі розглядає можливість створення двоелектродного приладу, який виготовлений з однорідного напівпровідника, в якому під дією сильного електричного поля можуть спостерігатися відхилення від закону Ома, що призводять до появи від'ємного диференціального опору. Відхилення від закону Ома проявляється в зниженні швидкості носіїв при збільшенні напруженості електричного поля, тобто в появі області від'ємної диференціальної рухливості. Однак практичної реалізації ця ідея не одержала внаслідок ряду теоретичних недоробок. І тільки в 1963 р. Ганном (J.V. Gunn) були одержані перші експериментальні дані про існування прольотних коливань, що пов'язані з даною властивістю, в *GaAs* та *InP* [16]. А прилади, які використовують цей ефект, одержали назву "діоди Ганна" [17].

В 1958 р. професором Токійського університету Лео Есакі (L. Esaki) при дослідженні дуже вузьких сплавних переходів, виготовлених з використанням сильнолегованого електронного германію, була одержана вольт-амперна характеристика N -типу [18]. Прилади, що використовують такі $p-n$ переходи одержали назву тунельних діодів в наслідок того, що

механізм проходження носіями р-n переходу базується на тунельному ефекті [19]. Потрібно зауважити, що тунельний діод не виправдав усіх сподівань, оскільки від нього не вдалося одержати великої вихідної потужності. Останнім часом проводяться інтенсивні дослідження двобар'єрних резонансно-тунельних діодів [20–23] внаслідок перспективності їх використання на надвисоких частотах. Так в [20] була показана можливість використання резонансно-тунельних діодів (РТД) для детектування на частотах до 2,5 ТГц, а в роботах [21, 22] вдалося одержати генерацію на частотах до 420 ГГц в РТД на *GaAs/AlAs* та до 712 ГГц в РТД на *InAs/AlSb* при кімнатній температурі.

В 1958 р. Рід (W.T. Read) [24] запропонував використовувати для генерації НВЧ потужності діод з складною $n^+ - p - p^-$ -структурою. В цьому приладі використовується поєднання ефектів лавинного множення, що базується на ударній іонізації, та часу прольоту електронів. Тому прилад одержав назву ІМРАТТ-діод (Impact Avalanche and Transit Time). В СРСР ці прилади одержали назву "лавинно-пролітні діоди" (ЛПД) і були створені А.С. Тагером та його співробітниками в 1959 р. [25, 26]. В закордонних публікаціях перше повідомлення про практичну реалізацію ЛПД з'явилося в 1965 році [27].

Подальшим розвитком ЛПД є ТРАПАТТ-діод (Trapped Plasma Avalanche and Transit Time), що означає "лавинно-пролітний діод з захопленням плазми"). Для реалізації ТРАПАТТ-режиму, відкритого в 1966 р. [28], необхідна досить складна взаємодія між приладом та НВЧ схемою. Наприклад, ТРАПАТТ-підсилювач потребує настроювання за гармоніками та субгармоніками, а також використання ЛПД-режиму для запуску. Але, незважаючи на складність самого приладу та відповідної схеми, ТРАПАТТ-діоди грають провідну роль в фазованих антенних ґратках, оскільки забезпечують можливість одержання високої імпульсної потужності на НВЧ (>100 Вт), великого коефіцієнта заповнення (1-20%), високого коефіцієнта корисної дії (>25%) та ширину смуги пропускання в підсилювачах не менше 15%. Однак цим приладам притаманні й недоліки: процесу ударної іонізації властиві значні шуми, тому підсилювачі на їх основі також будуть мати великі шуми; процес ударної іонізації потребує великої потужності для одержання значних електричних полів.

В 1971 р. вперше була одержана генерація в НВЧ діапазоні за допомогою інжекційно-пролітних діодів [29], теоретичні основи роботи яких були обґрунтовані ще в 1954 році Шоклі (W. Shockle) [15]. В ряді публікацій ці діоди одержали назву "БАРІТ-діоди" (Barrier Injection Transit Time Diodes). Маючи, як і ЛПД, динамічний від'ємний опір в діапазоні НВЧ, в них не використовується режим лавинного множення носіїв і, як наслідок, відсутні недоліки, що притаманні ЛПД.

Всі вище розглянуті діоди з від'ємним активним опором призначені

для роботи в діапазоні НВЧ і здатні працювати при відносно невеликих значеннях потужності сигналу та робочих струмах.

На низьких частотах значне поширення одержали чотиришарові напівпровідникові структури типу р-п-р-п та їх різні модифікації, які володіють від'ємним опором, в основі роботи яких лежить тиристорний ефект, обумовлений лавинним множенням носіїв в закритому середньому р-п переході. Найширше застосування одержали двохелектродні (динистори) та трьохелектродні (тиристори) р-п-р-п структури. Крім того, відомі р-п-р-п структури з чотирма електродами (бінистори [30]) та тиристори з чутливими та нечутливими електродами. Найбільш систематичне дослідження таких тиристорних негатронів проведені С.А. Гаряїновим та Н.Д. Абезгаузом [3, 31]. Ці прилади можуть працювати в режимі підсилення, генерування та перемикування. Їм властиві велика економічність за живленням при роботі в ключовому режимі, здатність комутувати сигнали великої потужності. Вони, теоретично, є багатофункціональними приладами за допомогою яких можна здійснювати широку уніфікацію радіоелектронних приладів. Але практична галузь їх застосування обмежується в основному пристроями імпульсної техніки, що пояснюється рядом суттєвих недоліків. До них відносяться: низька температурна стабільність, підвищена нестійкість та велика чутливість коефіцієнта перетворення пристрою до зміни від'ємного опору, низька економічність за живленням при роботі в лінійному режимі, висока напруга живлення та малий частотний діапазон.

Дослідження ефекту лавинного множення в колекторному переході біполярного транзистора привело до створення лавинного транзистора, на ВАХ якого є ділянка від'ємного опору [32, 33], Теоретичні дослідження таких негатронів та імпульсних пристроїв на їх основі проведені В.П. Д'яконовим [34]. Наявність між емітером та колектором лавинного транзистора індуктивного імпедансу з від'ємною дійсною складовою стало передумовою використання його в якості високодобротного напівпровідникового аналога індуктивності [35]. Але великі шуми таких негатронів, обумовлені лавинним ефектом та низька температурна стабільність зробили використання лавинних транзисторів в такій якості безперспективним.

Тепловий механізм появи від'ємного опору спостерігається в терморезисторах [36]: термісторах – приладах з вольт-амперною характеристикою S-типу; та позисторах – з ВАХ N-типу. В схемах з терморезисторами, внаслідок великих значень постійних часу, перехідні процеси протікають повільно, в них також виникають релейні ефекти та автоколивання.



Рис. 1.8. Класифікація напівпровідникових негатронів

Технологічні методи створення планарних напівпровідникових приладів досягли досить високої досконалості. Тому негатрони на n-p-переходах можуть мати відносно велику надійність та відтворюваність. Але процес їх виготовлення є трудомістким, оскільки потребує від двох до

чотирьох високотемпературних процесів окислення і дифузії та відповідної кількості процесів фотолітографії. З цієї точки зору перспективнішими є аморфні та полікристалічні напівпровідникові плівки, в яких разом з від'ємним опором спостерігається ще й ефект перемикання з запам'ятовуванням. В результаті прикладення до плівки деякої порогової напруги вона стрибком переходить в низькоомний стан і зберігає його навіть при відключеному живленні. Перше повідомлення в 1969 р. про спостереження від'ємного опору в склоподібних напівпровідниках [37] дало поштовх до створення різних негатронів на основі халькогенідних матеріалів. Дослідження в цьому напрямку активно ведуться під керівництвом професора Ф.Д. Касимова [38].

На даний час напівпровідникових негатронів створено більше двох десятків різновидів (рис. 1.8) [2].

На відміну від розглянутих вище *R*-негатронів, теорія та практика створення та використання *L*-, *C*-негатронів одержали значно менший розвиток. Першою систематичною роботою, в якій розглядаються деякі властивості *L*- та *C*-негатронів можна вважати монографію Ф. Бенінга [39]. Використання приладів з від'ємною диференціальною ємністю дозволяє: збільшити крутизну фронтів імпульсів [39]; компенсувати паразитні додатні ємності; збільшити смугу пропускання підсилювачів [40]; покращити характеристики активних фільтрів; одержати надчутливі сенсори [41]; створити новий клас напівпровідникових елементів електронної техніки з індуктивним характером імпедансу, технологічний процес виготовлення яких сумісний з технологічним процесом виготовлення інтегральних мікросхем [42]; одержати нові схемотехнічні рішення для елементів і пристроїв аналогової та цифрової техніки.

Ефект від'ємної ємності спостерігається в різних напівпровідникових структурах в різних умовах [43-53]. Проте, не зважаючи на інтенсивні дослідження, що ведуться в цьому напрямку, механізм появи від'ємної ємності ще остаточно нез'ясований. Так, дослідженню властивостей від'ємної ємності, що реалізована на тунельному діоді, присвячена робота [43]. В [44] розглянута від'ємна ємність кремнієвого діода з глибоким рівнем пасток з домішками золота, показана відмінність даного явища від аналогічного в діодах без домішок та дається пояснення на основі ефектів заряду та розряду глибоких пасток. Від'ємна ємність спостерігається в різних гетероструктурах на основі кремнію [45]. В діодах з бар'єром Шоткі *NiSi₂-n-Si* [46], *NiSi₂-n-Si*, *Pd-n-Si*, *Pd-n-GaAs* [47], *WN_x-n-GaAs* [48], *Al-n-GaAs* [49] від'ємна ємність спостерігається при прямих напругах зміщення. В гетероструктурі *Ni-TiO₂-p-Si* ефект від'ємної ємності спостерігається при зворотній напрузі на бар'єрі Шоткі *Ni-TiO₂* [42]. В структурі типу метал-діелектрик-метал, виготовленій з *ZnS* з домішкою *Mn*, від'ємна ємність спостерігається при відносно високих електричних полях в умовах ударної іонізації, незалежно від полярності прикладеної напруги [50]. Ефект від'ємної ємності в однорідних (без бар'єрів) напівпровідникових структурах досліджується в [51], де показано, що від'ємна ємність виникає, якщо провідність в структурі має інерційних

характер і реактивна компонента струму перевищує максвелівський струм зміщення. Від'ємна ємність спостерігається в аморфних напівпровідниках поблизу порогової напруги та в області від'ємного опору [52]. Наявність поряд з індуктивним, за знаком, імпедансом від'ємного активного опору дозволяє суттєво підвищити добротність. Окрім цього, значення індуктивного імпедансу значною мірою залежить від режиму за постійним струму, та ним можна керувати, наприклад, впливом світла. Але аморфні напівпровідники мають такі суттєві недоліки як нестабільність та деградація параметрів. Тому з точки зору підвищення стабільності та надійності характеристик перспективнішими є полікристалічні напівпровідники. Ефект від'ємної ємності в тонких плівках полікристалічного кремнію розглядається в роботах [38, 53].

Публікацій зі створення фізичних L -негатронів практично не існує. Проте можливість фізичної реалізації від'ємної диференціальної індуктивності можна показати на такому простому прикладі. Візьмемо котушку індуктивності, намотану без каркаса високоомним проводом. В нормальних умовах збільшення струму через котушку індуктивності приведе до збільшення її поточкозчеплення, при цьому значення індуктивності залишається постійним. При подальшому збільшенні струму, провід котушки почне нагріватися, міжвиткова відстань збільшуватися і, як наслідок, зменшуватися поточкозчеплення. Тобто на вебер-амперній характеристиці такої котушки індуктивності ми отримаємо спадну ділянку, на якій значення диференціальної індуктивності буде від'ємним.

Проведений аналіз фізичних негатронів показав наявність досить розвинутої теорії та практики створення та використання фізичних R -негатронів, на відміну від L - та C -негатронів. Тільки напівпровідникових R -негатронів розроблено більше двох десятків (рис. 1.8). Досягнення напівпровідникової негатроніки знаходять широке застосування в різноманітних електронних системах. Проводяться інтенсивні дослідження з вдосконалення існуючих негатронів, створення нових та вивчення різних фізичних процесів, що лежать в основі їх роботи. Фактично RLC -негатрони є багатофункціональними приладами. Розробка елементів та пристроїв автоматики на базі негатронів в багатьох випадках дозволяє значно покращити їх техніко-економічні показники, чим пояснюється значна увага до цих приладів.

Загальним суттєвим недоліком всіх розглянутих вище напівпровідникових негатронів є залежність їх від'ємного опору від фізичних властивостей напівпровідникових кристалів та фізичних процесів в них, а прагнення використовувати лише внутрішній позитивний зворотний зв'язок в кристалі накладає жорсткі вимоги до технології виготовлення таких негатронів, ускладнює виробництво ідентичних приладів та подальше їх використання. Ці недоліки при створенні транзисторних негатронів були частково подолані шляхом реалізації комбінованого зворотного зв'язку: частково внутрішнього – за рахунок часу затримки неосновних носіїв в базі транзистора; частково – за рахунок введення кола зовнішнього зворотного зв'язку.

Початком цього напрямку можна вважати 1956 р., коли Ямагучі (J. Yamaguchi) дослідив негатрон на транзисторі, включеному за схемою зі спільним колектором та індуктивним колом зворотного зв'язку між базою та колектором [54]. В подальшому були дослідженні різні модифікації такого негатрона, який одержав назву "індуктивний транзистор", оскільки він виявився перспективним для використання в якості напівпровідникового аналога індуктивності. Систематизація та подальший розвиток цього наукового напрямку зроблені професором М.А. Філінюком в роботах [55, 56], де запропоновано розглядати транзистор як узагальнений перетворювач імітанса та виявлено фізичний механізм появи динамічного від'ємного опору на його клеммах. Слід відзначити успішне використання цього негатрона в різних аналогових НВЧ пристроях, напівпровідникових аналогах індуктивності, активних фільтрах, генераторах, перетворювачах, мільтиплексорах, активних антенах, мікроелектронних частотних перетворювачах, пристроях з оптоелектронним керуванням.

1.6. Схемотехнічні аналоги негатронів

Недоліки, притаманні фізичним негатронам, можна значною мірою зменшити шляхом створення аналогів негатронів на базі різних схемотехнічних комбінацій активних приладів. В таких схемотехнічних аналогах негатронів наявність від'ємного диференціального опору обумовлена дією зовнішніх позитивних зворотних зв'язків. Однією з перших фундаментальних робіт в цьому напрямку можна вважати монографію С.А. Гаряїнова та І.Д. Абезгауза [3]. Подальший розвиток цей напрямок негатроніки одержав в відомих роботах Х. Стедлера [57], Л.Н. Степанової з співавторами [58], О.Н. Негоденко [59], Нільсона, Уїлсона та інших. Розвинута в роботах цих авторів теорія синтезу аналогів статичних негатронів *N*- та *S*-типу дозволила створити значну кількість різноманітних схемотехнічних рішень для широкого класу як аналогових, так і ключових електронних пристроїв різного функціонального призначення [58–63].

Весь клас схемотехнічних аналогів негатронів, виконаних на транзисторах, можна умовно поділити на декілька груп [60]. До першої групи відносяться аналоги, побудовані на біполярних транзисторах одного типу провідності. До другої групи – аналоги на транзисторах різного типу провідності, але які не утворюють еквівалент р-п-р-п-структури. До третьої – транзисторні еквіваленти р-п-р-п-структури. До четвертої – аналоги на польових або МОН (метал-окисел-напівпровідник) транзисторах, до п'ятої групи – схемотехнічні аналоги, виконані на польових та біполярних транзисторах, до шостої – на операційних підсилювачах (рис. 1.9).

Аналоги негатронів, побудовані на транзисторах одного типу провідності, утворюють відносно невелику групу. Вони, в більшості, мають вольт-амперну характеристику *N*-типу. Регулюванням опорів резисторів в колах зворотних зв'язків можна змінювати ВАХ цих пристроїв. Питання синтезу таких негатронів розглянуті в роботах [61–64]

та інших. Недоліками цих негатронів є обмежений діапазон зміни ВАХ та невисокий запас стійкості.

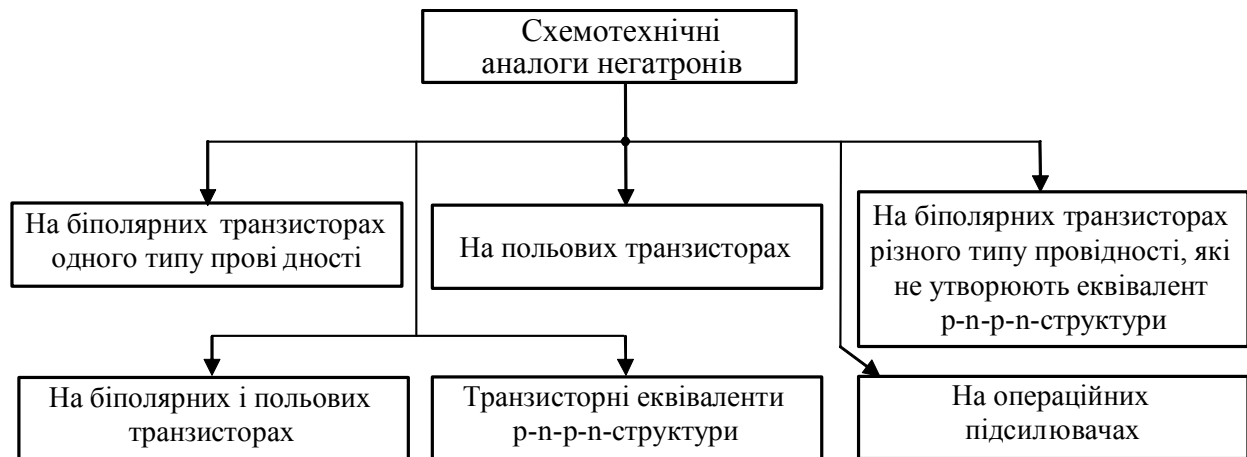


Рис. 1.9. Узагальнена класифікація схмотехнічних аналогів негатронів

Для синтезу аналогів з вольт-амперною характеристикою S -типу використовують методи синтезу, в основу яких покладено принцип струмового дзеркала [60, 65–67]. Синтез таких негатронів може здійснюватися як на транзисторах одного, так і на транзисторах різного типу провідності. Окрім того, відома група аналогів, побудованих на комплементарних транзисторах, які не утворюють еквіваленти $p-n-p-n$ -структури [60]. Необхідно відмітити симетрію побудови таких негатронів, а також ту обставину, що в якості активних елементів використовуються біполярні, польові та МДН-транзистори (метал-діелектрик-напівпровідник). Такі аналоги ефективно працюють як в області низьких, так і високих частот.

Поміж схмотехнічних аналогів негатронів, побудованих на транзисторах різного типу провідності, можна виділити одну велику групу, основу якої складає транзисторний еквівалент $p-n-p-n$ -структури [60, 68–72]. Чотирьохшарову структуру $p-n-p-n$ -типу мають тиристри і динистри. Але відмінність між транзисторними еквівалентами $p-n-p-n$ -структури та цими приладами суттєва як за енергетичними, так і за часовими показниками. Загальним для них є наявність позитивного зворотного зв'язку, індуктивного характеру реактивності, а також ВАХ S -типу. За рахунок використання різних схмотехнічних рішень та введення від'ємного зворотного зв'язку в еквівалент $p-n-p-n$ -структури можна значно покращити технічні характеристики таких негатронів. В цих пристроях, за рахунок зміни глибини позитивного та негативного зворотних зв'язків, найпростіше всього здійснюється незалежне керування умовами ввімкнення та вимкнення, можна значною мірою змінювати ВАХ, одержувати від'ємний, нульовий та додатний диференціальний опір. На їх основі створені не тільки імпульсні, але й аналогові пристрої (підсилювачі, стабілізатори напруги, напівпровідникові аналоги індуктивності, фільтри, генератори та інше) [63, 73, 75].

Серед відомих пристроїв з від'ємним опором особливе місце, за практичним значенням, займають каскодні аналоги негатронів з зміщеною вздовж осі струмів ВАХ [60], а також пристрої з динамічним від'ємним

опором. У відомих каскодних аналогів негатронів ВАХ S-типу спостерігається між двома визначеними клемами при подачі загального живлення на інші дві клеми. При цьому ділянка від'ємного опору на ВАХ перетинає вісь напруг при нульовому струмі. Тому каскодні аналоги негатронів (КАН), як правило, не потребують використання резисторів навантаження або джерел струму для переведення робочої точки на ділянку від'ємного опору. Всі КАН є конверторами від'ємного опору, що значно розширює галузь їх застосування. В свою чергу, пристрої з динамічним від'ємним опором відрізняються простотою побудови та високими робочими частотами.

Основою для побудови КАН є каскодне ввімкнення двох електронних ламп, що використовувалися для реалізації автогенератора [76]. Поява біполярних та польових транзисторів дозволила створити більше тридцяти варіантів КАН. В них використовуються емітерні та витокові повторювачі як на транзисторах одного, так і різних типів провідності. Теорія синтезу та використання каскодних аналогів негатронів докладно висвітлена в роботах [59, 60, 77, 78].

Використання різних схмотехнічних рішень дозволяє також створювати негатрони, що мають на ВАХ декілька ділянок від'ємного диференціального опору. В літературі такі негатрони одержали назву "багатостабільні" або "багатостійкі" [79]. На основі таких негатронів можна створювати прості та надійні схеми лічильників, пристрої, що поєднують у собі функції стабілізатора струму та напруги, генератори декількох частот, підсилювачі з змінним коефіцієнтом підсилення, запам'ятовувальні пристрої з підвищеною інформаційною ємністю [68].

Від'ємний опір, від'ємну ємність та від'ємну індуктивність схмотехнічно досить легко одержати за допомогою підсилювача з позитивним зворотним зв'язком [36, 80], перетворювачів імітанса: конверторів та інверторів [81].

Проведений аналіз показав наявність досить великої кількості схмотехнічних транзисторних аналогів негатронів, розвинутої теорії їх створення та використання. В схмотехнічних аналогах негатронів вдалося зменшити, а в ряді випадків виключити недоліки, які властиві фізичним негатронам, синтезувати пристрої з від'ємним опором та необхідними параметри ВАХ. Але схмотехнічні аналоги негатронів є громіздкішими, порівняно з фізичними негатронами, оскільки в них використовується більша кількість елементів. Ряд технічних параметрів синтезованих пристроїв з від'ємним опором (наприклад, таких як верхня робоча частота, динамічний діапазон та інші) обмежується параметрами використовуваних транзисторів та паразитними зв'язками. Так використання перехресних зв'язків обмежує діапазон використання схмотехнічних аналогів негатронів частотами до 1 ГГц.

1.7. Визначення потенційно нестійкого чотириполюсника

В основі побудови комбінованих негатронів лежить використання потенційно нестійких чотириполюсників [82]. Поняття чотириполюсника виникло як зручне узагальнення характерних властивостей лінійних

електричних схем. Чотирьополіусником називається електронний пристрій, що має чотири затискачі (поліуси). Передбачається, що поліуси розділені на дві групи – вхідні і вихідні, і струми в затискачах чотирьополіусника попарно рівні і протилежні за напрямком [83]. Відповідно до загальної теорії стійкості, основи якої закладені А.М. Ляпуновим [84], про стійкість будь-якого лінійного або лінеаризованого активного чотирьополіусника можна судити по розташуванню коренів його характеристичного рівняння в площині комплексної частоти $P=\lambda+j\omega$. Для стійкого чотирьополіусника необхідно і достатньо, щоб всі корені $P_i=\lambda_i+j\omega_i$ знаходилися в лівій напівплощині P , тобто мали від’ємні дійсні частини ($\lambda_i<0$). Розрахунок коренів найчастіше складний, тому зазвичай використовують непрямі методи. У радіоелектроніці широке застосування одержав один з таких методів – імітансний критерій стійкості [85].

При аналізі стійкості з використанням цього критерію, чотирьополіусник характеризується матрицею імітансних $W(j\omega)$ параметрів, навантажений на двополіусники з імітансами $W_{\Gamma}(j\omega)$ на вході і $W_H(j\omega)$ на виході (рис. 1.10.)

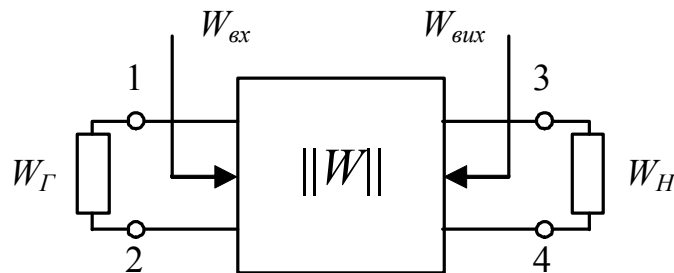


Рис. 1.10. Чотирьополіусник, навантажений на вході і виході двополіусниками

Під імітансом W розуміється опір Z (імпеданс) або провідність Y (адмітанс), у загальному випадку комплексні [82].

Про стійкість кола судять за знаком дійсної частини сумарного вхідного імітанса $W_{\Sigma vx}=W_{\Gamma}+W_{vx}$ у точках 1-2 або сумарного вихідного імітанса $W_{\Sigma vix}=W_H+W_{vix}$ у точках 3-4. Для абсолютної стійкості необхідно і достатньо, щоб дійсна частина сумарного $W_{\Sigma vx}$ або $W_{\Sigma vix}$ була додатною на тій частоті, на якій його уявна складова дорівнює нулю [86]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re}[W_{\Gamma}(j\omega) + W_{vx}(j\omega)] > 0; \\ \operatorname{Im}[W_{\Gamma}(j\omega) + W_{vx}(j\omega)] = 0 \end{aligned} \right\}, \quad (1.16)$$

або

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re}[W_H(j\omega) + W_{vix}(j\omega)] > 0; \\ \operatorname{Im}[W_H(j\omega) + W_{vix}(j\omega)] = 0 \end{aligned} \right\}. \quad (1.17)$$

Якщо знак нерівності в (1.16) або (1.17) протилежний, то навантажений чотирьополіусник нестійкий або відносно стійкий, що справедливо для активного чотирьополіусника. Відносно стійкий чотирьополіусник прийнято вважати практично нестійким. З урахуванням

цього навантажений чотириполіусник нестійкий, якщо одночасно

$$\operatorname{Re}[W_{\Gamma(H)}(j\omega) + W_{ex(вих)}(j\omega)] < 0; \quad (1.18)$$

$$\operatorname{Im}[W_{\Gamma(H)}(j\omega) + W_{ex(вих)}(j\omega)] = 0. \quad (1.19)$$

Якщо $\operatorname{Re}W_{ex(вих)}(j\omega) \geq 0$ у всій області частот, то досліджуване коло абсолютно стійке, тому що завжди $\operatorname{Re}W_{\Gamma(H)}(j\omega) \geq 0$.

Якщо ж на деякій частоті (або в смузі частот) $\operatorname{Re}W_{ex(вих)}(j\omega) < 0$, то такий чотириполіусник потенційно нестійкий. Це означає, що при визначених імітансах $W_{\Gamma}(j\omega)$ і $W_H(j\omega)$, що відповідають умовам (1.18) і (1.19) він стає нестійким.

1.8. Класифікація параметрів негатронів

Якість проектування різних видів електронних пристроїв і систем значною мірою залежить від точності їхніх математичних моделей. Точність останніх визначається величиною похибки вимірювання їхніх параметрів [87, 88].



Рис. 1.11. Узагальнена класифікація методів вимірювання і параметрів активних чотириполіусників

В даний час для характеристики як стійких так і потенційно нестійких чотириполіусників отримали застосування дві системи параметрів (рис. 1.11): параметри вимірювані на постійному струмі і частотно-залежні параметри [89].

До першої групи відносяться низькочастотні коефіцієнти передачі, номінальні і гранично-допустимі значення струмів і напруг та ін. Їхнє вимірювання, як правило, не є технічно складним, широко описано в технічній літературі [89–92]. Другу групу утворюють: параметри

безструктурних моделей [93, 94], параметри фізичних моделей [95] і робочі параметри чотириполюсників [96].

В електроніці склалися класичні системи параметрів безструктурних моделей: Z -, Y -, H -параметри короткого замикання і холостого ходу; S -, T -хвильові параметри [97, 98]. Відомі також і інші системи параметрів безструктурних моделей, але вони застосовуються вкрай рідко.

Параметри фізичних моделей визначаються електрофізичними властивостями і топологією модельованого об'єкта в якості якого, як правило, розглядається напівпровідниковий прилад.

Робочі (або експлуатаційні) параметри чотириполюсника враховують не тільки його властивості, але й властивості вхідного і вихідного кіл [97]. Як робочі параметри активних чотириполюсників найширше застосування одержали [96, 99, 100]:

- номінальний $K_{ном}$ і робочий K_p коефіцієнти підсилення (передачі) потужності;
- внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості – $K_{c.в}$;
- максимально досяжний стійкий (на межі стійкості) коефіцієнт передачі за потужністю – K_{ms} ;
- мінімально досяжне значення дійсної складової перетвореного імітанса на вході (виході) чотириполюсника – $ReW_{ex. min}$ ($ReW_{vux. min}$);
- коефіцієнт невзаємності – K_n ;
- гранична частота – f_g ;
- оптимальна частота перетворення імітанса – f_{opt} ;
- мінімально досяжне значення коефіцієнта шуму – $F_{ш. min}$.

Залежність робочих параметрів, а також параметрів безструктурних і фізичних моделей від частоти викликає значні труднощі їхнього вимірювання з необхідною точністю, що зростають по мірі росту частоти вимірювань. Але ще більші труднощі виникають при вимірюванні параметрів потенційно нестійких чотириполюсників, на основі яких побудовано багато негatronів пов'язані з можливістю неконтрольованого самозбудження вимірювальної системи.

Перелік літератури, що використана в розділі 1

1. Филинюк Н.А. Перспективы развития динамической негatronики «Приборы с отрицательным сопротивлением» // Труды Всесоюзного научно-технического семинара. – М.: ВДНХ, 1985. – С. 6–7.
2. Филинюк Н.А. Краткий исторический обзор развития научного направления "Негatronика" // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1999. – №3. – С. 38–43.
3. Гаряинов С.А., Абезгауз И.Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. – М.: Энергия, 1970. – 320 с.
4. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1973. – 752 с.
5. Калашников А.М., Стенчук Я.В. Колебательные системы. – М.:

Военное издательство МО СССР, 1972. – 376 с.

6. Горяинов С.А. Перспективы использования полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением в интегральных схемах // Полупроводниковая электроника в технике связи. – М.: Радио и связь. – 1986. – №26. – С. 4–15.

7. Duddel W. // Electrician. – 1990. – №46. – P. 219–310.

8. Капцов Н.А. Электрические явления в газах и вакууме. – М.: Гос. Изд-во технико-теоретической литературы, 1950. – 351 с.

9. Заруди М.Е. Частотные методы определения динамических параметров дуги постоянного тока. – М.: Изд. АН СССР. Сер. техн. наук. – 1966. – Вып. 3. – №10. – 98 с.

10. Гершунский Б.С., Романовская А.В., Ващенко Н.М., Власенко В.В. Справочник по основам электронной техники. – К.: Вища школа, 1975. – 352 с.

11. Філінюк М.А. Фізичні основи негатроніки. – Вінниця: ВДТУ, 2003. – 79 с.

12. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. – Т.2. Электровакuumные приборы СВЧ / Под ред. Н.Д. Девяткова. – М.: Высшая школа, 1972. – 376 с.

13. Multistage Depressed Collector Klystrons // Microwave Journal – CPI Canada. – 2000. – Vol. 43, №10. – P. 190–192.

14. Лосев О.В. Детектор-генератор; детектор-усилитель // ТиТбп, – 1922. – № 6. – С. 374–386.

15. Shockley W. Negative resistance arising from transit time in semiconducting diodes // Bell System Tech. Journal, – 1954. – Vol. 33. – P. 799–826.

16. Gunn J B. Microwave oscillations of current in III–V semiconductors // Solid state commun. – 1963. – № 1. – P. 88–91.

17. Новые методы полупроводниковой СВЧ-электроники. Эффект Ганна и его применение. Сб. статей: Пер. с англ. Ю.И. Рогозина и др.; Под ред. В.И. Стафеева. – М.: Мир, 1968. – 376 с.

18. Esaki L. New phenomenon in narrow germanium p-n junctions // Physical Review. – 1958. – Vol. 109, №2. – P. 603–604.

19. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.

20. Sollner T.C.L.G., Goodhue W.D., Tannenwald P.E., Parker C.D., Peck D.D. // Appl. Phys. Lett. – 1983. – Vol. 43. – P. 588–594.

21. Brown E.R., Sollner T.C.L.G., Parker C.D., Chen C.L. // Appl. Phys. Lett. – 1989. – Vol. 55. – P. 1777–1783.

22. Brown E.R., Sodersfrom J.R., Parker C.D., Mahoney L.J., Molvar K.M., McGill T.C. // Appl. Phys. Lett. – 1991. – Vol. 58. – P. 2291–2295.

23. Елесин В.Ф., Мельников Д.В., Подливаев А.И. Область генерации и усиления в резонансно-туннельных диодах // ФТП. – 1996.

– Т. 30, №4. – С. 620–624.

24. Read W T. A proposed high frequency negative resistance diode // Bell System Tech. Journal. – 1958. – №37. – Р. 401.

25. Тагер А.С., Мельников А.И., Цебкиев А.М., Кобельков Г.П. Явление генерации радиоволн полупроводниковым диодом. Диплом на открытие №24, приоритет от 27.10.1959, зарегистр. 17.03.1964.

26. Тагер А.С., Вальд-Перлов В.М. Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1968. – 456 с.

27. Johnston R.L., De Loach B.C., Cohen B.G. A silicon diode microwave oscillator // Bell System Tech. Journal. – 1965. – №4. – Р. 569–572.

28. Prager H.J., Chang K.K., Weisbrods N. Microwave oscillator // Proc. IEEE. – 1967. – №55. – Р. 586.

29. Coleman D.I., Sze S.M. A low-noise metal-semiconductor-metal (MSM) microwave oscillator. – Bell System Tech. Journal. – 1971. – Vol. 50. – Р. 1695–1699.

30. Rass R.W., Skalnik J.G. An analysis and experimental investigation of the binistor // IRE Trans. – 1962. – №2. – Р. 153–161.

31. Горяинов С.А., Горяинов А.С., Плешко Б.К. Обобщенная модель р-п-р-п-структуры // Электронная техника. Сер. 3. Микрорэлектроника. – 1987. – Вып. 4. – С. 57–67.

32. Kuroyanagi N. Watanabe M. High speed pulse current using punch–trough avalanche transistors // Rev. of the Electrical Commun. Lab. – 1966. – Vol. 14, № 1–2. – Р. 97.

33. Yu. G.J., Tsai C., Yu S.Y. A breakdown-initiated negative resistance device with MOST-transistor structure // Journal of Applied Physics. – 1979. – Vol. 50, – Р. 6421–6422.

34. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. – М.: Сов. радио, 1973. – 208 с.

35. Dill H. Inductive semiconductor element and their application in bandpass amplifiers // IRE Trans. on military electronics. – 1961. – Vol. MIL–5, №3. – Р. 239–250.

36. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. – 3-е изд., перераб. и доп. Уч. пос. для вузов. – М.: Высшая школа, 1977. – 343 с.

37. Коломиец Б.Т., Лебедев Э.А., Таксами И.А. Основные параметры переключателей на основе аморфных стеклообразных полупроводников // ФТП. – 1969. - Т.3, №5. – С. 731–735.

38. Касимов Ф.Д., Агаев Ф.Г., Филинюк Н.А. Физико-технические особенности проектирования кремниевых микрорэлектронных преобразователей на основе негатронов / Под ред. Ф.Д. Касимова. – Баку: Элм, 1999. – 234 с.

39. Бенинг Ф. Отрицательные сопротивления в электронных схемах. – М.: Сов. радио, 1975. – 288 с.

40. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. радио, 1980. – 368 с.

41. Никольский А.И. Исследование активных отрицательных сопротивлений, сопротивлений отрицательной емкости и индуктивности, и разработка на их основе управляемых информационных устройств: Дис... канд. техн. наук: 05.13.08. – Винница, 1996. – 182с.
42. Болтаев А.П., Бурбаев Т.М., Калюжная Г.А., Курбатов В.А., Пенин Н.А. Отрицательная емкость в гетероструктурах Ni-TiO₂-p-Si // Микроэлектроника. – 1995. – Т. 24, №4. – С. 291–294.
43. Климентов П.П., Вавилина Г.И. Свойства отрицательной емкости, реализованной на туннельном диоде // Сб. трудов Владимирского политехнического института. – 1970. – Вып. 10. – С. 63–66.
44. Noguchi T., Kitagawa M., Taniguchi I. Negative capacitance of silicon diode with deep level traps // Japanese Journal of Applied Physics. – 1980. – Vol. 19, №7. – P. 1423–1424.
45. Болтаев А.П., Бурбаев Т.М., Курбатов В.А., Рзаев М.М., Пенин Н.А., Сибельдин Н.Н. Эффекты накопления заряда и отрицательная емкость в гетероструктурах на основе кремния // Известия академии наук. Серия физическая. – 1999. – № 2. – С. 312–318.
46. Werner J., Levi A., Tung R.T., Anzlowar M., Pinto M. Origin of excess capacitance at intimate Schottky contacts // Phys. Rev. Lett. – 1988. – Vol.60, №1. – P. 53–56.
47. Wu X., Yang E.S., Evans H.L. Negative capacitance at metal-semiconductor interfaces // J. Appl. Phys. – 1990. – Vol. 68, № 6. – P. 2845–2848.
48. Steiner K., Uchitami N., Toyida N. Inductive reactances and excess capacitances at WNX-n-GaAs Schottky gate contacts // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1990. – Vol. 8, № 5. – P. 1113–1115.
49. Zoidi S.H., Jonsher A.K. // Semicond. Sci. Technol. – 1987. – № 2. – P. 597–591.
50. Beale M., MacKay P. // Phil. Mag. B. – 1992. – Vol.65. – P. 47–53.
51. Пенин Н.А. Отрицательная емкость в полупроводниковых структурах // ФТП. – 1996. – Т. 30, №4. – С. 626–634.
52. Гасанов Л.С., Дешевой А.С., Петровский В.И. Исследование вольт-емкостных характеристик аморфных структур на основе стеклообразных полупроводников // Электронная техника. – 1971. – Т. 29, №3. – С. 31–34.
53. Абдулаев А.Г., Ветхов В.А., Касимов Ф.Д. и др. Отрицательная емкость в локально выращенных пленках поликристаллического кремния // Электронная техника, Сер. 3. Микроэлектроника. – 1985. – Т. 116, Вып. 4. – С. 21–25.
54. Jamaguchi J. On the inductive reactance and negative resistance in the transistors // Journal Physical Society of Japan. – 1956. – Vol. 11, № 6. – P. 717–718.
55. Филинюк Н.А., Анализ механизма появления отрицательного активного динамического сопротивления в транзисторах // Методы анализа

и синтеза нелинейных цепей. – К.: Наук. думка, 1982. – С. 143–151.

56. Филинюк Н.А. Основы анализа и синтеза информационных устройств на базе инжекционно–пролетных эффектов в многоэлектродных полупроводниковых структурах // Диссертация на соискание ученой степени д.т.н. 05.13.05. –К., 1984. – 554 с.

57. Стедлэр Х. Использование транзистора для получения аналога стабилитрона с нулевым динамическим сопротивлением // Электроника. – 1969. – № 7. – С. 30–31.

58. Арефьев А.А., Басканов Е.Н., Степанова Л.Н. Радиотехнические устройства на транзисторных эквивалентах р-п-р-п-структуры. – М.: Радио и связь, 1982. – 104 с.

59. Негоденко О.Н., Липко С.И., Мирошниченко С.П. Каскодные аналоги негатронов // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1986. – Вып. 26. – С. 29-33.

60. Негатроника / Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н., Гаряинов С.А., Негоденко О.Н., Филинюк Н.А., Касимов Ф.Д. – Новосибирск: Наука, 1995. – 315с.

61. Morimoto J. Two-terminal circuits with variable negative resistance characteristics // Phys. Department Kyotofu. – 1981. – Vol. 64, №2. – P. 161–162.

62. Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н. Электронные устройства на элементах с отрицательным сопротивлением. – М.: Радио и связь, 1992. – 202 с.

63. Касимов Ф.Д., Гусейнов Я.Ю., Негоденко О.Н., Румянцев К.Е. Микроэлектронные преобразователи на основе негатронных элементов и устройств. – Баку: Элм, 2001. – 236 с.

64. Chua L., Ju J. Negative resistance devices // Circuit Theory and Application. – 1983. – №11. – P. 161–186.

65. Пат. 2.089.158 А (Великобритания). МКИ H03H 11/55; H03B 3/343. Negative resistance. – / K. Jonson.

66. А.с. №1647384 (СССР). МКИ G01N 29/04. Согласующее устройство для ультразвукового пьезопреобразователя. – / А.Н. Серьезнов, Л.Н. Степанова, В.П. Путилин, О.Н. Негоденко. – Оpubл. 1991. – Бюл. №17.

67. А.с. №1826125 (СССР). МКИ H03H 11/44. Устройство с вольт–амперной характеристикой S-типа. – / Л.Н. Степанова. – Оpubл. 1993. – Бюл. №25.

68. Арефьев А.А., Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н. Эквиваленты приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением. – М.: Знание. Сер. Радиоэлектроника и связь, 1987. – №2. – 64с.

69. Пат. 3.384.844 . МКИ H03H 11/46. Negative impedance device. –A. Larned, L. Meacham.

70. Степанова Л.Н. Принципы построения управляемых устройств

с отрицательным и нулевым сопротивлением на основе р-п-р-п-структур // Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника. – 1990. – Вып. 3. – С. 60-65.

71. Ju J., Zhang C., Kang Zh. Controlled negative resistance devices // Intern. Simp. on Circuits and Systems Proceed. – Montreal, Canada. – 1984. – Vol. 1. – P. 339–342.

72. А.с. №744914 (СССР). МКИ Н03В 3/18. Устройство с выходной вольт-амперной характеристикой S-типа. – / Е.Н. Баскаков, В.В. Смирнов, Л.Н. Степанова. – Оpubл. 1980. – Бюл. 24.

73. Полупроводниковые аналоги реактивностей / А.Н. Серьезнов, Л.Н. Степанова, О.Н. Негоденко, В.П. Путилин. – М.: Знание. Сер. Радиоэлектроника и связь. – 1990. – №7. – 64 с.

74. Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н., Васильченко Л.М. Управляемые аналоги индуктивности на структурах р–п–р–п–типа // Полупроводниковая электроника в технике связи. / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь. – 1990. – Вып. 28. – С. 20–28.

75. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением.– Винница: Континент, 1998. – 130 с.

76. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. – М.: Физматгиз, 1959. – 915 с.

77. А.с. №1185576 (СССР). МКИ Н03F 3/18. Конверторы отрицательного сопротивления. – / О.Н. Негоденко, С.И. Липко, С.И. Мирошниченко. – Оpubл. 1985. – Бюл. №38.

78. Негоденко О.Н., Липко С.И., Прокопенко В.Г., Мирошниченко С.П. Транзисторные эквиваленты катушек индуктивности на основе конверторов импеданса // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1990. – №5. – С. 86–93.

79. Некрасов М.М., Апостолов А.И. Статические многоустойчивые элементы на р-п-р-п-структурах. – К.: Наук. думка, 1970. – 270 с.

80. Лазарев О.О. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри інформаційних пристроїв: Дис... магістра: 8.09.10. ВДТУ. – Вінниця, 1998. – 153 с.

81. Филановский И.М., Персианов А.Ю., Рыбин В.К. Схемы с преобразователями сопротивления. – Л.: Энергия, 1973. – 192 с.

82. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978. – 344 с.

83. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. – М.: Изд-во иностр. лит., 1998. – 641 с.

84. Ляпунов А.А. Вопросы теории множеств и теории функций. – М.: Наука, 1979. – 265 с.

85. Бенинг Ф. Отрицательные сопротивления в электронных схемах. – М.: Сов. радио, 1975. – 656 с.

86. Куликовский А.А. Устойчивость активных линейных цепей с

полупроводниковыми приборами новых типов. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 192 с.

87. Нарытник Т.Н., Бабак В.П., Ильченко М.Е., Кравчук С.А. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах. –К.: Техника, 2000. – 298 с.

88. Головки Д.Б., Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Модуляційні НВЧ вимірювачі електричних та неелектричних величин. – К.: МП Леся, 2001. – 231с.

89. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, И.Ф. Николаевского. – М.: Сов. радио, 1968. – 504 с.

90. Аронов В.Л., Федотов Я.А. Испытания и исследования полупроводниковых приборов. – М.: Высшая школа, 1975. – 325 с.

91. Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.; Под. ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.

92. Столярский С. Измерение параметров транзисторов. – М.: Сов. радио, 1976. – 288 с.

93. Возняк О.М. Розробка методів та визначення параметрів потенційно нестійких чотириполюсників: Автореф. дис... кан-та техн. Наук: 05.11.08 / Він. дер. техн. ун-т. Вінниця, 1999. – 19 с.

94. Зелях Э.В., Кисель В.А. Об измерении параметров n-полюсников // Автометрия. – 1966. – №3. – С. 3–10.

95. Столярский Э. Измерение параметров транзисторов – М.: Сов. радио, 1976. – 288 с.

96. Филинюк Н.А. Система рабочих параметров обобщенных преобразователей иммитанса / Вінниц. політехн. ін-т. –Вінниця, 1983. – 16 с. – Бібліогр.: 31 назв. – Рус. – Деп. в УкрНИИНТИ 24.11.83, №1328–Ук–Д83.

97. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

98. Мальтер Т.З. Параметры рассеяния высокочастотных транзисторов и методы их измерения // Средства связи. – 1978. – №3. – С. 29–34.

99. Філінюк М.А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно нестійких узагальнених перетворювачів імітанса: Навч. посіб. – Вінниця, – 1998. – 85 с.

100. Ионкин П.А., Миронов В.Г. Синтез РС-схем с активными невзаимными элементами. – М.: Энергия, 1976. – 239 с.

Розділ 2. Методи і засоби вимірювання параметрів фізичних негатронів на низьких частотах

2.1. Мости змінного струму для вимірювання імпедансу компонентів

Вимірювання опору, індуктивності й ємності на відносно невисоких частотах виконується *одинарними мостами змінного струму* [1] (рис. 2.1). Для стійкості моста, послідовно з негатроном *S*-типу, який має диференціальний опір $r^{(-)}$, під'єднується компенсувальний резистор R , для того щоб виконувалась умова $R_x = R - r^{(-)} > 0$. У випадку негатрона *N*-типу, паралельно до нього під'єднується резистор з провідністю G , для того щоб виконувалась умова $G + G > 0$. Оскільки опори плечей моста змінного струму в загальному випадку комплексні (рис. 2.2), то необхідно врахувати фазові співвідношення. Для рівноважного стану моста змінного струму справедливе співвідношення $R_1 R_3 - R_2 R_4 = 0$, записане в комплексній формі

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4, \quad (2.1)$$

де $Z_1 - Z_4$ — комплексні опори плечей моста змінного струму.

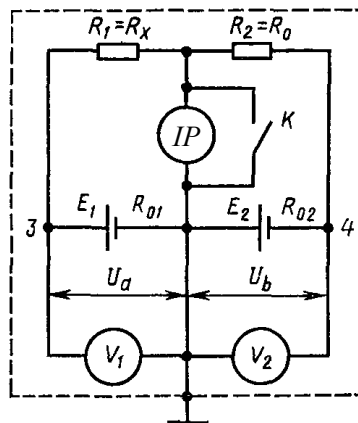


Рис. 2.1. Схема двоплечового моста

Записавши вираз (11.23) у показниковій формі, одержимо рівність

$$z_1 e^{j\varphi_1} z_3 e^{j\varphi_3} = z_2 e^{j\varphi_2} z_4 e^{j\varphi_4},$$

звідки випливає, що $z_1 z_3 = z_2 z_4$ — рівність добутоків модулів комплексних опорів протилежних плечей, а $\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4$ — рівність сум їхніх фазових кутів.

Щоб напруга на затискачах індикатора рівноваги *IP* моста змінного струму дорівнювало нулю, необхідно одночасне виконання умов рівноваги за модулем і фазою (остання умова вказує, якими за характером повинні бути опори плечей моста, щоб забезпечити рівновагу).

Умови рівноваги моста можна записати в іншому вигляді, представивши Z у рівнянні (2.1) в алгебраїчній формі (R — активний і X — реактивний опори):

$$(R_1 + jX_1)(R_3 + jX_3) = (R_2 + jX_2)(R_4 + jX_4),$$

звідки

$$R_1 R_3 - X_1 X_3 = R_2 R_4 - X_2 X_4; \quad R_1 X_3 + R_3 X_1 = R_2 X_4 + R_4 X_2.$$

Зрівноважування моста за двома величинами вимагає наявності в його схемі не менше двох регульовальних елементів. Для зручності регулювання мости будують таким чином, щоб регульовальними елементами були резистори. При порівнянні ємності з індуктивністю регульовальні елементи розташовують у протилежних плечах моста, а ємності з ємністю або індуктивності з індуктивністю – у суміжних. Правильний вибір регульованих елементів моста забезпечує швидкість її зрівноважування. Відносна швидкість зрівноважування моста змінного струму називається *збіжністю*.

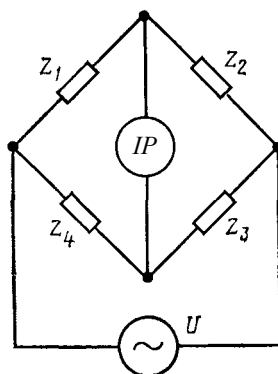


Рис. 2.2. Схема моста змінного струму

Похибки моста змінного струму визначаються похибкою окремих елементів його схеми (їхньою стабільністю, точністю, розташуванням); впливом опору з'єднувальних дротів; зміною параметрів джерела живлення, індикатора рівноваги; похибкою градування і виконання шкал у зразкових конденсаторів змінної ємності, варіометрів, опорів резисторів і ін. На точність вимірювання впливають квадратурні похибки, тобто неповне врахування реактивних складових в активних опорах і активних складових у реактивних опорах. Чим вища частота, при якій виконується вимірювання, тим більшими виявляються ці похибки. Для зменшення похибки міст змінного струму живлять через розділювальний трансформатор, при цьому заземлення моста здійснюється так, щоб вплив паразитних ємностей і витоків був мінімально можливим.

Похибка моста задається за модулем опору у відсотках від вимірюваного значення; за фазовим кутом в значеннях абсолютної похибки; за двома складовими, з яких одна b пропорційна значенню вимірюваної величини (мультиплікативна), інша a має постійне значення, що характеризує залишкову похибку (адитивна); $\Delta L = \pm(bX + a)$. Наприклад, $\Delta L = \pm(0,01L + L')$, тоді $\gamma = \Delta L/L = \pm[1 + (L'/L)100]$.

Найрозповсюдженіший метод вимірювання індуктивності й ємності – нульовий (за допомогою моста змінного струму).

На рис. 2.3 показана схема моста змінного струму для вимірювання індуктивності компонентів, що мають добротність $Q < 30$. Вимірюваний компонент з індуктивністю L_x і активним опором $R_x = R - R^{(-)} > 0$, де $R^{(-)}$ –

активний опір негatrona, R – відомий компенсувальний опір, який включають у перше плече. Змінний резистор R_3 приєднують паралельно до зразкової ємності C_3 .

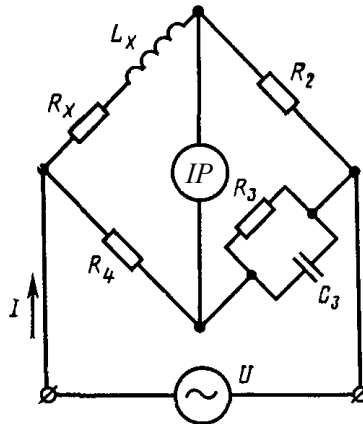


Рис. 2.3. Схема моста для вимірювання індуктивності з $Q < 30$

Використовуючи умову рівноваги моста змінного струму (2.1), одержимо

$$\frac{R_x + j\omega L_x}{\frac{1}{R_3} + j\omega C_3} = R_2 R_4,$$

звідси активний опір, індуктивність, добротність компонента відповідно

$$R_x = R_2 \frac{R_4}{R_3}; \quad L_x = R_2 R_4 R_3; \quad Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega C_3 R_3.$$

Для вимірювання індуктивності з добротністю $Q > 30$ застосовують схему послідовного з'єднання резистора R_3 і зразкової ємності C_3 (рис. 2.4).

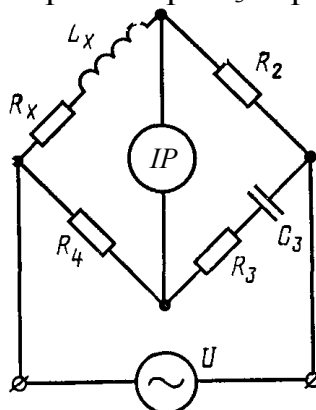


Рис. 2.4. Схема моста для вимірювання індуктивності з $Q > 30$
Умови рівноваги моста при цьому такі:

$$(R_x + j\omega L_x) \left[R_3 - j \frac{1}{\omega C_3} \right] = R_2 R_4.$$

Звідки

$$R_x R_3 + \frac{L_x}{C_3} = R_2 R_4; \quad \omega L_x R_3 = \frac{R_x}{\omega C_3}.$$

Зі спільного розв'язку останніх рівнянь випливає, що активний опір, індуктивність і добротність відповідно дорівнюють

$$R_x = \frac{\omega^2 C_3^2 R_2 R_3 R_4}{1 + (\omega C_3 R_3)^2}; L_x = \frac{R_2 R_4 C_3}{1 + (\omega C_3 R_3)^2}; Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_x} = \frac{1}{\omega C_3 R_3},$$

де $\operatorname{tg} \delta_x$ – тангенс кута втрат. Звідси

$$R_x = \frac{\omega^2 C_3^2 R_2 R_3 R_4}{1 + \frac{1}{Q_x^2}}; L_x = \frac{R_2 R_4 C_3}{1 + \frac{1}{Q_x^2}}.$$

Для компонентів з високою добротністю відношення $1/Q_x^2$ дуже мале порівняно з одиницею. Для вимірювання ємності C_x застосовують міст змінного струму, схема якого показана на рис. 2.5.

Досліджуваний компонент, представлений послідовною схемою R_x, C_x , включають у перше плече. Зразкову ємність C_4 з'єднують послідовно з резистором R_4 . Умова рівноваги моста при вимірюванні ємності така:

$$R_x \approx \omega^2 C_3^2 R_2 R_3 R_4; L_x \approx R_2 R_4 C_3.$$

звідки вимірювана ємність і опір втрат у послідовній схемі заміщення відповідно

$$C_x = C_4 \frac{R_3}{R_2}; R_x = R_2 \frac{R_4}{R_3}.$$

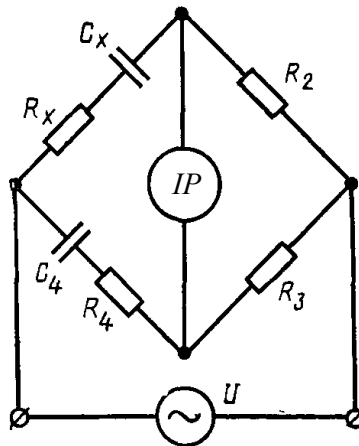


Рис. 2.5. Схема моста для вимірювання ємності

При врівноважуванні моста резисторами R_3 і R_4 отримується роздільний відлік по вимірюваних ємності C_x і тангенсу кута втрат $\operatorname{tg} \delta_x$. При цьому резистор R_3 градуують в одиницях ємності, а резистор R_4 – у значеннях $\operatorname{tg} \delta$.

Мостові кола, показані на рис. 2.3–2.5, використовують у схемі універсального моста типу Е7-4. Вимірювання здійснюють на частоті 100 і 1000 Гц. Діапазони вимірювання ємності $10\text{--}10^8$ пФ, індуктивності $10\text{--}10^8$ мкГ; опору $0,1\text{--}10^7$ Ом.

Трансформаторні мости (рис. 2.6) – мости з індуктивно зв'язаними плечима. Їх основні відмінні риси – широкий частотний діапазон (до

сотень мегагерц); висока стабільність і точність (похибка може бути доведена до 0,1–0,5 %); гарна захищеність від впливу зовнішніх електромагнітних перешкод і внутрішніх паразитних зв'язків; можливість вимірювання опорів безпосередньо в схемі без їхньої відпайки; використання зразкових реактивних елементів невисокої добротності; велика гнучкість, що забезпечує різні вимірювальні режими. Застосування трансформаторних мостових схем дозволяє розширити діапазон вимірюваних параметрів приблизно в 1000 разів. Найбільше розповсюдження одержали трансформаторні мости для порівняння однакових за характером вимірюваних і зразкових опорів.

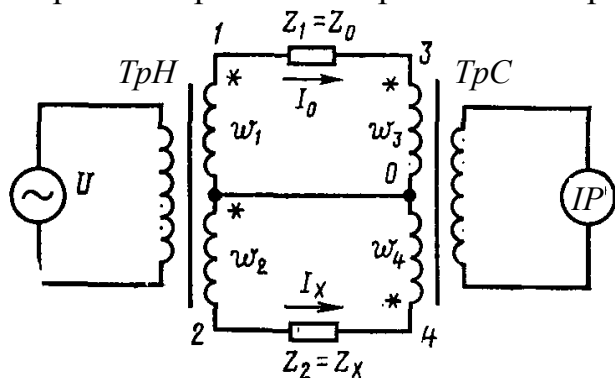


Рис. 2.6. Схема трансформаторного моста

Трансформаторні мости містять трансформатор напруги TrH , первинну обмотку якого підключають до джерела живлення, а вторинну обмотку, що складається з двох секцій з числом витків ω_1 і ω_2 , з'єднують через опори (зразковий Z_1 і вимірюваний Z_2) з відповідними секціями первинної обмотки ω_3 і ω_4 трансформатора струму TrC . У коло вторинної обмотки трансформатора струму включений індикатор рівноваги. Напрямок витків ω_1 і ω_2 секцій вторинної обмотки трансформатора напруг або витків ω_3 і ω_4 первинної обмотки трансформатора струму повинен бути зустрічним. Трансформатори напруги працюють у режимі, близькому до режиму холостого ходу при постійному значенні магнітного потоку, а трансформатори струму – у режимі, близькому до режиму короткого замикання. Магнітний потік у сердечнику трансформатора струму змінюється зі зміною навантаження. Первинні ампер-витки ідеального трансформатора струму дорівнюють його вторинним ампер-виткам.

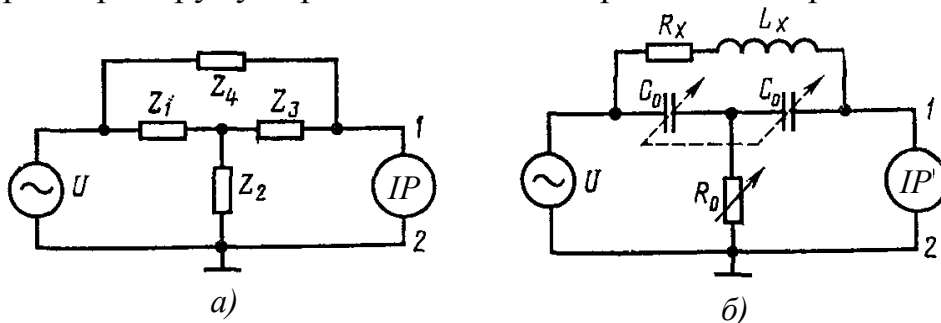


Рис. 2.7. Схеми T-подібного одинарного моста

При включенні вимірюваного опору Z_x зразковий опір Z_0 (того ж характеру, що і Z_x) можна регулювати доти, поки струм через індикатор рівноваги не буде дорівнювати нулю це означає, що: магнітний потік у сердечнику трансформатора струму відсутній і в його обмотках не наводиться ЕРС; точки 3, 0, 4 мають однаковий потенціал. Струми в колах Z_0 і Z_x відповідно рівні.

Зазвичай замість R_x вимірюють або тангенс кута втрат $\text{tg } \delta_x = \omega C_x R_x$, або добротність $Q_x = 1/\text{tg } \delta_x$. Підставивши у вираз для $\text{tg } \delta_x$ значення R_x і C_x , одержують

$$\text{tg } \delta_x = \omega C_x R_x = \omega R_4 C_4.$$

$$I_0 = \frac{U_0}{Z_0}; I_x = \frac{U_x}{Z_x},$$

де U_0, U_x – відповідно напруги на Z_0 і Z_x .

При нульовому магнітному потоці в сердечнику трансформатора струму для ампер-витків обох секцій його первинної обмотки справедливе співвідношення: $I_0 \omega_3 = I_x \omega_4$ або $(U_0/Z_0) \omega_3 = (U_x/Z_x) \omega_4$, звідки

$$Z_x = (U_x/U_0)(\omega_4/\omega_3)Z_0.$$

Для ідеального трансформатора напруги $U_x/U_0 \approx \omega_2/\omega_1$. Отже,

$$Z_x = (\omega_2/\omega_1)(\omega_4/\omega_3)Z_0.$$

При зрівноважуванні моста змінюються співвідношення ω_2/ω_1 і ω_4/ω_3 , що дозволяє розширити діапазон вимірювання вимірюваної величини. Існують різні схемні рішення зміни цих співвідношень: зразкові опори з постійними і змінними значеннями; секціонована вторинна обмотка, що має відводи і дозволяє здійснювати ступеневе переключення зразкових опорів у різному сполученні; секціонована первинна обмотка трансформатора струму.

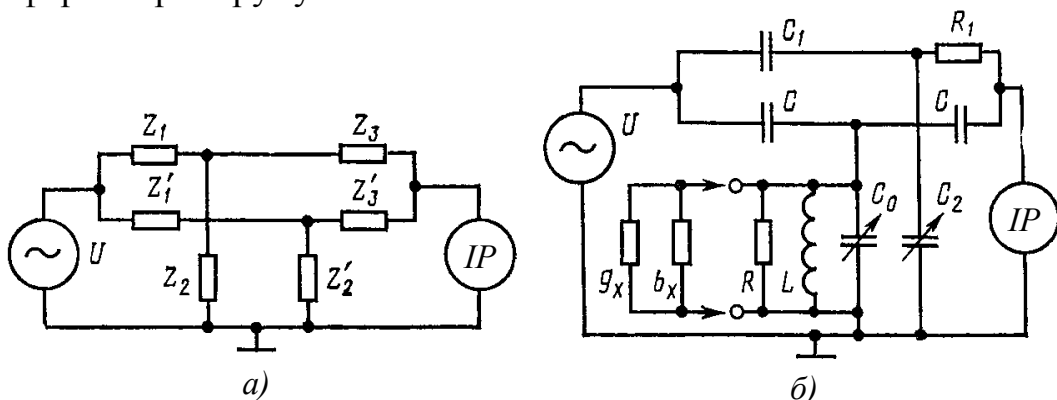


Рис. 2.8. Схеми T-подібного подвійного моста

У трансформаторних мостах можливе роздільне, тобто незалежне врівноваження активної і реактивної складової комплексного опору. Вимірювання здійснюється методом заміщення.

T-подібні одинарні мости (рис. 2.7а) застосовують для вимірювання

опорів на високих частотах (до 30 МГц); їхня перевага полягає в можливості заземлення загальної точки, у якій з'єднані джерело живлення моста, індикатор рівноваги й один з опорів (заземлення дозволяє зменшити вплив ємнісних витоків у схемі і спростити проблему екранування). Напругу на затискачах індикатора рівноваги IP, що має високий опір ($Z_i = \infty$), легко знайти, перетворивши трикутник опорів Z_1, Z_3, Z_4 в еквівалентну зірку. В отриманій схемі змішаного з'єднання напруга на затискачах 1, 2

$$U_{1,2} = U \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4}.$$

Умова рівноваги моста буде мати місце якщо

$$Z_1 + Z_3 + Z_4 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} = 0.$$

З даного виразу вимірюваний опір $Z_x = Z_4$ можна виразити через відомі опори.

У схемі (рис. 2.8б) при визначенні активного опору R_x і індуктивності L_x , включеної в плечі Z_4 , в інші плечі включають $Z_1 = Z_3 = 1/j\omega C_0$; $Z_2 = R_0$. Тоді

$$L_x = \frac{2}{\omega^2 C_0}; R_x = \frac{1}{\omega^2 R_0 C_0^2}. \quad (2.2)$$

Недолік Т-подібного одинарного моста – необхідність використання високочастотних змінних опорів малого значення, створення яких пов'язане з низкою труднощів. Тому на практиці частіше використовують Т-подібний подвійний міст.

Умова рівноваги Т-подібного подвійного моста (рис. 2.8а) буде мати місце якщо

$$Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} + Z'_1 + Z'_3 + \frac{Z'_1 Z'_3}{Z'_2} = 0.$$

Вимірювання активної g_x і реактивної b_x складові провідності (рис. 2.8б) здійснюють методом заміщення, що дозволяє зменшити вплив паразитних параметрів на результат вимірювання. Врівноваження моста без вимірюваного компонента отримують для $C_0 = C'_0$; $C_2 = C'_2$:

$$\frac{1}{R} = \omega^2 C^2 R_1 \left(1 + \frac{C'_2}{C_1} \right); \frac{1}{\omega L} = \omega \left(C'_0 + 2C + \frac{C_2^2}{C_1} \right).$$

Умови врівноваження моста з під'єднаним компонентом:

$$\frac{1}{R} + g_x = \omega^2 C^2 R_1 \left(1 + \frac{C''_2}{C_1} \right); \frac{1}{\omega L} - b_x = \omega \left(C''_0 + 2C + \frac{C_2^2}{C_1} \right).$$

Провідності g_x, b_x визначаються як різниці двох вимірювань

$$g_x = \omega^2 C^2 R_1 \frac{C''_2 - C'_2}{C_1}; b_x = \omega(C''_0 - C''_0).$$

2.2. Резонансні вимірювачі імпедансу компонентів

Вимірювання параметрів компонентів і кіл на високих частотах виконують методом заміщення в поєднанні з явищами резонансу в колі [1]. Залежність резонансної частоти коливального контура від його індуктивності L і ємності C визначаються з виразу

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}). \quad (2.3)$$

На низьких частотах резонанс виявляється менш різко, тому вимірювання виконуються на високих частотах.

Резонансний прилад складається з генератора високої частоти ГВЧ, вимірювального коливального контура й індикатора резонансу – електронного вольтметра (рис. 2.9).

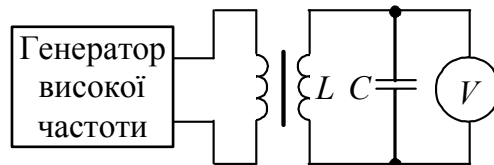


Рис. 2.9. Схема резонансного приладу для вимірювання L , C

Як індикатор резонансу можна використовувати електронний вольтметр із великим входним опором, показання якого в момент резонансу максимальні. Якщо вимірювану індуктивність включити паралельно зразковому конденсатору і вимірювати резонансну частоту, то значення індуктивності L_x можна одержати з (2.2). Також можна визначити шукану ємність C_x , включивши її паралельно зі зразковою котушкою індуктивності. Щоб виключити вплив паразитних параметрів на результати вимірювання (ємність монтажу контура, паразитну ємність компонента, опори, внесені в коливальний контур генератором високої частоти й індикатором резонансу), резонансний спосіб застосовують у поєднанні з методом заміщення. У цьому випадку вимірювання виконують двічі.

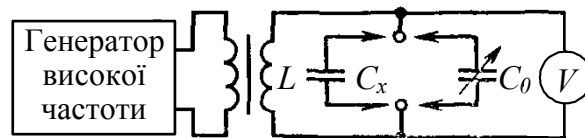


Рис. 2.10. Схема вимірювання C_x методом заміщення

Спочатку резонансний контур, що складається з індуктивності L і зразкової ємності C_0 , настроюють у резонанс на частоту f_0 ; при цьому фіксують значення f_0 і ємності конденсатора C_{01} . Потім паралельно зразковому конденсаторові C_0 підключають ємність C_x (рис. 2.10) і зміною (зменшенням) ємності зразкового конденсатора добиваються резонансу

при тій же частоті f_0 . Відповідне значення ємності буде C_{02} . Таким чином, зміною зразкової ємності компенсується включена в контур невідома ємність, тобто $C_{01}=C_{02}+C_x$, звідки

$$C_x=C_{01}-C_{02}.$$

Паралельне підключення C_x до C_0 можливе для випадку, коли $C_x < C_0$. Якщо $C_x > C_0$, то виконують ті ж операції, але тільки при послідовному включенні C_x і C_0 . Значення шуканої ємності при цьому

$$C_x=C_{01}C_{02}/(C_{02}-C_{01}),$$

де $C_{02} > C_{01}$.

Резонансний спосіб вимірювання індуктивності може бути використаний також у поєднанні з методом заміщення. На рис. 2.11 дана схема вимірювання малих індуктивностей L_x , що складають послідовний коливальний контур зі зразковим конденсатором C_0 .

При першому і другому вимірюваннях відповідно

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C_{01}}; \quad 2\pi f_0 L + 2\pi f_0 L_x = \frac{1}{2\pi f_0 C_{02}}. \quad (2.4)$$

На підставі виразу (2.4) випливає, що

$$L_x = \frac{C_{01} - C_{02}}{4\pi^2 f_0^2 C_{01} C_{02}}.$$

Вищу точність вимірювання індуктивності L_x і ємності C_x дає поєднання методів заміщення при резонансі і нульових биттях.

Резонансним способом можливе вимірювання активного і повного опорів.

Одним з основних параметрів, що характеризують якість коливального контура й окремих його елементів, є добротність Q . На принципі резонансу працює вимірювач безпосередньої оцінки добротності – *куметр* (рис. 2.12). При резонансі в послідовному колі $\omega L = 1/(\omega_0 C)$, а добротність індуктивності компонента (вона дорівнює добротності контура, якщо знехтувати втратами в конденсаторі)

$$Q = \frac{\omega_0 L_K}{R_K} = \frac{1}{\omega_0 C_0 R_K} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}},$$

де R_K – опір втрат контура в послідовному колі; $U_{вх}$ – напруга, що вводиться в резонансний контур; $U_{вих}$ – напруга на зразковому конденсаторі в момент резонансу в контурі.

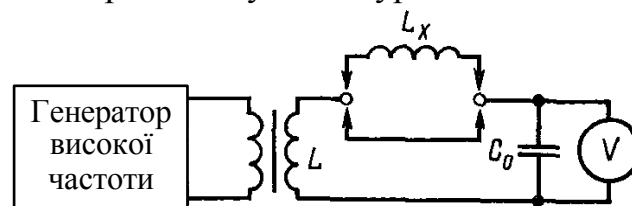


Рис. 2.11. Схема вимірювання L_x методом заміщення

Якщо підтримувати $U_{вх}$ постійним, то $U_{вих}$ буде пропорційне Q і, отже, шкала вихідного вольтметра V_2 може бути відградуйована в одиницях добротності. Вхідна напруга, що вводиться у вимірювальний контур від генератора високої частоти ГВЧ через ємнісний подільник напруги C_{01} , C_{02} , підтримується постійною за допомогою електронного вольтметра V_1 (вольтметра рівня). У приладі є генератор фіксованої частоти для калібрування вольтметра „ Q ”. Куметри можуть бути використані в діапазоні частот 50 кГц–250 МГц.

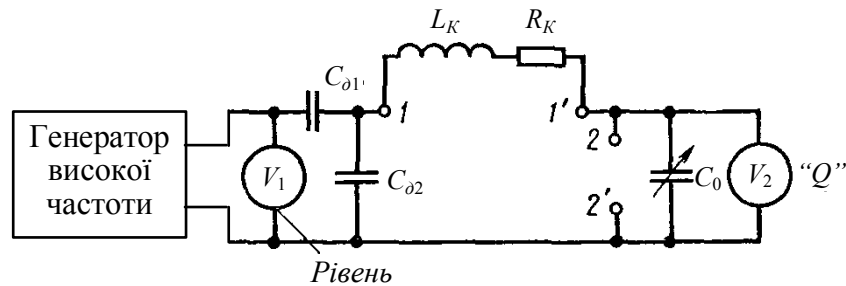


Рис. 2.12. Схеми куметра

Для визначення *повного опору* $Z_{вх}$ за допомогою куметра вимірювання виконують двічі без шуканого опору і з шуканим опором. Послідовний коливальний контур, складений з допоміжної котушки індуктивності L_K , R_K (що входить у комплект куметра) і зразкового конденсатора змінної ємності C_0 , настроюють у резонанс на частоту вимірювання f_0 . При цьому фіксуються значення частоти f_0 , ємності C_{01} , добротності контура Q_1 . Потім досліджуваний елемент з опором Z_x (R_x , Q_x) підключають або послідовно (якщо модуль Z_x – значення мале) з допоміжною котушкою, або паралельно (якщо модуль Z_x – значення велике) до зразкового конденсатора C_0 . Контур за допомогою конденсатора C_0 знову настроюється в резонанс на ту ж частоту. Зафіксовані значення f_0 , C_{02} і Q_2 разом з даними, отриманими при першому вимірюванні C_{01} і Q_1 , дають можливість визначити модуль Z_x і його складові R_x , X_x .

Найчастіше куметр використовують для вимірювання великих опорів Z_x .

2.3. Вимірювання форми вольт-амперної характеристики приладів з від'ємним опором

Форма вольт-амперної характеристики приладів з ВО залежить від конструкції приладів і фізичних процесів, що зумовлює їхній принцип дії, однак вона може бути порівняно легко змінена. Якщо до приладу з ВО послідовно або паралельно підключити активний опір R , то вольт-амперна характеристика системи *прилад з ВО плюс опір R* стане помітно відрізнятися від вольт-амперної характеристики самого приладу. Змінюючи величину опору R , можна в широких межах змінювати форму

вольт-амперної характеристики. Це можна пояснити на прикладі вольт-амперної характеристики статичного негatrona N -типу. При послідовному включенні приладу й активного опору R нахил ділянки ВП на вольт-амперній характеристиці системи, що складається з негatronу N -типу і послідовно з'єданого з ним активного опору R – збільшиться (рис. 2.13а) [2]. Отже, збільшиться і середня величина від'ємної провідності $G^{(-)}$. При паралельному з'єднанні приладу й активного опору R (негatronу N -типу з характеристикою $I_1=f(U)$ і паралельно з'єданого з ним опору R) середня величина від'ємної провідності $G^{(-)}$ зменшиться (рис. 2.13б). На графічних побудовах відрізки l , m і n відповідають струму I_n для різних величин R .

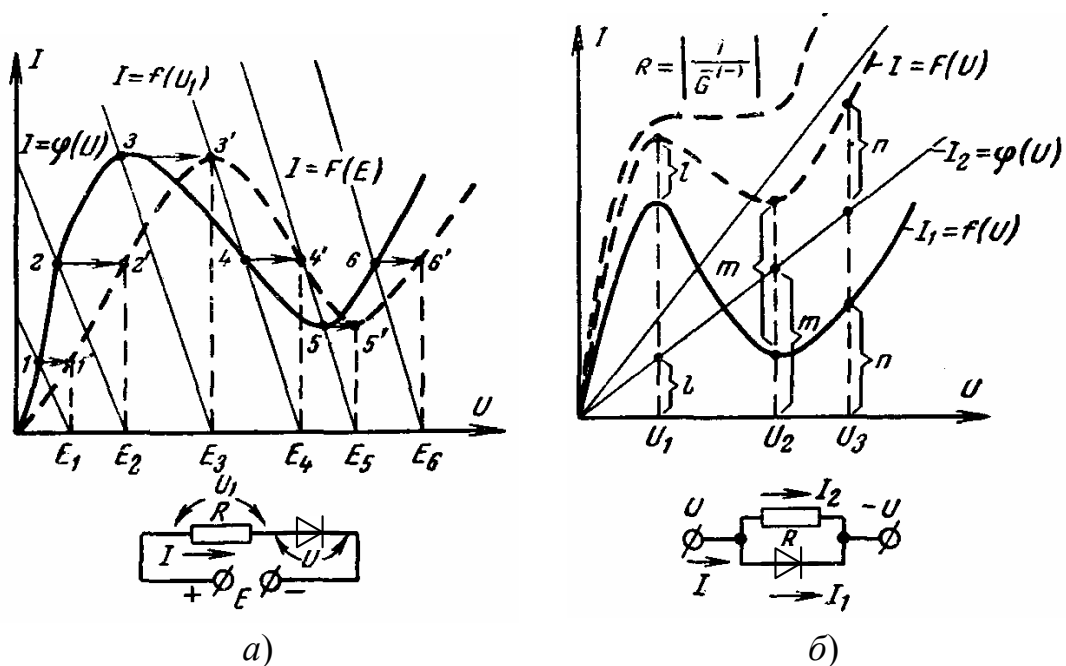


Рис. 2.13. Побудова вольт-амперних характеристик $I=F(E)$ (а) і $I=F(U)$ (б) системи – негatron N -типу плюс активний опір

Побудови на рис. 2.14 ґрунтуються на тому, що при послідовному включенні приладу з ВО й активного опору через прилад і опір R тече однаковий струм, а при паралельному з'єднанні спільною є напруга.

На рис. 2.14 показані вольт-амперні характеристики для випадків послідовного (рис. 2.14а) і паралельного (рис. 2.14б) включення негatrona S -типу й активного опору R . Принцип побудови цих характеристик аналогічний, що і на рис. 2.13.

Слід зазначити, що якщо для системи негatron з ВО (або з ВП) плюс опір R величини ВО і ВП можна як збільшувати, так і зменшувати, підключивши відповідним чином опір R , то величина середньої від'ємної потужності, що виділяється на ділянці ВО або ВП вольт-амперної характеристики, при цьому завжди зменшується, оскільки скорочується ділянка ВО (ВП) (рис. 2.14).

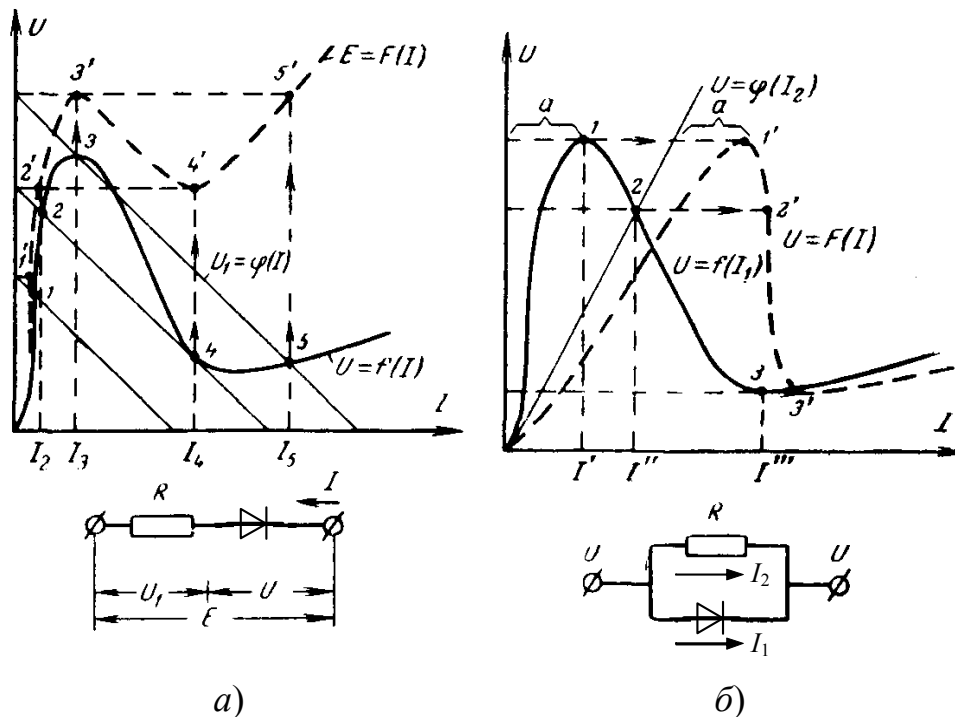


Рис. 2.14. Побудова вольт-амперних характеристик $E=F(I)$ (а) і $U=F(I)$ (б) системи негатрон S-типу плюс активний опір R

Розглянутими вище способами зміни форми вольт-амперної характеристики користуються з метою одержання потрібного виду вольт-амперної характеристики або для зміни параметрів приладу з ВО. Так, наприклад, для вимірювання ємності тунельного діода резонансним методом паралельно з ним включають опір R . У результаті провідність на ділянці ВП стає близькою до нуля (див. рис. 2.13б, крива $R^{(-)}=1/|G^{(-)}|$) і діод не шунтує помітно коливальний контур вимірювального приладу.

2.4. Вимірювання параметрів тунельного діода

Трудності вимірювання основних параметрів тунельних діодів пов'язані з наявністю ділянки від'ємної провідності на вольт-амперній характеристиці. Тому для таких вимірювань не можна використовувати апаратуру, застосовувану у випадку звичайних діодів.

При вимірюванні повинні бути вжиті заходи для запобігання переключення і виникнення генерації. Для цього повинні бути виконані такі умови стійкості [2]:

- 1) для постійного струму (запобігання переключення)

$$G_{\text{сум}} > |G^{(-)}|;$$

- 2) для змінного струму (запобігання генерації)

$$G_{\text{сум}} < \frac{L_{\text{сум}}}{|G^{(-)}|C}. \quad (2.6)$$

У цих нерівностях $G_{\text{сум}}$ і $L_{\text{сум}}$ – сумарні величини відповідно

провідності й індуктивності вимірювального кола і тунельного діода. Ці умови можуть бути виконані при використанні відповідних схем і спеціальних вимірювальних головок (тримачів діода). Головка повинна мати малу індуктивність. На рис. 2.15 показана схема однієї з головок, використовуваних при знятті вольт-амперної характеристики тунельного діода.

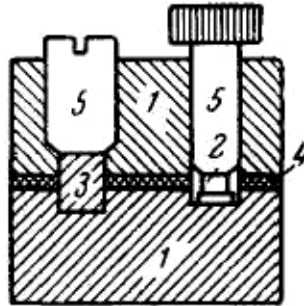


Рис. 2.15. Вимірювальна головка: 1 – масивні металеві електроди, що приєднуються до схеми; 2 – вимірюваний тунельний діод; 3 – малоіндуктивний опір (графітовий або германієвий); 4 – ізолятор; 5 – гвинти для кріплення діода й опору

Вольт-амперна характеристика може бути знята двома способами: або вимірюванням струму і напруги по точках, або за допомогою характеріографа. В обох випадках ділянку від'ємної провідності можна зняти повністю тільки в разі дотримання умов (2.5) і (2.6).

Для виконання умов стійкості при безпосередньому включенні діода у вимірювальне коло необхідне джерело живлення з малим внутрішнім опором і з'єднувальні проводи з малою індуктивністю, що на практиці здійснити досить важко. Зазвичай використовують мостову схему (рис. 2.16), в одне плече якої включають вимірюваний діод. Дисбаланс моста між точками *A* і *B*, що виникає при підключенні діода, пропорційний струму через діод. Дійсно, відповідно до прийнятих на рис. 2.16 позначень

$$U' = U - \frac{U_1 + U}{r_3 + r_4} r_4 = - \left(U_1 - \frac{r_3}{r_4} U \right) \frac{r_4}{r_3 + r_4};$$

$$i_1 = \frac{U_1}{r_1}; \quad i_2 = \frac{U}{r_2}.$$

звідки

$$i_3 = i_1 - i_2 = \left(U_1 - \frac{r_1}{r_2} U \right) \frac{1}{r_1}.$$

Перед вимірюванням міст балансують. Тому

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{r_3}{r_4};$$

$$|U'| = \frac{r_1 r_4}{r_3 + r_4} |i_3|.$$

Схема, що показана на рис. 2.16 може бути використана як для спостереження вольт-амперної характеристики на осцилографі, так і для зняття характеристики по точках. В останньому випадку в діагоналі моста (між точками A і B) включається міліамперметр, а паралельно тунельному діоду — вольтметр.

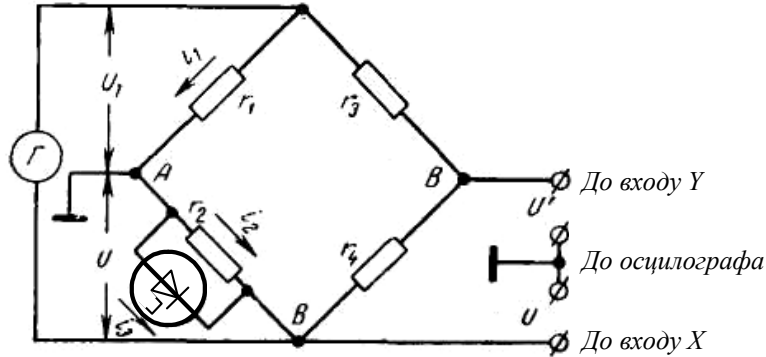


Рис. 2.16. Мостова схема для вимірювання вольт-амперної характеристики тунельного діода

У наведеній схемі умова стійкості за постійним струмом досягається завдяки підключенню паралельно тунельному діодові малого безіндуктивного опору $r_2 \leq |R^{(-)}|$. У цьому випадку сумарна провідність між точками A і B стане позитивною (рис. 2.16). Стійкість за змінним струмом забезпечується застосуванням малоіндуктивної головки.

Від'ємна провідність $G^{(-)}$ може бути визначена за нахилом дотичної до відповідних точок вольт-амперної характеристики. Котангенс кута нахилу дотичної до осі абсцис дорівнює:

$$\operatorname{ctg} \alpha = R^{(-)} + r_s,$$

тобто для точного визначення величини $G^{(-)}$ варто враховувати послідовний опір r_s . Для діодів з малими значеннями струму ($I_p < 5$ мА) $r_s \ll R^{(-)}$, тому $\operatorname{ctg} \alpha \approx R^{(-)}$ або $\operatorname{tg} \alpha \approx G^{(-)}$.

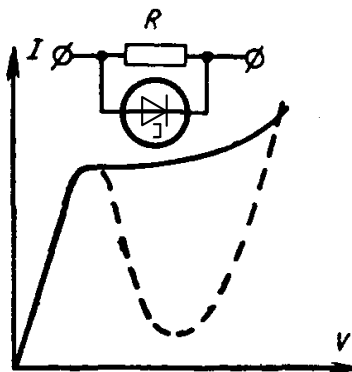


Рис. 2.17. Вольт-амперна характеристика паралельного з'єднання тунельного діода й опору

Величину G можна також виміряти, підключаючи паралельно діоду відомий позитивний опір R . Змінюючи величину R для даної напруги зсуву, можна знайти $G^{(-)} = 1/R$. У цьому випадку дотична до сумарної вольт-

амперної характеристики діода на ділянці обраної напруги зсуву буде паралельна осі абсцис (рис. 2.17). Змінюючи напругу зсуву, можна зняти залежність $|G^{(-)}|=f(U)$ на всій ділянці ВП вольт-амперної характеристики тунельного діода.

Інший метод вимірювання $G^{(-)}$ полягає в реєстрації напруги, що знімається з навантажувального опору, під'єданого послідовно тунельному діоду. Суть методу полягає в тому, що поряд з постійним зсувом на тунельний діод подається слабкий модульований сигнал, що з навантажувального опору надходить на підсилювач. Тому зі зміною напруги зсуву відповідно буде змінюватись, завдяки різній крутизні вольт-амперної характеристики, амплітуда змінного сигналу на навантажувальному опорі. Про величину диференціальної провідності (алгебраїчної суми $G+1/r_s$) судять за величиною підсиленого сигналу. При цих вимірюваннях варто забезпечити дотримання умов стійкості систем з ВО і сталості коефіцієнта підсилення сигналу, що надходить з навантажувального опору.

Очевидно, що максимальна диференціальна провідність буде відповідати ділянці з найбільшою крутизною. Наприклад, підсилений сигнал буде дорівнювати нулю в точках, що відповідають I_p , I_u , і повинен мати максимум на ділянці ВП. Якісно така залежність показана на рис. 2.18.

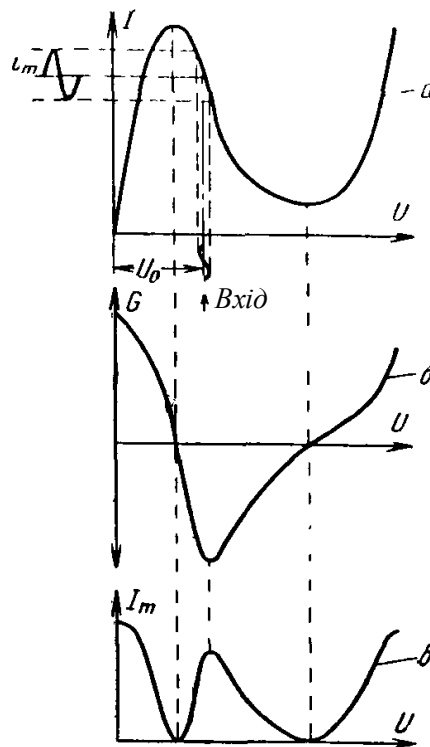


Рис. 2.18. Зміна провідності і посиленого сигналу для різних ділянок вольт-амперної характеристики тунельного діода: *a* – вольт-амперна характеристика тунельного діода; *б* – крива диференціальної провідності; *в* – зміна підсиленого сигналу; I_m – модульований сигнал, що надходить у підсилювач; U_0 – напруга зсуву в робочій точці

Практично вимірювання проводять у такий спосіб. На тунельний діод (рис. 2.19) подається постійний зсув від джерела з малим внутрішнім опором (порядку 1 Ом) і змінну напругу від генератора малої амплітуди (~1 мВ), що має також малий внутрішній опір. При досить великому опорі постійному струмі кола стабілізації (~100 кОм) струм в опорі навантаження R_4 буде визначатися величиною диференціального опору тунельного діода. Тоді з опору R_4 можна знімати напругу, пропорційну величині di/dU , тобто диференціальної провідності. Виконавши градування приладу на виході підсилювача в одиницях провідності, при відомому R_1 можна визначити залежність провідності від напруги зсуву для будь-якої ділянки вольт-амперної характеристики.

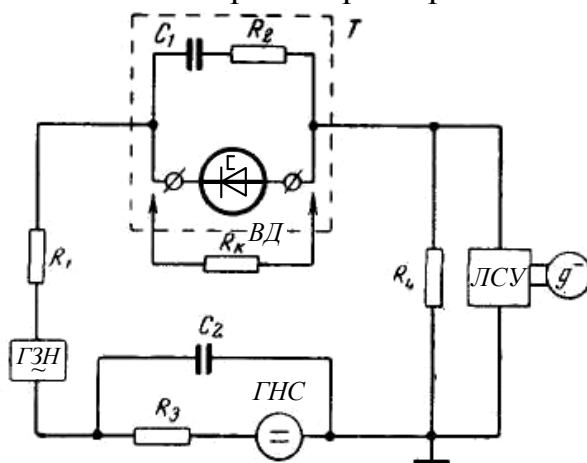


Рис. 2.19. Принципова блок-схема вимірювання диференціальної провідності тунельного діода

2.5. Вимірювання параметрів негатронів з р-п-р-п-структурою

Основними параметрами негатронів з р-п-р-п-структурою є статичні параметри час переключення зі стану «закрито» у стан «відкрито» і реактивні параметри (ємність і індуктивність), обумовлені вольт-амперною характеристикою.

Для вимірювання статичних параметрів досить зняти вольт-амперну характеристику негатрона. Оскільки негатрони з р-п-р-п-структурою мають вольт-амперну характеристику S-типу, для визначення статичних параметрів необхідно використовувати генератор струму. Внутрішній опір генератора R_i повинен бути набагато більшим диференціального опору приладу на будь-якій ділянці вольт-амперної характеристики. У цьому випадку буде неможлива лавиноподібна зміна струму на ділянці ВО внаслідок дії внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

Практично для цього необхідно виконати умову $R_i > |R^{(-)}|$. У іншому випадку зняти ділянку ВО на вольт-амперній характеристиці не вдається, тому що для $R_i < |R^{(-)}|$ можливі три точки перетинання навантажувальної прямої з вольт-амперною характеристикою (рис. 2.20), одна з яких (на ділянці ВО) буде нестійкою. Однак навіть у випадку виконання умови $R_i \gg |R^{(-)}|$ може виникнути генерація на ділянці ВО, що призведе до

помилки у вимірюванні вольт-амперної характеристики.

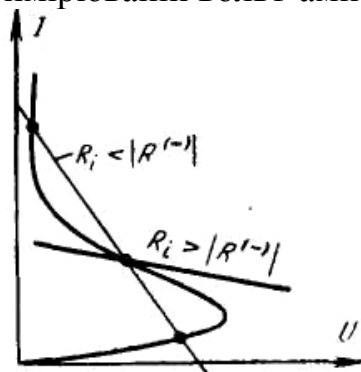


Рис. 2.20. Можливі стани схеми з ВО: $R_i < |R^{(-)}|$ – нестійкий стан; $R_i > |R^{(-)}|$ – стійкий стан



Рис. 2.21. Вольт-амперна характеристика динистора: 1 – за наявності генерації на ділянці ВО; 2 – генерація відсутня

На рис. 2.21 показані вольт-амперні характеристики динистора для випадків наявності і відсутності генерації на ділянці ВО. Виникнення генерації пов'язане з впливом паразитної ємності C_n (рис. 2.22), шунтуючого негatrona з ВО.

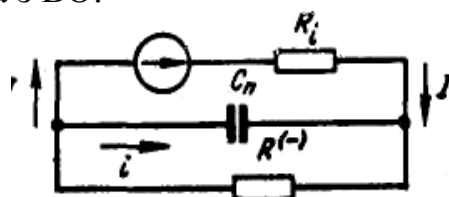


Рис. 2.22. Високочастотна еквівалентна схема р-п-р-п-структури для зняття вольт-амперної характеристики

Незважаючи на те, що струм I у вимірювальному колі підтримується постійним, у контурі, утвореному негatronом з ВО і паразитною ємністю C_n , можуть виникнути коливання. Здатність до самозбудження буде тим сильнішою, чим більші паразитна ємність і опір R . Умова стабільності на ділянці ВО за змінним струмом має вигляд

$$R_i < \frac{L}{|R^{(-)}|C}$$

Найзручнішим джерелом струму є схема з від'ємним зворотним зв'язком за струмом.

Реактивні параметри C і L найскладніші для вимірювання. На зростаючій ділянці I (див. рис. 2.20) р-п-р-п-структура має ємнісний характер реактивності, тому що вона являє собою послідовне з'єднання трьох р-п-переходів. На ділянці II починає діяти позитивний зворотний зв'язок за струмом, і ємнісний характер реактивності змінюється на індуктивний. Оскільки опір на ділянці I великий, ємність можна

вимірювати за допомогою нескладної приставки до куметра. Положення робочої точки задається за допомогою генератора струму. Для більшості приладів ємність вимірюється на ділянці I у точці, що відповідає $U=1/2U_{\text{ввімк}}$

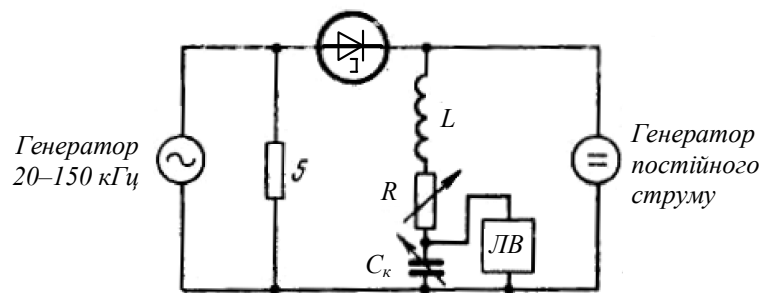


Рис. 2.23. Схема для вимірювання індуктивності р-п-р-п-структури на ділянці ВО

Схема для вимірювання індуктивності на ділянці ВО показана на рис. 2.23. Величина індуктивності визначається за допомогою індикатора зміни резонансної частоти коливального контура

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_k}},$$

при включенні в нього негatrona з ВО. Якщо резонансна частота змінилася на Δf , то величину індуктивності можна визначити за формулою

$$L = \frac{4\pi^2 \Delta f^2 LC_k}{1 - 4\pi^2 \Delta f^2 C_k}.$$

Опір R служить для уникнення генерації.

Перелік літератури, використаної в розділі 2

1. Атамальян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин: Уч. пособ. – М.: Высшая школа, 1982. – 223 с.
2. Горяинов С.А., Абезгауз И.Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. – М.: Энергия, 1970. – 320 с.

Розділ 3. Методи і засоби вимірювання параметрів безструктурних моделей потенційно нестійких чотириполосників

3.1. Аналіз стандартних методів вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполосників

Методи вимірювання параметрів безструктурних моделей "прийшли" у напівпровідникову електроніку з лампової електроніки. В основі цих методів лежить положення, що будь-який багатополосник можна подати у вигляді з'єднання елементарних чотириполосників [1–4]. Це дозволяє звести проблему вимірювання параметрів багатополосника до вимірювання параметрів складових його елементарних чотириполосників [5].

Для однозначного визначення чотириполосника необхідно знати напруги U_1, U_2 і струми I_1, I_2 на його вході і виході, відповідно. За незалежні змінні можна взяти будь-які дві з цих величин, а дві інші – подати у вигляді функції незалежних змінних. Тому можливі шість способів опису електричних властивостей чотириполосника. Найширше застосування одержали тільки чотири способи опису, які характеризуються системами Z -, Y -, H - і G - параметрів [6].



Рис. 3.1. Класифікація методів вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполосників

Усі методи вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполюсників можна розділити на стандартні методи вимірювання параметрів у режимі короткого замикання (КЗ) і холостого ходу (ХХ), стандартні методи вимірювання параметрів при фіксованому навантаженні Z_0 і нестандартні методи вимірювання параметрів (рис. 3.1) [7-9].

Система Z -параметрів (параметрів холостого ходу) застосовується для чотириполюсників, що мають малі вхідний і вихідний опори. Застосовуючи систему Z -параметрів, одержують еквівалентну схему, у якій кожний з параметрів на низьких частотах добре узгоджується з фізичними і конструктивними параметрами, наприклад транзистора. Така система використовується для розрахунку й аналізу як аналогових, так і імпульсних пристроїв. Її недоліком є велика похибка вимірювання параметрів Z_{11} для біполярних і Z_{22} для польових транзисторів, а також неможливість забезпечення режиму ХХ на високих частотах.

Система Y -параметрів (параметрів короткого замикання) застосовується для транзисторів, що мають великі вхідні і вихідні опори. Тому систему Y -параметрів переважно використовують у дослідженні польових транзисторів. Її недоліком є велика похибка вимірювання Y_{11} на низьких частотах і неможливість забезпечення режиму КЗ на високих частотах.

На відміну від Z - або Y -параметрів, H - і G -параметри мають різну розмірність, тому що в якості незалежних змінних використовуються різні за розмірністю величини: вхідний струм і вихідна напруга для H -параметрів; вхідна напруга і вихідний струм для G -параметрів. Тому H -параметри доцільно застосовувати для чотириполюсників з малим вхідним і великим вихідним опором, а G -параметри – для чотириполюсників з великим вхідним і малим вихідним опором. Недоліком систем H - і G - параметрів є складність формул, застосовуваних для розрахунку й аналізу електронних пристроїв. Крім того для їхнього вимірювання також необхідно забезпечувати режими КЗ і ХХ, що неможливо зробити на високих і особливо на надвисоких частотах. Проте ці параметри продовжують використовуватися при проектуванні низькочастотних пристроїв до частоти порядку 1 ГГц. Для їхнього вимірювання випущена спеціалізована апаратура (Л2-2, Л2-12 і ін.), а методи їхнього вимірювання стандартизовані [10].

Поява на початку 60-х років біполярних транзисторів здатних підсилювати і генерувати електромагнітні коливання на частотах у декілька ГГц поставило перед розробниками задачу вимірювання параметрів їхніх безструктурних моделей. Спроби здійснити вимірювання на цих частотах Y -, Z -, H - або G -параметрів виявилися безуспішними в зв'язку з труднощами, а часто і неможливістю реалізації режимів КЗ або ХХ на клемах напівпровідникового приладу.

З огляду на те, що в діапазоні НВЧ практика вимірювань оперує з величинами, що характеризують хвильовий процес (комплексними

коефіцієнтами відбиття і пропускання), було запропоновано на цих частотах чотириполіусники також описувати хвильовими параметрами. Найширше застосування одержали хвильові параметри передачі (T -параметри) і хвильові параметри розсіювання (S -параметри) [11].

Для вимірювання комплексних значень S -параметрів чотириполіусників широко використовуються панорамні вимірювачі комплексних коефіцієнтів відбиття і передачі [12]. Основні типи цих вимірювачів і їхніх характеристик подані в табл. 3.1.

Функціональні схеми цих вимірювачів являють собою модернізацію схем (рис. 3.2 і 3.3), де суміщення функцій вимірювання характеристик відбиття і передачі (S_{11} , S_{22} , S_{12} , S_{21}) досягається шляхом застосування комутаторів у НВЧ тракті.

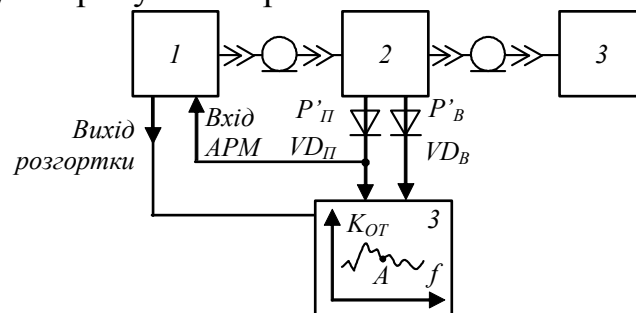


Рис. 3.2. Функціональна схема панорамного вимірювача КСВ: 1 – ГХЧ; 2 – рефлектометр; 3 – панорамний індикатор; 4 – вимірюваний пристрій

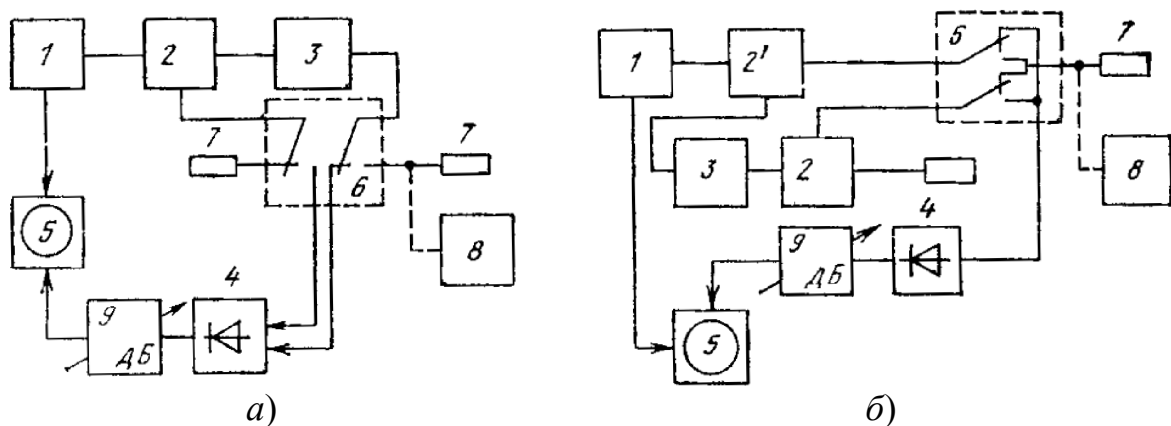


Рис. 3.3. Функціональні схеми автоматизованого вимірювача загасання (а) і посилення (б): 1 – ГХЧ, 2, 2' – направлені відгалужувачі; 3 – вимірюваний пристрій; 4 – детектор, 5 – осцилографічний індикатор; 6 – двоканальний перемикач; 7 – погоджене навантаження; 8 – вимірювач потужності; 9 – калібрований атенюатор низької частоти

Приклад функціональної схеми такого вимірювача наведена на рис. 3.4. Відмінною рисою цієї схеми є застосування вимірювача комплексних відношень, що включає в себе вимірювач відношень амплітуд і вимірювач різниці фаз сигналів, вимірюваних у

вимірювальному A і опорному B каналах. Фазообертач використовується для компенсації початкового фазового зсуву, внесеного вимірюваним пристроєм 5. Вимірювана різниця фаз визначається різницею двох значень фаз: $\Delta\varphi_{вим} = \varphi_i - \varphi_f$, де φ_i – фазовий кут сигналу на вході або на виході вимірюваного пристрою; φ_f – фазовий кут сигналу на виході фазообертача. При вимірюванні фазочастотної характеристики пристрою 5 необхідно знати фазочастотну характеристику фазообертача, що компенсує фазові зсуви вимірювального каналу. Тому зручно в якості останніх використовувати відрізки недисперсійних ліній передачі (коаксіальні фазообертачі тромбонного типу).

Таблиця 3.1

Вимірювачі комплексних значень коефіцієнтів відбиття і передачі

Параметр	Панорамні вимірювачі S -параметрів		
	P4-23	P4-36	PK4-10
Діапазон частот, ГГц	1–4	4–12,05	0,11–4
Межі вимірювання $K_{стU}$	1,05–2	1,1–2	1,1–2
Похибка вимірювання $K_{стU}$, %	± 5	± 5	$\pm 7,5$
Межі вимірювання фази коефіцієнта відбиття, рад.	0... ± 180	0.. ± 180	0... + 180
Похибка вимірювання фази коефіцієнта відбиття, рад.	$\pm[(12/\Gamma_x)+4]$	$\pm[(12/\Gamma_x)+2]$	$\pm(0,03A_x+0,7)$
Межі вимірювання коефіцієнта передачі, дБ	+ 10... – 70	–60... +30	–60... +30
Похибка вимірювання модуля коефіцієнта передачі, дБ	$\pm(0,03A_x+0,7)$	$\pm(0,03A_x+0,3)$	$\pm(0,03A_x+0,5)$
Межі вимірювання фази коефіцієнта передачі, рад.	0... ± 270	0... ± 180	0... ± 360
Похибка вимірювання фази коефіцієнта передачі, рад.	$\pm(0,1A_x+$ $+0,02\varphi_x+5)$	$\pm(0,1A_x+$ $+0,02\varphi_x+3)$	$\pm(0,075A_x+$ $+0,03\varphi_x+1)$

Базовими приладами панорамних вимірювачів S -параметрів є вимірювачі P4-37 і P4-38, в яких використовуються мікропроцесор, що забезпечує автоматичне калібрування, вибір меж і режимів вимірювання, а також самодіагностування. Частотні характеристики вимірюваних пристроїв відображаються в полярній і декартовій системах координат і забезпечують цифровий відлік вимірюваних величин. Основні характеристики вимірювачів S -параметрів наведені в табл. 3.2.

Необхідною умовою отримання невеликих похибок вимірювань є збереження постійним хвильового опору вимірювального тракту (зазвичай 50 або 75 Ом) і якісні узгоджені навантаження з коефіцієнтом стоячої хвилі напруги ($K_{СХН} < 1,05$). Однак, як показали експериментальні дослідження транзисторів, похибки вимірювань їхніх S -параметрів можуть значно зрости.

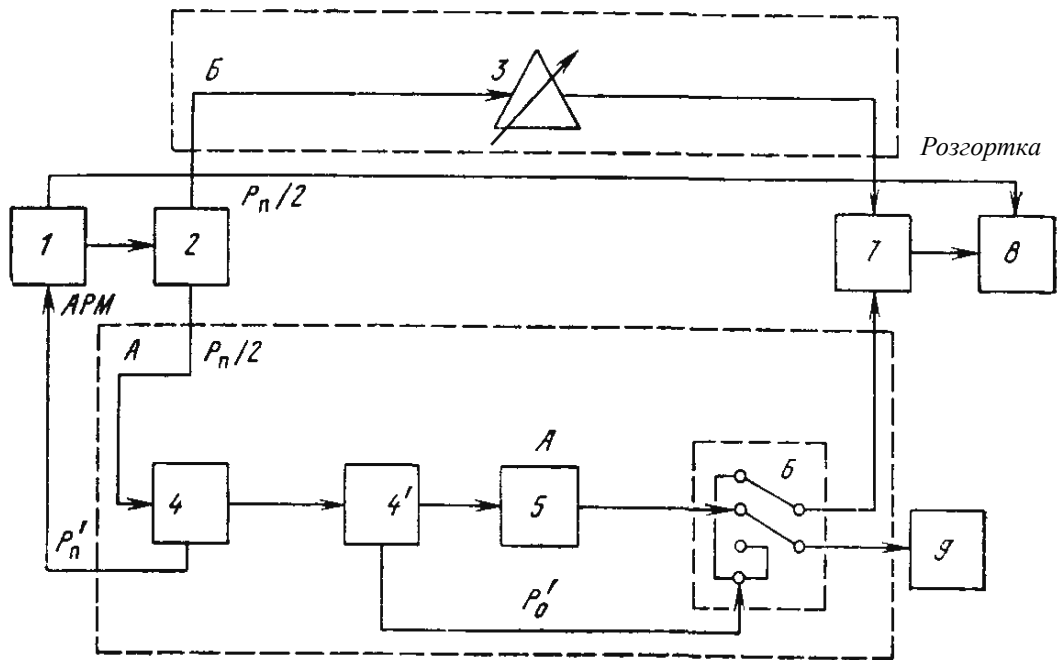


Рис. 3.4. Функціональна схема вимірювача комплексного значення коефіцієнтів передачі і відбиття: 1 – ГХЧ; 2 – розгалужувач; 3 - фазообертач; 4, 4' – направлені відгалужувачі; 5 – вимірюваний пристрій; б – перемикач; 7 – вимірювач комплексних відношень; 8 - осцилограф; 9 – узгоджене навантаження

Таблиця 3.2

Характеристики вимірювачів S-параметрів

Параметр	Р4-37	Р4-38
Діапазон частот, ГГц	0,001–1,25	1,25–5
Межі вимірювання: <i>KСХН</i>	1,05–2	1,04–2
коефіцієнта передачі, дБ	–80... +30	–80 ..+30
фази коефіцієнта передачі і відбиття, град.	0...±180	
Похибки вимірювання: <i>KСХН</i> , %	±2,4 <i>K_{cm} U</i>	±3,2 <i>K_{cm} U</i>
фази коефіцієнта відбиття, град.	±(1,5 +4 <i>Γ_x</i> +0,5/ <i>Γ_x</i>)	±(8/ <i>Γ_x</i> +1,5)
коефіцієнта передачі, дБ	±(0,01 <i>A_x</i> +0,3)	±(2,5+0,07 <i>A_x</i>)
фази коефіцієнта передачі, град.	±(2+0,05 <i>A_x</i>)	±(0,07 <i>A_x</i> +2,5)

Примітка. A_x , K_{cm} , Γ_x – вимірювані значення модуля коефіцієнта передачі, $K_{СХН}$ і модуля коефіцієнта відбиття відповідно.

Перша причина значного росту похибок з ростом частоти при вимірюванні хвильових параметрів пов'язана з неможливістю забезпечити

сталість хвильового опору у всіх перетинах вимірювального тракту. Наприклад, на частоті 1 ГГц при величині неузгодженості з $K_{СХН}=1,2$ похибка вимірювання S -параметрів складає 20% [14]. Типові значення $K_{СХН}$ роз'ємів, до яких підключається досліджуваний об'єкт, знаходяться в межах 1,2–1,5.

Друга причина росту похибок виявляється в міру вдосконалювання транзисторів і росту їхніх граничних частот. Справа полягає в тому, що "ідеальний" транзистор, що включається за схемою чотириполіюсника, є потенційно нестійким у широкому діапазоні частот. Але ця потенційна нестійкість залежить від величини і характеру імітансів, що підключаються до його вхідних і вихідних клем. З огляду на трансформувальні властивості довгих ліній вимірювального тракту, навіть невелика неузгодженість у якомусь перерізі вимірювального тракту може призвести до самозбудження вимірювальної установки (що експериментатор може і не знайти, а визнати результат вимірювань за правильний). Хоча перші НВЧ транзистори мали великий запас стійкості за рахунок дисипативних втрат у пасивній частині кристала транзистора дана проблема не виникала.

3.2. Нестандартні методи вимірювання параметрів

Сучасні НВЧ транзистори, за своїми параметрами все більше наближаються до "ідеальних", що обумовлює зниження точності вимірювання їхніх S -параметрів. Тому, незважаючи на випуск промисловістю різноманітного набору апаратури для вимірювання S -параметрів (ДК4-10, Р4- 11, Р4-23, Р4-37, Р4-38 і ін.), а також наявність на ринку аналогічної апаратури таких відомих фірм, як Hewlett Packard і Rohde Schwarz, результати вимірювання хвильових T - і S -параметрів стандартними методами в частотному діапазоні вище 5 ГГц варто розглядати як якісні (хоча на якійсь одній частоті вимірювання можуть бути здійснені з достатньою для проектувальника точністю).

Один з можливих шляхів розв'язання перерахованих вище проблем запропонований Н.З. Шварцем [14]. Показано, що при проектуванні НВЧ підсилювачів немає необхідності використовувати всю систему S -параметрів, а лише систему таких параметрів: Γ_{11} , S_{12} , S_{21} , Γ_{22} (де Γ_{11} і Γ_{12} – коефіцієнти відбиття від входу і виходу чотириполіюсника, відповідно), які він назвав системою нестандартних S -параметрів, вимірюваних з вищою точністю, ніж стандартні S -параметри.

Пропонуються дві системи нестандартних S -параметрів. Перша з них – система симетричних, друга – симетричних S -параметрів.

Система нестандартних симетричних S -параметрів. Для опису чотириполіюсника навантаженого на довільні (нестандартні) комплексні опори запропонована система параметрів, у якій передатні характеристики вимірюються в стандартному режимі чотириполіюсника, включеного в розрив узгодженої на кінцях лінії. При вимірюванні коефіцієнтів відбиття стандартна лінія, що навантажує чотириполіюсник, замінюється на

довільне, як правило, робоче навантаження. Вимірювання коефіцієнтів відбиття виконуються в тій же стандартній лінії, під'єднаній до входу пристрою.

Таким чином, система містить у собі такі параметри:

$$\Gamma_{11}, S_{12}, S_{21}, \Gamma_{22}. \quad (3.1)$$

Запропонована система є повною і дозволяє здійснити однозначний перехід від цієї системи до системи стандартних S -параметрів.

Система симетричних S -параметрів (3.1) або в окремому випадку двобічного узгодження ($\Gamma_{11m}, S_{12}, S_{21}, \Gamma_{22m}$) містить безпосередню інформацію про один з найважливіших параметрів чотириполюсника – коефіцієнт відбиття навантажень, що реалізують режим двобічного узгодження. Інша важлива характеристика чотириполюсника в цьому режимі – інваріантний коефіцієнт стійкості

$$K_c = (1 + |S_{12}^1|^2 |S_{21}^1|^2) / 2 |S_{12}^1| |S_{21}^1|$$

і коефіцієнт передачі в прямому напрямку $K_{ном1,2 пр} = |S_{21}^1|^2$ (а також у зворотному) $K_{ном1,2 зв} = |S_{12}^1|^2$ є в цій системі розрахунковими параметрами.

Система нестандартних несиметричних S -параметрів. Система хвильових параметрів, відмінна від вище розглянутої, містить у собі $\Gamma_{11m}, \Gamma_{22m}, |S_{12}|, |S_{21}|, |S_{22}|, |S_{11}|, \varphi_{21} - \varphi_{12}$. У несиметричній системі нестандартних S -параметрів замість фазових кутів коефіцієнтів передач подається їхня різниця $\varphi_{21} - \varphi_{12}$, а також модуль коефіцієнта передачі $|S_{21}^1|$ у режимі двобічного узгодження. Введення цієї системи переслідує ту ж мету – вибрати в якості вимірюваних параметрів основні і необхідні для розрахунку чотириполюсника і зменшити тим самим похибку їхнього визначення. Система несиметричних S -параметрів не є повною, оскільки вона не визначає значень фаз коефіцієнтів передачі однозначно. В результаті система несиметричних S -параметрів формально зводиться до системи симетричних S -параметрів. Проте ці системи не адекватні одна одній, оскільки для усунення згаданої неоднозначності потрібні не точні, а лише наближені значення фазових кутів. Після усунення неоднозначності система нестандартних симетричних S -параметрів буде повною. Переваги цієї системи (навіть якщо вказану неоднозначність не усунуто) зводяться до таких: 1) вона містить безпосередню інформацію про коефіцієнти відбиття навантажень, що реалізують режими двобічного узгодження $\Gamma_{m1} = \Gamma_{11m}^*$; $\Gamma_{m2} = \Gamma_{22m}^*$ і коефіцієнти підсилення (квадрат модуля коефіцієнта передачі в прямому напрямку) $K_{ном1,2 пр} = |S_{21}^1|^2$ у цьому режимі; 2) значення коефіцієнта передачі в зворотному напрямку $|S_{12}^1|$ і інваріантного коефіцієнта стійкості – розрахункові параметри в цій системі – містять лише модулі вимірюваних величин і пов'язані з ними елементарними співвідношеннями $|S_{12}^1| = |S_{21}^1| \cdot |S_{12}| / |S_{21}|$ [15]; 3) контроль точності розрахунку $|S_{21}^1|$ може бути досить точно здійснений експериментально.

Техніка вимірювань і оцінка похибок стандартних S -параметрів

відомі [12, 16]. Тут доречно лише наголосити, що основні похибки цих вимірювань пов'язані з неточностями реалізації стандартних навантажень і невизначеністю внаслідок їхніх імпедансів. При розрахунку інваріантного коефіцієнта стійкості K , узгоджувальних кіл і підсилення, ці похибки можуть призводити до неприпустимо великих помилок. Так, обчислене на основі стандартних S -параметрів значення K виявляється меншим одиниці, хоча в дійсності чотириполосник безумовно стійкий (тобто $K > 1$).

Розрахунок за допомогою нестандартних S -параметрів точніший оскільки, як вже згадувалося, найважливіша інформація отримується безпосередньо з вимірювань коефіцієнтів відбиття, виконуваних з необхідною точністю. Техніка вимірювання нестандартних S -параметрів зводиться до двобічного узгодження транзистора за допомогою трансформаторів і вимірювання реалізованих узгоджувальних навантажень [14]. Не викликає труднощів і вимірювання модулів коефіцієнтів передач у цьому режимі, необхідних для опису транзисторів за допомогою системи несиметричних S -параметрів.

Зупинимося трохи докладніше на питанні вимірювання різниці фаз коефіцієнтів передачі – єдиного фазового параметра в цій системі. Перевага вимірювань різниці фаз φ_{21} , φ_{12} замість абсолютних значень цих фаз полягає в тому, що при різницевих вимірюваннях усуваються помилки, що виникають у результаті калібрування, тобто визначення положень відлікових площин. Друга важлива перевага різницевих фазових вимірювань полягає в тому, що вони не залежать від неоднорідностей вимірювального тракту, якщо останнім не властива невзаємність [6]. Для усунення неоднозначності $\varphi_{21} + \varphi_{12}$ необхідна додаткова інформація. Найчастіше потрібне значення $\varphi_{21} + \varphi_{12}$ може бути відібране виходячи з фізичних міркувань, в інших випадках можуть знадобитися додаткові вимірювання (наприклад, S_{11} і S_{22}) з наступним розрахунком $S_{12}S_{21}$ або прями фазові вимірювання φ_{21} . Однак ці вимірювання, що мають за мету усунення неоднозначності можуть бути лише якісними.

Наступним кроком до підвищення точності вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполосників є використання методу "плаваючого навантаження". Справа в тому, що в основі стандартних методів вимірювання параметрів безструктурних моделей лежить одна загальна умова: сталість імітансів, які підключаються на вході або виході чотириполосника ($W_I = \text{const}$, $W_H = \text{const}$), що практично виконати досить складно. Так при вимірюванні Y -параметрів повинна дотримуватися умова: $Z_I = 0$ або $Z_H = 0$. При вимірюванні Z -параметрів: $Z_I = \infty$ або $Z_H = \infty$. При вимірюванні S -параметрів: $Z_I = Z_0$, $Z_H = Z_0$, де Z_0 – хвильовий опір вимірювального тракту.

У роботі [9] запропоновано непрямий метод вимірювання нестандартної системи W -параметрів чотириполосника W_{11} , W_{22} , $\text{Re}(W_{12}W_{21})$, $\text{Im}(W_{12}W_{21})$, $|W_{12}W_{21}|$ у НВЧ діапазоні за результатами вимірювання його вхідного $W_{\text{вх}}$ і вихідного $W_{\text{вих}}$ імітансів при довільному і

неконтрольованому імпедансу навантаження W_H і генератора W_G . В основі цього методу лежить властивість чотириполосника, відповідно до якого його вхідний W_{ex} і вихідний W_{vux} імпеданси залежать від реактивної складової імпеданса відповідно навантаження $\text{Im}W_H$ і генератора $\text{Im}W_G$ і ці залежності на комплексній площині представляють кола (рис. 3.5) з радіусами [17, 18]:

$$\rho_{ex} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{22}}; \quad (3.2)$$

$$\rho'_{ex} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}(W_{22} + W_H)}; \quad (3.3)$$

$$\rho_{vux} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{11}}. \quad (3.4)$$

і координатами центрів:

$$\text{Re}W_{ex.0} = \frac{\text{Re}W_{11} - \text{Re}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{22}}; \quad (3.5)$$

$$\text{Im}W_{ex.0} = \frac{\text{Im}W_{11} - \text{Im}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{22}}; \quad (3.6)$$

$$\text{Re}W_{vux.0} = \frac{\text{Re}W_{22} - \text{Re}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{11}}; \quad (3.7)$$

$$\text{Im}W_{vux.0} = \frac{\text{Im}W_{22} - \text{Im}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{11}}. \quad (3.8)$$

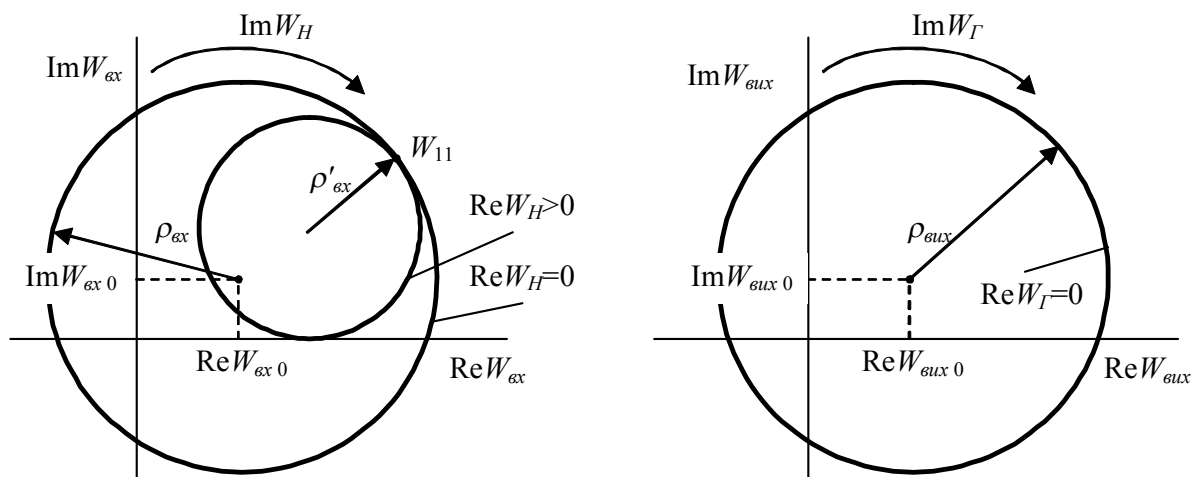


Рис. 3.5. Імпедансні кола лінійного потенційно нестійкого чотириполосника

Розв'язання системи рівнянь (3.2–3.8) забезпечує визначення нестандартної системи W -параметрів:

$$\left. \begin{aligned}
\operatorname{Re} W_{22} &= \rho'_{ex} \frac{\operatorname{Re} W_H}{\rho_{ex} - \rho'_{ex}}; \\
|W_{12} W_{21}| &= 2 \rho_{ex} \operatorname{Re} W_{22}; \\
\operatorname{Re} W_{11} &= \frac{|W_{12} W_{21}|}{2 \rho_{ex}}; \\
\operatorname{Re}(W_{12} W_{21}) &= 2 \operatorname{Re} W_{22} (\operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Re} W_{ex.0}); \\
\operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) &= \sqrt{|W_{12} W_{21}|^2 - [\operatorname{Re}(W_{12} W_{21})]^2}; \\
\operatorname{Im} W_{11} &= \frac{\operatorname{Im} W_{ex.0} + \operatorname{Im}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{22}}; \\
\operatorname{Im} W_{22} &= \frac{\operatorname{Im} W_{ex.0} + \operatorname{Im}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{11}}.
\end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Параметри (3.2-3.8) імітансних кіл визначаються шляхом вимірювання вхідного W_{ex} (вихідного W_{eux}) імітанса чотириполюсника при трьох довільних значеннях імітанса навантаження W_H (генератора W_G) в області, де $\operatorname{Re} W_{ex} > 0$, $\operatorname{Re} W_{eux} > 0$, що забезпечує стійкість вимірювальної установки.

Розширення нестандартної системи W -параметрів досягається за рахунок вимірювання максимально досяжного стійкого коефіцієнта передачі чотириполюсника

$$K_{ms} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|, \quad (3.10)$$

який визначається різницеvim методом шляхом вимірювання значень потужності сигналу, що пройшов через чотириполюсник у прямому P_1 і зворотному P_2 напрямку за умови сталості потужності генератора ($P_G = \text{const}$) [19]. Розв'язання системи (3.9) разом з (3.10) дозволяє додатково визначити:

$$|W_{12}| = \sqrt{K_{ms} |W_{12} W_{21}|},$$

$$|W_{21}| = \sqrt{\frac{|W_{12} W_{21}|}{K_{ms}}}.$$

Подальшим розвитком цих методів є метод нейтралізації. Для його здійснення дві клеми чотириполюсника з'єднуються разом (утвориться триполюсник) і між ними і спільною шиною включається комплексний опір Z . У цьому випадку елементи матриці провідності новоутвореного чотириполюсника дорівнюють [9]:

$$Y_{11} = \frac{y_{11} + Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (3.11)$$

$$Y_{22} = \frac{y_{22} + Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (3.12)$$

$$Y_{12} = \frac{y_{12} - Z_2 \Delta y}{1 + Z \Sigma y}; \quad (3.13)$$

$$Y_{21} = \frac{y_{21} - Z_2 \Delta y}{1 + Z \Sigma y}, \quad (3.14)$$

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

Якщо комплексний опір Z у спільному проводі підбрано таким чином, щоб для $Z=Z_1$ виконувалася умова

$$y_{12} = Z_1 \Delta y, \quad (3.15)$$

тоді вираз (3.13) набуває вигляду $Y_{12} = 0$, а вхідна провідність новоутвореного чотириполюсника дорівнюватиме

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_H} = Y_{11}. \quad (3.16)$$

Якщо комплексний опір у спільному проводі підібрати таким чином, щоб для $Z=Z_2$ виконувалася рівність

$$y_{21} = Z_2 \Delta y, \quad (3.17)$$

тоді вираз (3.14) набуває вигляду $Y_{21} = 0$, а вихідна провідність новоутвореного чотириполюсника дорівнюватиме

$$Y_{\text{вих}} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_G} = Y_{22}. \quad (3.18)$$

Склавши співвідношення з рівнянь (3.11) та (3.12)

$$\frac{Y_{11}}{Y_{22}} = \frac{Y_{11} + Z_1 \Delta y}{Y_{22} + Z_2 \Delta y}, \quad (3.19)$$

і як відомо з експерименту y_{11} , y_{22} , Z_1 , Z_2 , $Y_{\text{вх}}$ і $Y_{\text{вих}}$, з (3.19) знаходиться

$$\Delta y = \frac{Y_{\text{вих}}y_{11} - Y_{\text{вх}}y_{22}}{Z_2Y_{\text{вх}} - Z_1Y_{\text{вих}}},$$

підставляючи значення якого в (3.15) і (3.17), визначаються провідності прямої y_{21} і зворотної y_{12} передачі чотириполюсника [20].

Виконання умов (3.15) і (3.17) забезпечує нейтралізацію зворотної і прямої передач чотириполюсника в процесі вимірювання, що гарантує стійкість вимірювальної установки навіть у випадку повної нестійкості вимірюваного чотириполюсника. При цьому послаблюються вимоги до стабільності імітансів навантаження і генератора, властиве стандартним методам, що гарантує підвищення точності вимірювань імітансних параметрів у діапазоні НВЧ.

Основними факторами, що впливають на точність вимірювань розглянутого методу є [21]:

- похибки вимірювання вхідного (вихідного) імітанса чотириполюсника;
- похибки вимірювання потужності сигналу, що пройшов через чотириполюсник;
- точність задання імпедансів Z_1 і Z_2 .

Існують різні методи і апаратура для вимірювання вхідного (вихідного) імітанса чотириполосника (вимірювальні лінії, вимірювальні мости, панорамні вимірювачі й ін.) [12, 13]. В усіх цих приладах вимірювання зводяться до вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі напруги ($K_{СХН}$) і фази φ_r коефіцієнта відбиття. Наприклад, коаксіальні вимірювачі імітанса до частоти 1 ГГц забезпечують вимірювання $K_{СХН}$ із похибкою $\pm 7\%$ і фази $\pm 7^\circ$ при $K_{СХН} < 2$. Хвилевідні вимірювачі імітанса забезпечують до частоти 5 ГГц похибку вимірювання $K_{СХН} \pm 4\%$ і фазового кута $\pm 4^\circ$ для $K_{СХН} \leq 2$. Спеціальні методи калібрування дозволяють зберегти вищевказану похибку і для вищих значень $K_{СХН}$, що характерно для потенційно нестійких чотириполосників.

Щоб виключити нелінійні ефекти вимірювання імітансних W -параметрів, у більшості випадків здійснюються в режимі малого сигналу для значень потужності генератора порядку $10^{-6} \dots 10^{-3}$ Вт. Існує велика кількість вимірювачів потужності таких сигналів з похибкою, що не перевищує $\pm 10 \dots 12\%$ [15].

Точність задання імпедансу Z_1 і Z_2 , який може бути реалізований у вигляді активного навантаження [14], визначається похибкою вимірювання їхнього імітанса на етапі калібрування.

Виходячи з вище приведеного аналізу, можна зробити висновки, що для опису безструктурних моделей чотириполосників у даний час використовуються стандартні параметри в режимі КЗ і ХХ (Y -, Z -, H - і G -параметри), у режимі фіксованого навантаження (S - і T -параметри) і нестандартні параметри виміряні при "плаваючому навантаженні".

Основні похибки вимірювання Y -, Z -, H -, G -, S - і T -параметрів у діапазоні НВЧ пов'язані з неможливістю забезпечити необхідні значення фіксованих навантажень і з потенційною нестійкістю багатоелектродних напівпровідникових структур, що призводить до неконтрольованого самозбудження вимірювальної установки. Метод "плаваючого навантаження" дозволяє частково позбутися від похибок вимірювання імітансних W -параметрів [16].

Недоліком вище розглянутого методу плаваючого навантаження є, по-перше, його велика трудомісткість, пов'язана з необхідністю вимірювання дев'яти значень W_{ex} вхідного і $W_{вих}$ вихідного імітанса чотириполосника. По-друге, неможливість реалізації чисто реактивних імітансів навантаження W_H і генератора W_G , що призводить до додаткової похибки вимірювань.

Основна похибка вимірювання імітансних W -параметрів визначається похибкою вимірювання вхідного (вихідного) імітанса чотириполосника. Зменшення цієї похибки може бути досягнуто переходом від вимірювання імітансів до вимірювання коефіцієнтів відбиття від входу і виходу чотириполосника.

Виходячи з перерахованого вище в роботі [17] розв'язано задачу зниження трудомісткості і підвищення точності вимірювання

нестандартної системи імітансних параметрів чотириполюсника.

На першому етапі розв'язується задача визначення чотирьох імітансних параметрів нестандартної системи: W_{11} , W_{22} , $W_{12}W_{21}$, $|W_{12}W_{21}|$. З огляду на те, що частина з цих параметрів є комплексними, для їхнього визначення необхідна наявність системи із шести незалежних рівнянь. Цій вимозі відповідає система

$$\begin{cases} W_{\text{ex}1} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} + W_{H1}}, \\ W_{\text{ex}2} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} + W_{H2}}, \\ W_{\text{eux}1} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{11} + W_{\Gamma1}}, \end{cases} \quad (3.20)$$

де: W_{H1} , W_{H2} , $W_{\Gamma1}$ – комплексні фіксовані значення імітансів навантаження і генератора; $W_{\text{ex}1}$, $W_{\text{ex}2}$ – комплексні значення вхідного імітанса чотириполюсника для значень W_{H1} , W_{H2} імітанса навантаження, відповідно; $W_{\text{eux}1}$ – комплексне значення вихідного імітанса чотириполюсника для значення імітанса генератора $W_{\Gamma1}$; W_{11} , W_{22} , W_{12} , W_{21} – параметри імітансної матриці чотириполюсника.

Розв'язування системи (3.20) дозволяє одержати вирази для шуканої частини імітансних параметрів нестандартної системи

$$W_{11} = \frac{W_{\text{ex}1}W_{\text{ex}2}(W_{H1} - W_{H2}) + W_{\Gamma1}(W_{\text{ex}1}(W_{H1} + W_{\text{eux}1}) - W_{\text{ex}2}(W_{H2} + W_{\text{eux}1}))}{W_{\Gamma1}(W_{H1} - W_{H2}) + W_{\text{ex}2}(W_{H1} + W_{\text{eux}1}) - W_{\text{ex}1}(W_{H2} + W_{\text{eux}1})}, \quad (3.21)$$

$$W_{22} = \frac{W_{\Gamma1}W_{\text{eux}1}(W_{H1} - W_{H2}) - W_{\text{ex}2}W_{H2}(W_{H1} + W_{\text{eux}1}) + W_{\text{ex}1}W_{H1}(W_{H2} + W_{\text{eux}1})}{W_{\Gamma1}(W_{H1} - W_{H2}) + W_{\text{ex}2}(W_{H1} + W_{\text{eux}1}) - W_{\text{ex}1}(W_{H2} + W_{\text{eux}1})}, \quad (3.22)$$

$$W_{12}W_{21} = \frac{(W_{\Gamma1} + W_{\text{ex}1})(W_{\text{ex}1} - W_{\text{ex}2})(W_{\Gamma1} + W_{\text{ex}2})(W_{H1} - W_{H2})(W_{H1} + W_{\text{eux}1})(W_{H2} + W_{\text{eux}1})}{(W_{\Gamma1}(W_{H1} - W_{H2}) + W_{\text{ex}2}(W_{H1} + W_{\text{eux}1}) - W_{\text{ex}1}(W_{H2} + W_{\text{eux}1}))^2}, \quad (3.23)$$

$$|W_{12}W_{21}| = \sqrt{\text{Re}^2(W_{12}W_{21}) + \text{Im}^2(W_{12}W_{21})}. \quad (3.24)$$

З огляду на те, що максимально досяжний коефіцієнт підсилення чотириполюсника [18]

$$K_{ms} = |W_{21} / W_{12}|, \quad (3.25)$$

розв'язуючи систему рівнянь (3.24) – (3.25), знаходимо

$$|W_{21}| = \sqrt{K_{ms}|W_{12}W_{21}|}, \quad (3.26)$$

$$|W_{12}| = \sqrt{|W_{12}W_{21}| / K_{ms}}. \quad (3.27)$$

Таким чином, як випливає з (3.21–3.23) і (3.26, 3.27), для знаходження нестандартної системи імітансних параметрів чотириполюсника необхідним є вимірювання двох значень його вхідного імітанса $W_{\text{ex}1}$ і $W_{\text{ex}2}$ при відомих значеннях імітансів навантаження,

відповідно W_{H1} і W_{H2} , одного значення вихідного імітанса $W_{\text{вих}1}$ при відомому імітансі генератора $W_{Г1}$ і максимального досяжного коефіцієнта підсилення чотириполюсника K_{ms} . Трудомісткість цих вимірювань на 50% нижча, ніж при використанні способу «плаваючого навантаження».

Порівняння запропонованого способу з раніше відомим показує, що в процесі вимірювань необхідно мати три значення імітансів W_{H1} , W_{H2} і W_{H3} , а не одне значення дійсного імітанса $\text{Re}W_H$ і шість значень довільних, але чисто реактивних імітансів $W_{Hi} = j \text{Im}W_{Hi}$ і $W_{Gi} = j \text{Im}W_{Gi}$.

З огляду на те, що на величину W_H і W_G не накладаються ніякі обмеження, крім того, що вони повинні містити дійсну і уявну складові, це також є перевагою запропонованого способу, що веде до зменшення похибки вимірювань.

Реалізація даного методу здійснюється за допомогою вимірювальної установки, структурну схему якої показано на рис. 3.6. Велика частина блоків, що входять в установку є стандартними. У якості вимірювача повних опорів (ВПО) може бути використаний фазовий вольтметр, наприклад Ф2-12 або аналогічний, або вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі Р4-23. Для вимірювання потужності сигналу можливе використання термісторного мосту МЗ-1. Комутатори $K1-K8$ можуть бути як механічними, так і електрично керованими. Вони практично не мають обмежень за фазочастотною характеристикою і швидкодією. Єдина до них вимога – низькі втрати в режимі комутації (менше 1 дБ). Резистори $R1-R3$ виконують роль комплексних імітансів W_{H1} , W_{H2} і $W_{Г1}$, відповідно. Це можуть бути і низькочастотні резистори, але значення їхньої уявної і дійсної складових повинні в усьому частотному діапазоні вимірювань відрізнятися не менше, ніж у 2–3 рази.

Процес вимірювання буде такий. У заданій точці частотного діапазону, при нейтральних положеннях комутаторів $K4$, $K7$ і $K8$, за допомогою комутаторів $K1$, $K2$, $K3$, $K5$ і $K6$ виконується вимірювання імітансів W_{H1} , W_{H2} і $W_{Г1}$ резисторів $R1-R3$. Потім ВПО послідовно підключається до входу чотириполюсника при під'єднаних на його виході резисторах $R2$ і $R3$ і виміряються значення вхідних імітансів $W_{\text{вх}1}$ і $W_{\text{вх}2}$. На наступному етапі аналогічним чином вимірюється вихідний імітанс $W_{\text{вих}1}$ при під'єднаному до входу чотириполюсника резисторі $R1$. За результатами вимірювання з використанням (3.21–3.23) знаходимо W_{11} , W_{22} і $W_{12}W_{21}$.

Для визначення K_{ms} чотириполюсника, використовуючи комутатори $K7$ і $K8$ при постійній потужності $ВГ$, заміряємо ВП потужність сигналу, що пройшов через чотириполюсник у прямому P_{21} і зворотному P_{12} напрямках. Використовуючи відоме співвідношення [19] $K_{ms} = \sqrt{P_{21}/P_{12}}$ і виразу (3.26) і (3.27), визначаємо значення $|W_{12}|$ і $|W_{21}|$.

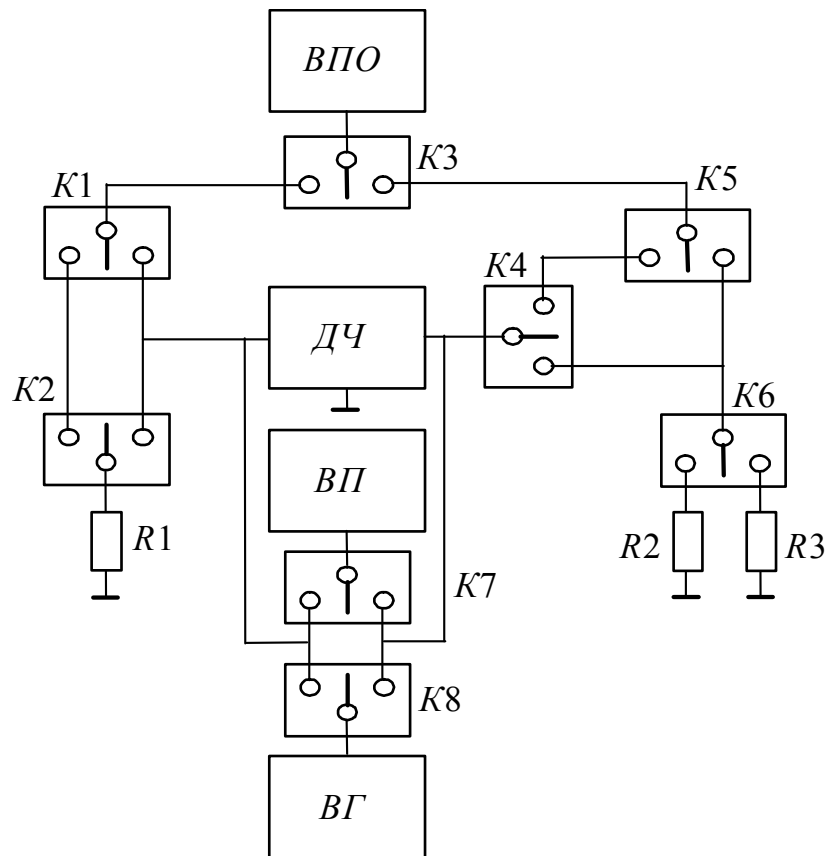


Рис. 3.6. Структурна схема вимірювальної установки для визначення нестандартної системи імпедансних параметрів чотириполюсника: ДЧ - досліджуваний чотириполюсник; ВПО – вимірювач повних опорів; ВП – вимірювач потужності; ВГ – вимірювальний генератор; K1-K8 - комутатори

Відсутність жорстких обмежень на значення навантажувальних імпедансів W_H і W_G дозволяє, при відповідній доробці і використанні ЕОМ реалізувати панорамний вимірювач імпедансних параметрів чотириполюсника в діапазоні НВЧ.

Розглянутий метод може бути використаний також для вимірювання нестандартної системи S -параметрів чотириполюсника [19]. На першому етапі вирішується задача визначення трьох S -параметрів нестандартної системи: S_{11} , S_{22} і $S_{12}S_{21}$. З огляду на те, що ці параметри в загальному випадку комплексні величини, для їх визначення необхідна система із шести незалежних рівнянь. Даній вимозі відповідає система

$$\begin{cases} \Gamma_{ex1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{H1}}{1 - S_{22}\Gamma_{H1}}, \\ \Gamma_{ex2} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{H2}}{1 - S_{22}\Gamma_{H2}}, \\ \Gamma_{aux1} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{G1}}{1 - S_{11}\Gamma_{G1}}. \end{cases} \quad (3.28)$$

де: $\Gamma_{H1}, \Gamma_{H2}, \Gamma_{\Gamma1}$ – комплексні коефіцієнти відбиття фіксованих значень навантажень Z_{H1}, Z_{H2} і генератора $Z_{\Gamma1}$; $\Gamma_{ex1}, \Gamma_{ex2}$ – значення комплексних коефіцієнтів відбиття від входу чотириполюсника при значеннях Γ_{H1}, Γ_{H2} комплексних коефіцієнтів відбиття навантажень, відповідно; Γ_{vux1} – значення комплексного коефіцієнта відбиття від виходу чотириполюсника при значенні $\Gamma_{\Gamma1}$ комплексного коефіцієнта відбиття генератора; $S_{11}, S_{22}, S_{12}, S_{21}$ – параметри матриці розсіювання чотириполюсника.

Розв'язання системи (3.28) дозволяє одержати вирази для шуканої частини системи нестандартних S -параметрів

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{ex1}\Gamma_{H2}(\Gamma_{H1}\Gamma_{vux1} - 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{ex1}\Gamma_{H2}\Gamma_{\Gamma1} - \Gamma_{H1}(\Gamma_{ex1}\Gamma_{\Gamma1} + \Gamma_{vux1}\Gamma_{H2} - 1))}{\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}\Gamma_{H2}\Gamma_{\Gamma1} - \Gamma_{ex1}\Gamma_{H1}\Gamma_{\Gamma1} + \Gamma_{\Gamma1}(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex2})\Gamma_{H1}\Gamma_{H2}\Gamma_{vux1}}, \quad (3.29)$$

$$S_{22} = \frac{(\Gamma_{H2} - \Gamma_{H1})\Gamma_{vux1} + \Gamma_{\Gamma1}(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex1}\Gamma_{vux1}\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{vux1}\Gamma_{H1} - 1))}{\Gamma_{H2} - \Gamma_{ex2}\Gamma_{H2}\Gamma_{\Gamma1} + \Gamma_{H1}(\Gamma_{\Gamma1}(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex1}\Gamma_{vux1}\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}\Gamma_{vux1}\Gamma_{H2}) - 1)}, \quad (3.30)$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex2})(\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{ex1}\Gamma_{\Gamma1} - 1)(\Gamma_{ex2}\Gamma_{\Gamma1} - 1)(\Gamma_{vux1}\Gamma_{H1} - 1)(\Gamma_{vux1}\Gamma_{H2} - 1)}{(\Gamma_{H2} - \Gamma_{ex2}\Gamma_{H2}\Gamma_{\Gamma1} + \Gamma_{H1}(\Gamma_{\Gamma1}(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex1}\Gamma_{vux1}\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}\Gamma_{vux1}\Gamma_{H2}) - 1))^2}, \quad (3.31)$$

На другому етапі, за допомогою параметра $S_{12}S_{21}$, знайденого з виразу (3.31), можна визначити значення

$$|S_{12}S_{21}| = \sqrt{\text{Re}^2(S_{12}S_{21}) + \text{Im}^2(S_{12}S_{21})}. \quad (3.32)$$

З огляду на те, що максимально-досяжний коефіцієнт підсилення чотириполюсника дорівнює [20]

$$K_{ms} = |S_{21}/S_{12}|, \quad (3.33)$$

розв'язуючи систему рівнянь (3.32, 3.33), знаходимо

$$|S_{21}| = \sqrt{K_{ms}|S_{12}S_{21}|}, \quad (3.34)$$

$$|S_{12}| = \sqrt{|S_{12}S_{21}|/K_{ms}}. \quad (3.35)$$

Таким чином, як впливає з (3.29–3.31) і (3.34, 3.35), для знаходження нестандартної системи S -параметрів чотириполюсника $S_{11}, S_{22}, S_{12}S_{21}, |S_{12}S_{21}|, |S_{12}|$ і $|S_{21}|$ необхідно і достатньо зробити вимірювання двох значень його комплексного коефіцієнта відбиття на вході Γ_{ex1} і Γ_{ex2} при відомих значеннях комплексних коефіцієнтів відбиття навантаження, відповідно Γ_{H1} і Γ_{H2} , одного значення комплексного коефіцієнта відбиття на виході Γ_{vux1} при відомому комплексному коефіцієнті відбиття генератора $\Gamma_{\Gamma1}$ і максимально досяжному коефіцієнті підсилення чотириполюсника K_{ms} . Трудомісткість цих вимірювань значно нижча, ніж при використанні існуючих методів.

Важливою перевагою розглянутого способу вимірювання нестандартної системи S -параметрів чотириполюсника є відсутність

необхідності двостороннього узгодження при вимірюванні комплексних коефіцієнтів відбиття, що значно знижує похибку визначення S -параметрів. Перевагою запропонованого способу є і те, що на величини Γ_H і Γ_G не накладаються ніякі обмеження, крім того, що вони повинні мати дійсну і уявну складові, що також веде до зменшення похибки вимірювань. Для реалізації запропонованого методу можливе використання експериментальної установки, структурна схема якої зображена на рис. 3.6.

Перелік літератури, використаної в розділі 3

1. Филановский Н.М., Персианов А.Ю., Рыбин В.К. Схемы преобразователей сопротивления. – Л.: Энергия, 1973. – 192 с.
2. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ. Под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнера. – М.: Связь, 1971. – Т.1. – 439 с.
3. Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х. Активные фильтры для интегральных схем. – М.: Сов. радио, 1975. – 288 с.
4. Глушеченко Э.Н. Упрощенный метод анализа цепочечного соединения СВЧ четырехполюсников // Технология и конструирование электронной аппаратуры. – 2003. – №3. – С. 44–45.
5. Зелях Э.В., Кисель В.А. Об измерении параметров n -полюсников // Автометрия. – 1966. – №3. – С. 3–10.
6. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
7. Филинюк М.А. Измерение Y -параметров матрицы проводимости СВЧ транзисторов // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1984. – Т. 27. №3, – С. 81–82.
8. Філінюк М.А., Гаврілов Д.В., Ліщенко С.А. Методи і засоби вимірювання параметрів безструктурних моделей багатоелектродних напівпровідникових структур // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 2002. – С. 6–10.
9. Устройство для измерения параметров матрицы Y -проводимости четырехполюсника: А.с. 1095102 СССР. / Филинюк Н.А. (СССР). – Заявл. 19.08.82; Опубл. 30.05.84, Бюл. №20. – 4 с.
10. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний; Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, И.Ф. Николаевского. – М.: Сов. радио, 1968. – 504 с.
11. Мальтер Т.З. Параметры рассеяния высокочастотных транзисторов и методы их измерения // Средства связи. – 1978. – № 3 – С. 29–34.
12. Чернушенко А.М., Майбородин А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн / Под ред. А.М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.

13. Справочник по радиоизмерительным приборам. Т. 1 / Б.А. Абубакиров, А.А. Авдеев и др.; Под ред. В.С. Насонова. – М.: Сов. радио, 1976. – 227 с.
14. Шварц Н.З. Система нестандартных S–параметров. – В кн. Микроэлектроника и полупроводниковые приборы / Под ред А.А. Васенкова, Я.А. Федотова. – М.: Сов. радио, – 1976. – Вып. 1. – С. 302–310.
15. Bodway G.E. Two port power flow analyses using generalized scattering parameters // Microwave J., – 1967, – №5. – P. 61–69.
16. Бахтин Н.А., Шварц Н.З. Измерение S–параметров СВЧ транзисторов // Полупроводниковые приборы и их применение; / Под ред. Я.А. Федотова. –М.: Сов. радио, – 1970. – Вып. 23. – С. 276–284.
17. Устройство для измерения полных сопротивлений многополюсников: А.с. 1141346 СССР. / Филинчук Н.А. (СССР). – Заявл. 25.05.82; Опубл. 23.02.85, Бюл. №7. – 6 с.
18. Филинчук Н.А. Определение параметров математических моделей информационных устройств на основе негатронов // Негатроника / Под. ред. Л.Н. Степановой. – Новосибирск: Наука, 1995. – 315 с.
19. Филинчук Н.А., Песков С.Н., Павлов С.Н. Определение параметров физической эквивалентной схемы ВЧ транзисторов // Радиоэлектроника. Изв вузов СССР. – 1982. – Т. 25. – № 12. – С. 38–43.
20. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1980, – 368 с.
21. Чернушенко А.М., Майбородин А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазона волн. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.

Розділ 4. Методи і засоби вимірювання робочих параметрів потенційно нестійких чотириполюсників

Методи і засоби вимірювання параметрів безструктурних моделей, маючи низку переваг і недоліків, у даний час набули широкого застосування. Вони, як правило, є початковими при розрахунку робочих параметрів електронних пристроїв. Однак з ростом частоти росте похибка їхнього вимірювання, що призводить до ще більшої похибки визначення робочих параметрів. Крім того, непряме визначення робочих параметрів через параметри фізичних і безструктурних моделей призводить до збільшення часу знаходження робочих параметрів. У зв'язку з цим становлять інтерес методи безпосереднього вимірювання робочих параметрів.

4.1. Вимірювання коефіцієнтів підсилення (передачі)

Робочий K_p і номінальний $K_{ном}$ коефіцієнти підсилення (передачі) потужності визначаються виразами [1]:

$$K_p = \frac{P_H}{P_{ex}}; K_{ном} = \frac{P_H}{P_G}, \quad (4.1)$$

де P_H – потужність, що виділяється в дійсній складовій провідності навантаження; P_{ex} – потужність, що підводиться до входу чотириполюсника; P_G – потужність, що віддається генератором в узгоджене навантаження.

Як випливає з (4.1), для визначення K_p і $K_{ном}$ досить використовувати вимірювач потужності і узгоджувальні трансформатори. Їхня номенклатура, що випускається промисловістю, перекидає широкий частотний діапазон і вимірювання в більшості випадків не складні. Крім того існує великий клас панорамних вимірювачів, що дозволяють автоматизувати вимірювання. Як приклад можна назвати вимірювачі коефіцієнтів передачі P4-11, P4-23 (СРСР), ZAS 393.0015.02 (Rohde – Schwarz) і ін. [2].

4.2. Вимірювання внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості

Вдосконалюючи елементну базу, зокрема транзисторів, на високих і надвисоких частотах розробники зіткнулися з проблемою їхньої потенційної нестійкості. Суть її полягає в самозбудженні схеми при визначених значеннях навантаження внаслідок прояву внутрітранзисторного зворотного зв'язку. Для кількісної оцінки стійкості був введений внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{с.в}$ [3], величина якого може бути визначена через параметри імітансного кола (рис. 4.1).

$$K_{с.в} = \frac{\operatorname{Re}W_{11} \operatorname{Re}W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}{|W_{12}W_{21}|} = \frac{\operatorname{Re}W_{0ex}}{\rho_{ex}}. \quad (4.2)$$

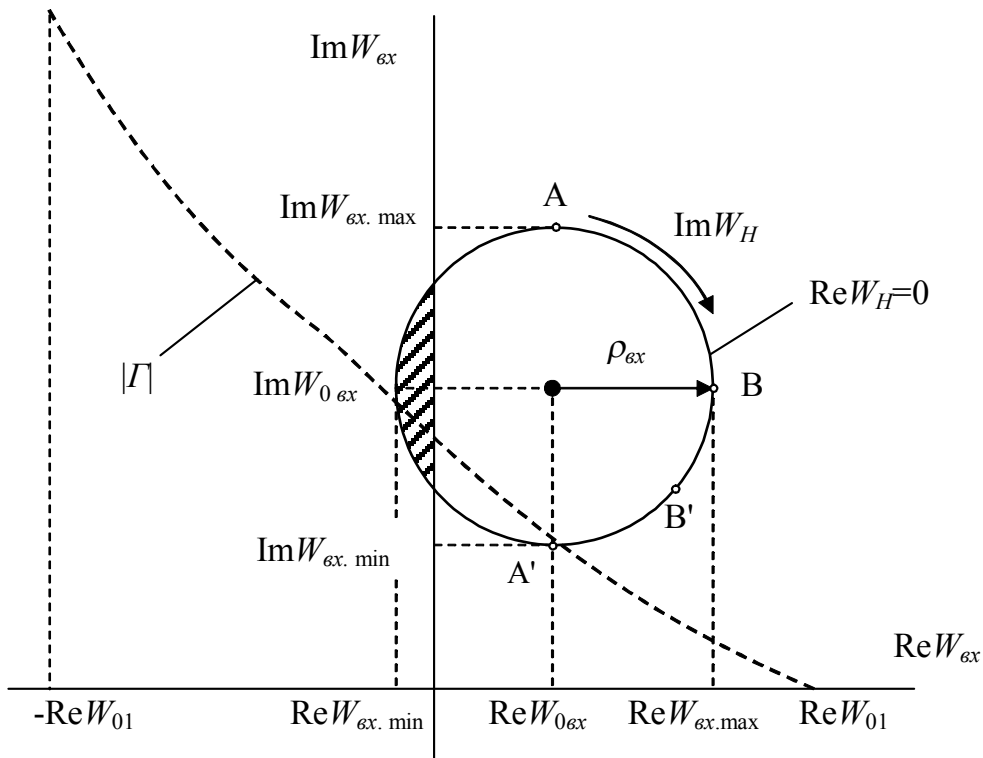


Рис. 4.1. Вхідне імпедансне коло потенційно нестійкого лінійного чотириполіусника: ρ_{ex} – радіус імпедансного кола; ReW_{0ex} – дійсна складова імпеданса центра кола; ImW_H – уявна складова імпеданса навантаження; W_{ex} – вхідний імпеданс чотириполіусника

На рис. 4.1. область нестійкості заштрихована.

Якщо $K_{c.в} > 1$ чотириполіусник стійкий, якщо $K_{c.в} < 1$ він потенційно нестійкий і якщо $K_{c.в} = 1$ знаходиться на межі стійкості.

Визначення цього коефіцієнта можливе за результатами вимірювання імпедансних параметрів чотириполіусника з використанням (4.2), або номінальних коефіцієнтів прямої $K_{ном21}$ і зворотної $K_{ном12}$ передачі чотириполіусника в режимі двобічного узгодження [4]

$$K_{c.в} = \frac{1 + K_{ном21}K_{ном12}}{2\sqrt{K_{ном21}K_{ном12}}},$$

або вхідного (вихідного) імпеданса чотириполіусника при зміні реактивного імпеданса навантаження (генератора) [5, 6].

Недоліком першого методу є труднощі забезпечення в діапазоні НВЧ при вимірюванні W -параметрів умов короткого замикання чи холостого ходу, а також забезпечення стійкості схеми у випадку вимірювання потенційно нестійкого чотириполіусника (транзистора, операційного підсилювача). Другий метод припускає, що $K_{c.в} > 1$, це виключає його застосування при вимірюваннях $K_{c.в}$ потенційно нестійких чотириполіусників. При використанні третього методу, у результаті вимірювання вхідного W_{ex} (вихідного $W_{вих}$) імпеданса чотириполіусника, будується імпедансне коло (рис. 4.1) і інваріантний коефіцієнт стійкості

визначається за формулою (4.2). Недолік даного методу полягає в необхідності проведення, для досягнення високої точності, великого числа вимірювань вхідного (вихідного) імітанса. При цьому можливе потрапляння в область від'ємних значень $\text{Re}W_{ex}$ ($\text{Re}W_{вих}$), що веде до втрати стійкості і росту похибки вимірювань.

Для подолання перерахованих вище недоліків запропоновано ряд нових методів і засобів вимірювання $K_{c.в}$. У роботі [7] запропоновано ряд експериментальних методів оснований на тому положенні, що $K_{c.в}$ не залежить від довжини вхідної лінії l і значень характеристичних імітансів вхідної W_{01} і вихідної W_{02} ліній [5]. Це дозволило перенести вимірювання в площину, що відстоїть на відстані l від входу чотириполосника і вибрати характеристичний імітанс вимірювального тракту W_{01} виходячи з вимог стійкості вимірювальної схеми. З огляду на те, що $K_{c.в}$ змінюється в межах від -1 до ∞ , мінімальне значення дійсної складової вхідного імітанса для $K_{c.в} = -1$ дорівнює $\text{Re}W_{ex.min} = 2\rho_{ex}$. Тому, для забезпечення стійкості вимірювальної схеми, необхідне значення характеристичного імітанса вхідної лінії знаходиться з умови $\text{Re}W_{01} > 2\rho_{ex}$. В цьому випадку, як видно з рис. 4.1, інваріантний коефіцієнт стійкості визначається з виразу

$$K_{c.в} = \frac{\text{Re}W_{0ex}}{\text{Re}W_{ex.max} - \text{Re}W_{0ex}}. \quad (4.3)$$

Розглянутий метод реалізований з використанням експериментальної установки структурна схема якої показана на рис. 4.2.

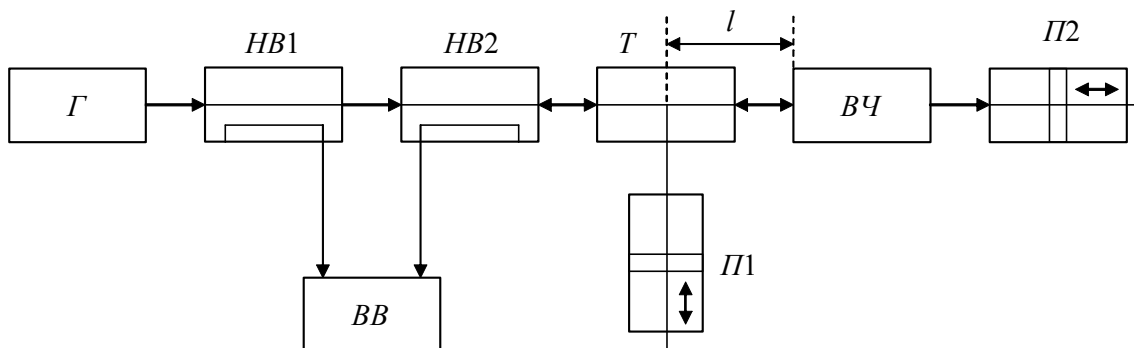


Рис. 4.2. Структурна схема експериментальної установки для визначення інваріантного коефіцієнта стійкості потенційно нестійких чотириполосників за методом [7]: G – вимірювальний генератор; $HB1$ і $HB2$ – направлені відгалужувачі; BB – вимірювач відношень; T – трійник; $П1$ і $П2$ – поршні КЗ; $BЧ$ – вимірюваний чотириполосник

Вимірювання переносяться в площину трійника T , тому що вхідний імітанс W_{ex} трансформується в площину T і стає рівним W'_{ex} . При визначенні $\text{Re}W'_{0ex}$ використовується той факт, що в цьому випадку реактивна складова трансформованого вхідного імітанса чотириполосника $\text{Im}W'_{0ex}$ набуває або мінімальне $\text{Im}W_{ex.min}$ або максимальне $\text{Im}W_{ex.max}$ значення. Для індикації $\text{Im}W_{ex.min}$ або $\text{Im}W_{ex.max}$

послідовною зміною електричної довжини поршнів $П2$ і $П1$ добиваються одержання максимальної або мінімальної довжини поршня $П1$ у режимі резонансу його імітанса $\text{Im}W_1$ з $\text{Im}W'_{ex}$. Про наявність резонансу судять за мінімумом модуля коефіцієнта відбиття $\Gamma_{\min.A}$, що забезпечується за допомогою $НВ1$, $НВ2$ і $ВВ$. У цьому випадку шукане значення провідності

$$\text{Re}W'_{0ex} = \frac{\text{Re}W_{01}(1 - \Gamma_{\min.A})}{1 + \Gamma_{\min.A}} = \frac{\text{Re}W_{01}}{\rho_A}, \quad (4.4)$$

де ρ_A – коефіцієнт стоячої хвилі на вході $ВЧ$ у режимі компенсації уявної складової його імітанса.

Визначення $\text{Re}W'_{ex,max}$ також виконується в режимі компенсації КЗ поршнем $П1$ уявної складової трансформованого вхідного імітанса чотириполіусника $\text{Im}W'_{0ex}$ і установки поршня $П2$ у положення, що відповідає мінімальному значенню модуля коефіцієнта відбиття $\Gamma_{\min.ε}$ у площині трійника T . У цьому випадку шукане значення імітанса $\text{Re}W'_{ex,max}$ однозначно пов'язано з $\Gamma_{\min.ε}$ і знаходиться з виразу

$$\text{Re}W'_{ex,max} = \frac{\text{Re}W_{01}(1 - \Gamma_{\min.ε})}{1 + \Gamma_{\min.ε}} = \frac{\text{Re}W_{01}}{\rho_ε}. \quad (4.5)$$

Підстановкою (4.4) і (4.5) у (4.3), знаходиться шукане значення інваріантного коефіцієнта стійкості чотириполіусника

$$K_{c.ε} = \left[\frac{(1 + \Gamma_{\min.A})(1 - \Gamma_{\min.ε})}{(1 - \Gamma_{\min.A})(1 + \Gamma_{\min.ε})} - 1 \right]^{-1}. \quad (4.6)$$

З (4.6) випливає, що основна похибка визначення $K_{c.ε}$ за цим методом залежить від точності вимірювання модулів коефіцієнтів відбиття, що при використанні рефлектометрів першого класу дорівнює $\pm 3(\rho+1)$, де ρ – коефіцієнт стоячої хвилі напруги [8].

У випадку стійкого чотириполіусника ($K_{c.ε} > 1$), інваріантний коефіцієнт стійкості може бути визначений за результатами вимірювання коефіцієнтів стоячої хвилі ρ_A і $\rho_ε$ у характерних точках: $K_{c.ε} = \rho_A / (\rho_A - \rho_ε)$. Для цього у вимірювальній схемі (рис. 4.2) вимірювач відношень $ВВ$ і направлені відгалужувачі $НВ1$ і $НВ2$ замінюються вимірювачем $КСХН$.

Очевидним недоліком вище розглянутого методу є його складність. З метою спрощення запропоновано дві модифікації методу. У першому модифікованому методі рекомендується здійснювати вимірювання імітанса в одній екстремальній точці (рис. 4.1), наприклад A ($\text{Re}W_A$, $\text{Im}W_A$) і в іншій точці B' поблизу точки A' ($\text{Re}W_{B'}$, $\text{Im}W_{B'}$). У цьому випадку інваріантний коефіцієнт стійкості визначається з виразу

$$K_{c.ε} = \frac{2 \text{Re}W_A (\text{Re}W_A - \text{Re}W_{B'})}{\sqrt{(\text{Re}W_A - \text{Re}W_{B'})^2 + (\text{Im}W_{B'} - \text{Im}W_A)^2}} - 1.$$

Друга модифікація призначена для випадку, коли неможливо забезпечити виконання умови $\text{Re}W_{ex,max} < \text{Re}W_{01}$. У цьому випадку вимірюється максимальне $\text{Im}W_{A,max}$ (відповідає точці A) і мінімальне

$\text{Im}W_{A.\text{min}}$ (відповідає точці A') значення уявних складових імітансів, що індикуються за мінімальною і максимальною довжинами поршнями $П1$ (у межах від $l=0$ до $l<\lambda/4$), а також значення $KСХН$ $\rho_A=\rho_{A'}$, що відповідає цим точкам. Шукане значення інваріантного коефіцієнта стійкості в цьому випадку визначається з виразу

$$K_{c.в} = \frac{2 \text{Re}W_0}{\rho_A (\text{Im}W_{ex.\text{max}} - \text{Im}W_{ex.\text{min}})}$$

Одним з недоліків цього методу є обмеження діапазону вимірювань значенням $K_{c.в}>0$. Загальним недоліком розглянутих останніх трьох методів вимірювання $K_{c.в}$ є їхня складність, але вони дозволяють здійснювати вимірювання як абсолютно-стійких так і потенційно нестійких чотириполіусників. Простішим є метод Н.З. Шварца [4], але він може бути використаний тільки для вимірювання $K_{c.в}$ стійких чотириполіусників.

У роботі [9] запропонований відносно нескладний спосіб визначення $K_{c.в}$ на основі методу Н.З. Шварца, що дозволяє виконувати вимірювання $K_{c.в}$ також і для потенційно нестійких чотириполіусників. Реалізація способу здійснюється за допомогою експериментальної установки зображеної на рис. 4.3.

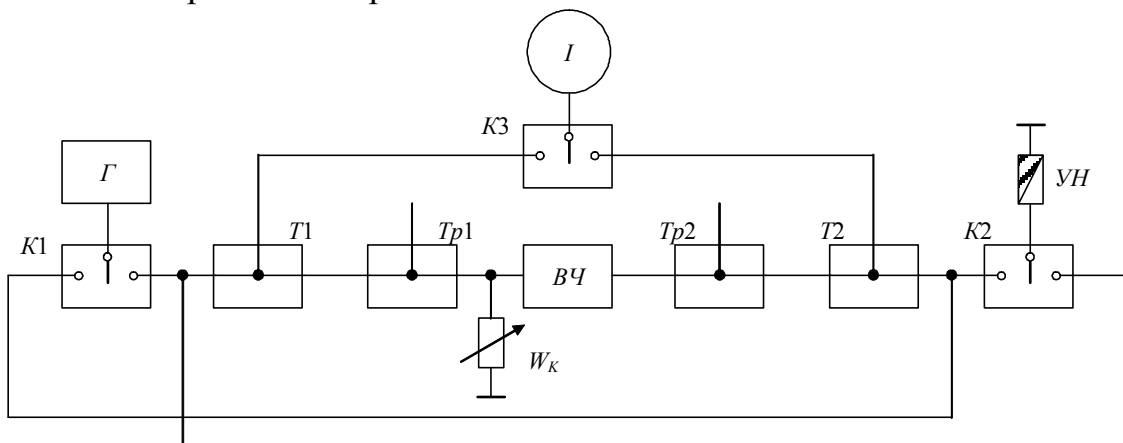


Рис. 4.3. Структурна схема експериментальної установки для визначення інваріантного коефіцієнта стійкості за методом [4]: $Tp1$ і $Tp2$ – узгоджувальні трансформатори; I – індикатор; UH – узгоджене навантаження

Дана установка дозволяє здійснювати вимірювання $K_{c.в}$ за методом описаним в роботі [4], але для забезпечення стійкості вимірювальної установки, у випадку дослідження потенційно нестійкого чотириполіусника, до входу чотириполіусника підключений калібрований резистор з імітансом W_k . Значення дійсного імітанса цього резистора в процесі вимірювання підбирається таким чином, щоб імітансні кола вимірюваного чотириполіусника з включеним на його вході резистором знаходилися в області абсолютної стійкості (рис. 4.4).

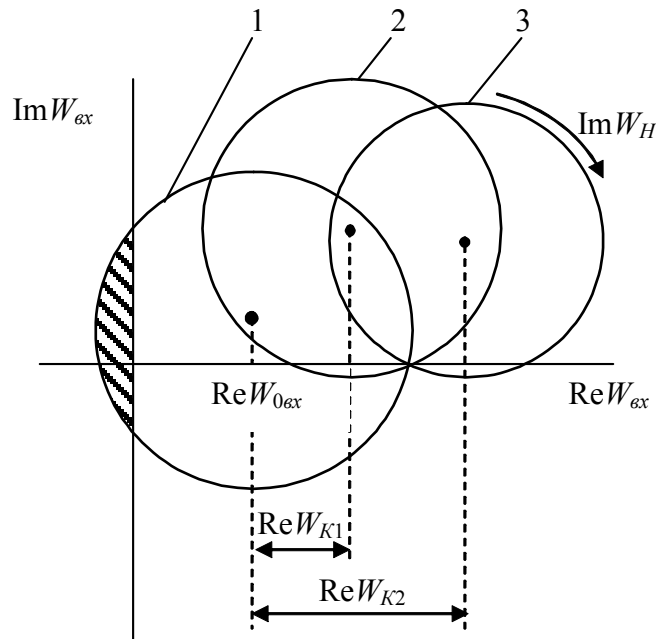


Рис. 4.4. Вхідні імітансні кола потенційно нестійкого чотириполюсника (1) і навантаженого по входу чотириполюсника (2, 3)

Виконується вимірювання інваріантних коефіцієнтів стійкості K_{c1} і K_{c2} навантаженого чотириполюсника при двох значеннях дійсного імітанса $\text{Re}W_{K1}$ і $\text{Re}W_{K2}$ каліброваного резистора за методом, запропонованим в роботі [4], а шукане значення $K_{c.в}$ знаходиться за формулою

$$K_{c.в} = \frac{K_{c1} \text{Re}W_{K2} - K_{c2} \text{Re}W_{K1}}{\text{Re}(W_{K2} - W_{K1})}$$

Для забезпечення абсолютної стійкості вимірювань потрібне виконання тільки однієї умови $\text{Re}W_{K2} > \text{Re}W_{K1} > \text{Re}W_{ex}$. Безсумнівною перевагою методу є відсутність необхідності здійснення вимірювань імпедансів тому, що в процесі вимірювань фіксується тільки потужність або напруга індикатором I . До недоліку методу варто віднести необхідність здійснення узгодження за допомогою трансформаторів $Tr1$ і $Tr2$ вимірювальних трактів, що ускладнює автоматизацію процесу вимірювань.

4.3. Вимірювання максимально досяжного стійкого коефіцієнта передачі за потужністю

Максимально досяжний стійкий коефіцієнт передачі за потужністю чотириполюсника K_{ms} може бути визначений через імітансні параметри [1] $K_{ms} = |W_{21}/W_{21}|$. Однак, це вимагає вимірювання імітансних параметрів чотириполюсника, що в діапазоні високих і надвисоких частот пов'язано зі значними технічними труднощами і має велику похибку вимірювань [10]. З метою подолання цих недоліків у [11] запропонований метод визначення K_{ms} за результатами вимірювання потужності сигналів P_{HP} і P_{H3} , що надходять на індикаторний пристрій при послідовній подачі сигналу

постійної потужності ($P_I = \text{const}$) на вхід і на вихід чотириполюсника за умови узгодження джерела сигналу й індикаторного пристрою з вхідним і вихідним імітансом чотириполюсника. В цьому випадку величина K_{ms} визначається з виразу

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{P_{HP}}{P_{HZ}}}$$

Необхідною умовою використання даного методу є рівність імітанса джерела сигналу W_I імітанса індикаторного пристрою W_H .

Середньоквадратична похибка δ_{ms} цього методу визначається відносною середньоквадратичною похибкою індикаторного пристрою і у випадку використання в цій якості вимірювача потужності МЧ-2, не перевищує $\delta_{ms} = \pm 2,84\%$.

Недоліком розглянутого методу є необхідність здійснення процедур узгодження імітансів, що збільшує час вимірювання й ускладнює автоматизацію процесу вимірювання.

У роботі [12] запропоновано метод вимірювання K_{ms} , що дозволяє позбутися цих недоліків. Для його реалізації в спільну шину чотириполюсника включається калібрований змінний опір Z (рис. 4.5), за допомогою якого забезпечується послідовна нейтралізація імітансів прямої W_{21} і зворотної W_{12} передачі чотириполюсником з опором Z . Шукана величина K_{ms} визначається з виразу

$$K_{ms} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|_{\substack{Y_{12}=0 \\ Y_{21}=0}},$$

де Z_1 – значення опору Z для $Y_{21}=0$; Z_2 – значення опору Z для $Y_{12}=0$.

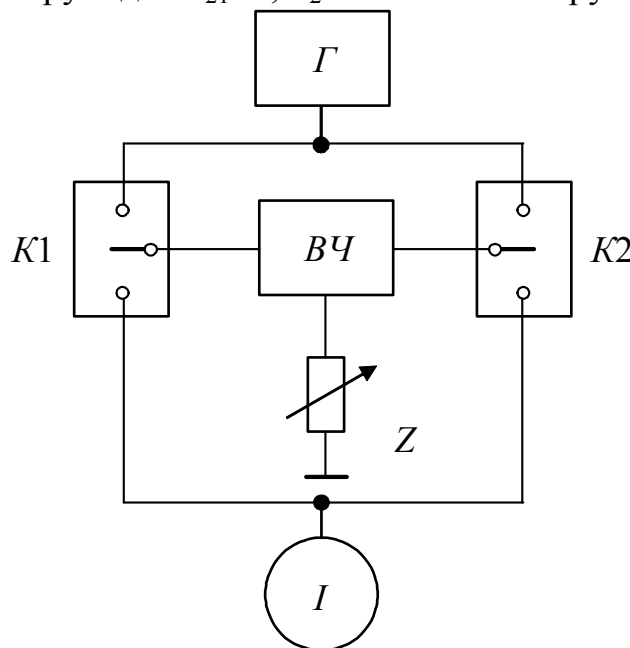


Рис. 4.5. Структурна схема вимірювальної установки для визначення K_{ms}

При цьому, по-перше, внаслідок компенсації провідностей прямої і зворотної передачі, вимірювальна установка в режимі вимірювання для будь-яких потенційно нестійких чотириполіусників, залишається абсолютно стійкою. По-друге, відпадає необхідність узгодження імітансів, вимірювання здійснюються для будь-яких значень імітансів навантаження W_H і генератора W_G . По-третє, вимірювальний прилад використовується в режимі індикації нуля, що істотно знижує похибку вимірювання.

Основна похибка методу визначається точністю калібрування комплексного опору Z , що в діапазоні частот має певні труднощі.

У [13] запропонована технічна реалізація такого імпедансного пристрою на базі електрично керованого активного опору, що має від'ємну активну складову, що може призвести до неконтрольованого самозбудження вимірювального кола і, як наслідок, до росту похибки вимірювань.

З метою виключення зі схеми вимірювань від'ємного активного опору, пропонується змоделювати властивості каліброваного опору структурними методами з використанням пасивних кіл вимірювального тракту [71].

Відомо, що у випадку однорідної лінії передачі без втрат, струм і напруга в кожній точці лінії можна представити у вигляді суми падаючої і відбитої хвиль [14]

$$\dot{U} = \dot{U}_{nad} + \dot{U}_{vid}; \quad \dot{I} = \dot{I}_{nad} + \dot{I}_{vid}, \quad (4.7)$$

де $\dot{I}_{nad} = \frac{\dot{U}_{nad}}{Z_0}$; $\dot{I}_{vid} = -\frac{\dot{U}_{vid}}{Z_0}$; Z_0 – хвильовий опір лінії передачі.

Перетворивши (4.7), отримаємо

$$\dot{U} = \dot{U}_{nad} \left(1 + \frac{\dot{U}_{vid}}{\dot{U}_{nad}} \right); \quad (4.8)$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_{nad}}{Z_0} \left(1 - \frac{\dot{U}_{vid}}{\dot{U}_{nad}} \right); \quad (4.9)$$

Поділивши (4.8) на (4.9), знаходимо повний опір у кожному перетині лінії передачі

$$Z = Z_0 \frac{1 + \frac{\dot{U}_{vid}}{\dot{U}_{nad}}}{1 - \frac{\dot{U}_{vid}}{\dot{U}_{nad}}}. \quad (4.10)$$

Таким чином, якщо забезпечити деякі амплітудні і фазові співвідношення між падаючою і відбитою хвилями, можна реалізувати в заданому перетині лінії передачі необхідний комплексний опір Z .

Величина $\dot{U}_{vid}/\dot{U}_{nad} = \Gamma$ характеризує комплексний коефіцієнт відбиття

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi_\Gamma}, \quad (4.11)$$

де φ_Γ – різниця фаз між падаючою і відбитою хвилями.

Підставляючи (4.11) у (4.10) і виділивши дійсні і уявні частини $Z=R+jX$, знаходимо:

$$R = Z_0 \frac{1 + |\Gamma|^2}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_\Gamma}; \quad (4.12)$$

$$X = Z_0 \frac{2|\Gamma| \sin \varphi_\Gamma}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_\Gamma}. \quad (4.13)$$

Таким чином, задання (чи вимірювання) необхідного комплексного опору у визначеному перетині лінії передачі звелось до задання (чи вимірювання) модуля $|\Gamma|$ і фази φ_Γ комплексного коефіцієнта відбиття, що може бути використане при вимірюванні K_{ms} потенційно нестійких чотириполюсників.

З огляду на те, що $\dot{U}_{nad} = \dot{U}_{m.nad} e^{j\varphi_{nad}}$ і $\dot{U}_{vid} = \dot{U}_{m.vid} e^{j\varphi_{vid}}$ з (4.11) знаходимо

$$|\Gamma| = \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}}; \quad (4.14)$$

$$\varphi_\Gamma = \varphi_{vid} - \varphi_{nad}. \quad (4.15)$$

Підставляючи (4.14, 4.15) в (4.12 і 4.13), отримаємо

$$R = Z_0 \frac{1 + \left| \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}} \right|^2}{1 + \left| \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}} \right|^2 - 2 \left| \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}} \right| \cos(\varphi_{vid} - \varphi_{nad})};$$

$$X = \frac{2 \left| \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}} \right| \sin(\varphi_{vid} - \varphi_{nad})}{1 + \left| \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}} \right|^2 - 2 \left| \frac{\dot{U}_{m.vid}}{\dot{U}_{m.nad}} \right| \cos(\varphi_{vid} - \varphi_{nad})}.$$

За умови, що потужність сигналу генератора електромагнітних коливань постійна, амплітуда падаючого сигналу $\dot{U}_{m.nad}$ буде також постійна, а амплітуда відбитого сигналу $\dot{U}_{m.vid}$ може змінюватися, наприклад за допомогою регульованого атенюатора. Це дозволяє, як видно з виразу (4.14) регулювати за допомогою атенюатора модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$.

Фаза падаючого сигналу φ_{nad} , при стабільній роботі генератора електромагнітних коливань, залишається постійною. Фаза відбитого сигналу залежить від електричної довжини вимірювального тракту при

зміні якої, як видно з виразу (4.15), можливо здійснити необхідне фазове зміщення φ_Γ .

Таким чином, вносячи певне загасання і змінюючи електричну довжину вимірювального тракту, можливо забезпечити необхідне значення модуля $|\Gamma|$ і фази φ_Γ коефіцієнта відбиття в площині контактної пристрою, що відповідають необхідним значенням дійсного R (4.12) і уявного X (4.13) опорів у площині контактної пристрою.

Виходячи з вище розробленого методу, вимірювання K_{ms} зводиться до подачі в "площину" загального виводу двох електромагнітних хвиль: падаючої \dot{U}_{nad} і відбитої \dot{U}_{vid} . Потім шляхом зміни амплітуди $|\dot{U}_{m.vid}|$ і фази φ_{vid} відбитої хвилі необхідно забезпечити нейтралізацію коефіцієнтів прямої і зворотної передачі чотириполюсника. Ці умови забезпечує вимірювальна установка, структурна схема якої показана на рис. 4.6 [15].

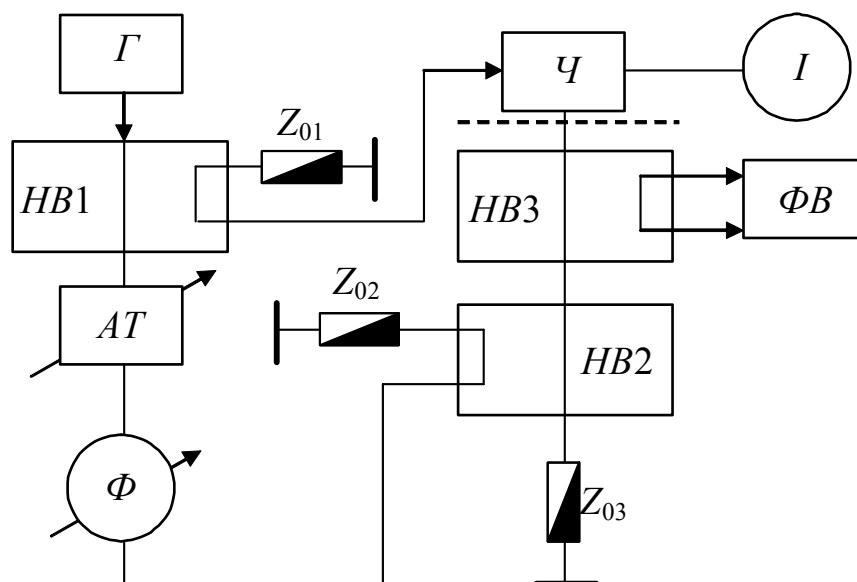


Рис. 4.6. Структурна схема установки для вимірювання K_{ms} : Γ – генератор гармонійних коливань; $HB1$, $HB2$, $HB3$ – направлені відгалужувачі; AT – плавно регульований атенюатор; Φ – плавно регульований фазообертач; $Z_{01...Z_{03}}$ – узгоджені навантаження; \mathcal{C} – вимірюваний чотириполюсник; I – індикатор нуля; ΦB – фазовий вольтметр; ----- – площина калібрування

Принцип роботи вимірювальної установки такий. Менша частина сигналу генератора за допомогою направлено відгалужувача $HB1$ подається на вхід чотириполюсника \mathcal{C} і надходить у приєднаний на виході індикатор нуля I та спільну для входу і виходу лінію передачі. Сигнал, який варто розглядати, як "падаючий" \dot{U}_{nad} по цій лінії надходить в узгоджене навантаження Z_{03} і поглинається.

Велика частина сигналу генератора Γ проходить через послідовно включені регульовані атенюатор AT і фазообертач Φ і за допомогою направлено відгалужувача $HB2$ вводиться в спільну лінію передачі

назустріч "падаючому" сигналу і його варто розглядати, як "відбитий" сигнал $\dot{U}_{від}$.

За допомогою третього направлено відгалужувача $НВЗ$ на фазовий вольтметр подаються два сигнали, пропорційні напругам "падаючого" $\dot{U}_{пад}$ і "відбитого" $\dot{U}_{від}$ сигналів. Зробивши калібрування фазового вольтметра $\PhiВ$ у "площині відліку", де потрібно створення нейтралізуючих комплексних опорів Z_1 і Z_2 , шляхом закорочування спільного виводу на спільну для вимірювальної установки шину, шляхом послідовної перебудови регульованих атенюатора $АТ$ і фазообертача Φ , добиваємося нульових показань індикатора нуля I . За допомогою фазового вольтметра фіксуємо модуль $|\Gamma|$ і фазу φ_Γ коефіцієнта відбиття в цій площині і розраховуємо на підставі (4.12) і (4.13) значення першого нейтралізуючого комплексного опору $Z_1=R_1+jX_1$, де

$$R_1 = Z_0 \frac{1 + |\Gamma_1|^2}{1 + |\Gamma_1|^2 - 2|\Gamma_1| \cos \varphi_{\Gamma_1}};$$

$$X_1 = Z_0 \frac{2|\Gamma_1| \sin \varphi_{\Gamma_1}}{1 + |\Gamma_1|^2 - 2|\Gamma_1| \cos \varphi_{\Gamma_1}}.$$

Підключивши генератор до виходу чотиріполюсника, а індикатор нуля до його входу і повторивши вищеописані операції, визначаємо величину другого нейтралізуючого комплексного опору $Z_2=R_2+jX_2$, де

$$R_2 = Z_0 \frac{1 + |\Gamma_2|^2}{1 + |\Gamma_2|^2 - 2|\Gamma_2| \cos \varphi_{\Gamma_2}};$$

$$X_2 = Z_0 \frac{2|\Gamma_2| \sin \varphi_{\Gamma_2}}{1 + |\Gamma_2|^2 - 2|\Gamma_2| \cos \varphi_{\Gamma_2}}.$$

Після чого знаходимо шукане значення максимально досяжного коефіцієнта підсилення чотиріполюсника на границі його стійкості

$$K_{ms} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \sqrt{\frac{(R_1 R_2 + X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - R_1 X_2)^2}{R_2^2 + X_2^2}}.$$

З огляду на те, що амплітуда "відбитого" сигналу $\dot{U}_{від}$ може бути як менша, так і більша амплітуди "падаючого" сигналу $\dot{U}_{від} \leq \dot{U}_{пад}$, можлива реалізація в площині відліку як додатних, так і від'ємних значень активної складової нейтралізуючого опору, за відсутності у вимірювальній схемі негатронів, що виключає можливість збудження вимірювальної установки, а отже підвищує точність вимірювань. Виходячи з запропонованої методики, регульовані атенюатор і фазообертач можуть бути не каліброваними, мати істотну нелінійність і мати втрати (для фазообертача) чи неконтрольований фазовий набіг (для атенюатора). Це виключає їхній вплив на точність вимірювань у широкій смузі частот.

4.4. Вимірювання мінімально досяжного значення дійсної складової вхідного (вихідного) імпеданса

Потенційна нестійкість чотириполюсника є негативним чинником при розробці більшості електронних схем. Однак існує цілий клас електронних схем (активні НВЧ фільтри, резонансні підсилювачі, транзисторні керуючі елементи, генератори гармонічних коливань, сенсори та ін.), що використовують такі чотириполюсники. При їхньому розрахунку найважливішим параметром є мінімально досяжне значення дійсної складової імпеданса, яке можна реалізувати на його вхідних $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ і вихідних $\text{Re}W_{\text{vix.min}}$ клеммах.

У загальному випадку вхідний W_{ex} і вихідний W_{vix} імпеданс чотириполюсника залежить, відповідно, від імпеданса навантаження W_H і генератора W_G [1]

$$W_{\text{ex}} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} + W_H}; \quad (4.16)$$

$$W_{\text{vix}} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{11} + W_G}. \quad (4.17)$$

Отримаємо аналітичні вирази для мінімально досяжних дійсних імпедансів на вході і виході чотириполюсника. З цією метою знайдемо дійсну і уявну складові імпеданса W_{ex} (4.16)

$$\text{Re}W_{\text{ex}} = \text{Re}W_{11} - \frac{\text{Re}(W_{12}W_{21}) + \sigma_H \text{Im}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_H^2) \text{Re}(W_{22} + W_H)};$$

$$\text{Im}W_{\text{ex}} = \text{Im}W_{11} - \frac{\text{Im}(W_{12}W_{21}) - \sigma_H \text{Re}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_H^2) \text{Re}(W_{22} + W_H)},$$

де σ_H – нормований імпеданс, що визначає фазову характеристику вихідного кола з урахуванням власного імпеданса чотириполюсника W_{22}

$$\sigma_H = \frac{\text{Im}(W_H + W_{22})}{\text{Re}(W_H + W_{22})}.$$

Величина $\text{Re}W_{\text{ex}}$ є функцією $\text{Re}W_H$ і $\text{Im}W_H$, причому остання входить тільки в параметр σ_H . Розв'язуючи рівняння $\partial \text{Re}W_{\text{ex}} / \partial \sigma_H = 0$ відносно σ_H , вважаючи $\text{Re}W_H = \text{const}$ знаходимо σ_{H0} , що відповідає найменшому значенню $\text{Re}W_{\text{ex}}$ для заданого $\text{Re}W_H$

$$\sigma_{H0} = \frac{|W_{12}W_{21}| - \text{Re}(W_{12}W_{21})}{\text{Im}(W_{12}W_{21})}.$$

У цьому випадку

$$\text{Re}W_{\text{ex}} = \text{Re}W_{11} - \frac{|W_{12}W_{21}| + \text{Re}(W_{12}W_{21})}{2 \text{Re}(W_{22} + W_H)};$$

$$\text{Im}W_H = \sigma_{H0} \text{Re}(W_{22} + W_H) - \text{Im}W_{22}.$$

Мінімальне значення $\operatorname{Re}W_{ex}$ як функції відповідає умові $\operatorname{Re}W_H=0$ і дорівнює

$$\operatorname{Re}W_{ex.min} = \operatorname{Re}W_{11} - \frac{|W_{12}W_{21} + \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})|}{2\operatorname{Re}W_{22}}. \quad (4.18)$$

Здійснивши аналогічні математичні операції з (4.17), знаходимо

$$\operatorname{Re}W_{vux.min} = \operatorname{Re}W_{22} - \frac{|W_{12}W_{21} + \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})|}{2\operatorname{Re}W_{11}}. \quad (4.19)$$

Для визначення $\operatorname{Re}W_{ex.min}$ і $\operatorname{Re}W_{vux.min}$ потрібно здійснювати вимірювання імпедансних W -параметрів чотириполосника. У попередньому розділі було показано, що це веде до зниження точності, що пов'язано з великою похибкою вимірювання W -параметрів. Крім того велика імовірність неконтрольованого самозбудження вимірювальної установки при вимірюванні параметрів потенційно нестійких чотириполосників, що також веде до росту похибки вимірювань. У зв'язку з цим виникає задача розробки методу вимірювання $\operatorname{Re}W_{ex.min}$ і $\operatorname{Re}W_{vux.min}$, не пов'язаного з вимірюванням W -параметрів, що дозволило б підвищити точність і розширити частотний діапазон вимірювань.

Відомо [16], що кількісно запас стійкості чотириполосника можна оцінити його інваріантним коефіцієнтом стійкості (4.2). У випадку, коли $K_{c.б} < 1$, чотириполосник є потенційно нестійким і на його вхідних чи вихідних клеммах при визначених значеннях імпеданса навантаження W_H чи генератора W_G , може бути реалізований від'ємний опір (провідність). Визначимо її значення через внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості чотириполосника. З цією метою перетворимо (4.18) з урахуванням (4.2)

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}W_{ex.min} &= \frac{2\operatorname{Re}W_{11}\operatorname{Re}W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12}W_{21}) - |W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{22}} \cdot \frac{|W_{12}W_{21}|}{|W_{12}W_{21}|} = \\ &= \frac{[2\operatorname{Re}W_{11}\operatorname{Re}W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})]|W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{22}|W_{12}W_{21}|} - \frac{|W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{22}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{22}}(K_{c.б} - 1). \end{aligned} \quad (4.20)$$

Виконуючи аналогічні перетворення з виразом (4.19), знаходимо

$$\operatorname{Re}W_{vux.min} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{11}}(K_{y.б} - 1). \quad (4.21)$$

Аналітичні вирази (4.20) і (4.21) не дозволяють безпосередньо розв'язати поставлену задачу, тому що вимірювання $K_{c.б} < 1$ також пов'язане зі значними технічними труднощами і не має великої точності. Тому пропонується послідовно приєднувати до входу потенційно нестійкого чотириполосника відомі імпеданси W_1 і W_2 . Інваріантні коефіцієнти стійкості такого навантаженого чотириполосника будуть дорівнювати

$$K_{c1} = \frac{2\operatorname{Re}(W_{11} + W_1)\operatorname{Re}W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}{|W_{12}W_{21}|}, \quad (4.22)$$

$$K_{c2} = \frac{2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_2) \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (4.23)$$

Вибираючи досить великі значення $\operatorname{Re} W_1$ і $\operatorname{Re} W_2$, завжди можна забезпечити стійкість навантаженого потенційно нестійкого чотириполюсника, тобто $K_{c1} > 1$ і $K_{c2} > 1$.

Підставляючи (4.2) у (4.22) і (4.23), знаходимо

$$K_{c1} = K_{c.в} + \frac{2 \operatorname{Re} W_1 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|}; \quad (4.24)$$

$$K_{c2} = K_{c.в} + \frac{2 \operatorname{Re} W_2 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (4.25)$$

Розв'язуючи систему рівнянь (4.24) і (4.25), отримаємо

$$K_{c2} = K_{c.в} + \frac{2 \operatorname{Re} W_2 (K_{c1} - K_{c.в})}{\operatorname{Re} W_1}; \quad (4.26)$$

$$\frac{2 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|} = \frac{K_{c1} - K_{c.в}}{\operatorname{Re} W_1}. \quad (4.27)$$

Розв'язуємо (4.26) відносно $K_{c.в}$

$$K_{c.в} = \frac{\operatorname{Re} W_2 K_{c1} - \operatorname{Re} W_1 K_{c2}}{\operatorname{Re}(W_1 - W_2)}. \quad (4.28)$$

Підставляємо (4.28) у (4.27)

$$\frac{2 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|} = \frac{K_{c2} - K_{c1}}{\operatorname{Re}(W_2 - W_1)}. \quad (4.29)$$

З урахуванням отриманих розв'язків (4.28) і (4.29) рівняння (4.20) запишемо у вигляді

$$\operatorname{Re} W_{\text{ex. min}} = \frac{(K_{c2} - 1) \operatorname{Re} W_1 - (K_{c1} - 1) \operatorname{Re} W_2}{K_{c1} - K_{c2}}. \quad (4.30)$$

Аналогічно, при послідовному включенні на виході чотириполюсника імітансів W_3 і W_4 , інваріантні коефіцієнти стійкості такого навантаженого чотириполюсника будуть дорівнювати

$$K_{c3} = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re}(W_{22} + W_3) - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}; \quad (4.31)$$

$$K_{c4} = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re}(W_{22} + W_4) - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (4.32)$$

Вибираючи досить великі значення $\operatorname{Re} W_3$ і $\operatorname{Re} W_4$, завжди можна забезпечити стійкість чотириполюсника, тобто $K_{c3} > 1$ і $K_{c4} > 1$.

Розв'язуючи (4.31) і (4.32) і виконуючи перетворення аналогічні попереднім, знаходимо

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих. min}} = \frac{(K_{c4} - 1) \operatorname{Re} W_3 - (K_{c3} - 1) \operatorname{Re} W_4}{K_{c3} - K_{c4}}. \quad (4.33)$$

Аналіз отриманих аналітичних виразів (4.30) і (4.33) для мінімально

досяжних значень вхідного і вихідного дійсного імітанса потенційно нестійких чотириполіусників показує, що послідовно підключаючи до входу і виходу потенційно нестійкого чотириполіусника імітанси W_1, W_2, W_3, W_4 з відомими дійсними складовими, метод вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ і $\text{Re}W_{\text{вх.min}}$ зводиться до вимірювання тільки чотирьох значень $K_{c1}-K_{c4}$, інваріантного коефіцієнта стійкості навантаженого стійкого чотириполіусника.

Для $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ значення K_{c1} і K_{c2} можна визначити за результатами вимірювання потужності сигналу, що пройшов через навантажений потенційно нестійкий чотириполіусник у прямому і зворотному напрямках, при його двосторонньому узгодженні. Дійсно, при подачі електромагнітних коливань на вхід чотириполіусника з ввімкненим на його вході імітансом W_1 , коли вхідний імітанс навантаженого чотириполіусника узгоджений з імітансом генератора, потужність сигналу на його виході, що надходить в узгоджене навантаження дорівнює [1]

$$P_{11} = P_G K_{\text{ном.1}}, \quad (4.34)$$

де P_G – потужність генератора, $K_{\text{ном.1}}$ – номінальний коефіцієнт прямої передачі навантаженого чотириполіусника за потужністю.

При подачі електромагнітних коливань генератора на вихід чотириполіусника з ввімкненим на його вході імітансом W_1 в режимі узгодження, потужність сигналу на його вході буде дорівнювати

$$P_{12} = P_G K_{\text{ном.2}}, \quad (4.35)$$

де $K_{\text{ном.2}}$ – номінальний коефіцієнт зворотної передачі за потужністю навантаженого чотириполіусника.

Аналогічні співвідношення отримаємо для режиму узгодження у випадку ввімкнення на вході чотириполіусника другого імітанса W_2

$$P_{21} = P_G K_{\text{ном.10}}; \quad (4.36)$$

$$P_{22} = P_G K_{\text{ном.20}}. \quad (4.37)$$

Відомий однозначний зв'язок між номінальними коефіцієнтами передачі за потужністю стійких чотириполіусників та їх інваріантними коефіцієнтами стійкості [17]

$$K_{\text{ном.1}} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right| \left(K_{c1} - \sqrt{K_{c1}^2 - 1} \right); \quad (4.38)$$

$$K_{\text{ном.2}} = \left| \frac{W_{12}}{W_{21}} \right| \left(K_{c1} - \sqrt{K_{c1}^2 - 1} \right); \quad (4.39)$$

$$K_{\text{ном.10}} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right| \left(K_{c2} - \sqrt{K_{c2}^2 - 1} \right); \quad (4.40)$$

$$K_{\text{ном.20}} = \left| \frac{W_{12}}{W_{21}} \right| \left(K_{c2} - \sqrt{K_{c2}^2 - 1} \right). \quad (4.41)$$

Розв'язуючи (4.38–4.41) відносно K_{c1} і K_{c2} , з урахуванням (4.34–4.37), знаходимо

$$K_{c1} = \frac{P_{\Gamma}^2 + P_{11}P_{12}}{2P_{\Gamma}\sqrt{P_{11}P_{12}}}; \quad (4.42)$$

$$K_{c2} = \frac{P_{\Gamma}^2 + P_{21}P_{22}}{2P_{\Gamma}\sqrt{P_{21}P_{22}}}. \quad (4.43)$$

Таким чином, як впливає із виразів (4.30, 4.42 та 4.43), для визначення $ReW_{ex.min}$ при відомих ReW_1 , ReW_2 та постійній потужності генератора, достатньо провести вимірювання потужності сигналу, який пройшов через навантажений чотириполюсник у прямому та зворотному напрямках.

Для здійснення вимірювань $ReW_{ex.min}$ розроблена вимірювальна установка, структурна схема якої показана на рис. 4.7 [18].

Установка складається з генератор електромагнітних коливань Γ , вихід якого через узгоджувальний трансформатор $UT2$, з'єднаний із входом комутатора $K3$. Один із виходів цього комутатора з'єднаний із виходом невзаємного чотириполюсника і першим входом другого комутатора $K2$. Вихід комутатора $K2$ через другий узгоджувальний трансформатор $UT1$, з'єднаний із входом вимірювача потужності $ВП$. Другий вихід комутатора $K3$ з'єднаний із другим входом комутатора $K2$ і з входом комутатора $K1$. Перший вихід цього комутатора з'єднаний через перший комплексний опір W_1 із відомою дійсною складовою з входом невзаємного чотириполюсника. Другий вихід комутатора $K1$ через другий комплексний опір W_2 з'єднаний також із входом невзаємного чотириполюсника.

Вимірювання здійснюється таким чином. Від генератора Γ електромагнітні коливання постійної потужності і частоти подають через узгоджувальний трансформатор $UT2$ і комутатор $K3$ на вхід комутатора $K1$ вихід якого через перший комплексний опір W_1 з'єднується з входом невзаємного чотириполюсника. Вихід невзаємного чотириполюсника за допомогою комутатора $K2$ через узгоджувальний трансформатор $UT1$, з'єднується з входом вимірювача потужності $ВП$. Потім за допомогою узгоджувальних трансформаторів $UT2$ і $UT1$, встановлюється режим узгодження опору генератора електромагнітних коливань Γ із вхідним опором невзаємного чотириполюсника при включеному в його вхідне коло першим комплексним опором W_1 і узгодження опору вимірювача потужності $ВП$ із вихідним опором невзаємного чотириполюсника. В цьому режимі вимірюють потужність P_{11} електромагнітних коливань на його виході. Потім за допомогою комутатора $K3$ електромагнітні коливання генератора Γ подаються через другий комплексний опір W_2 із відомою дійсною складовою на вхід невзаємного чотириполюсника. За допомогою узгоджувальних трансформаторів $UT1$ і $UT2$, встановлюється режим узгодження опору генератора Γ із вхідним опором невзаємного

чотирьополюсника при включеному в його вхідне коло другим комплексним опором W_2 із відомою дійсною складовою, і узгодження опору вимірювача потужності $ВП$ із вихідним опором невзаємного чотирьополюсника. В цьому режимі вимірюють потужність P_{21} електромагнітних коливань на його виході.

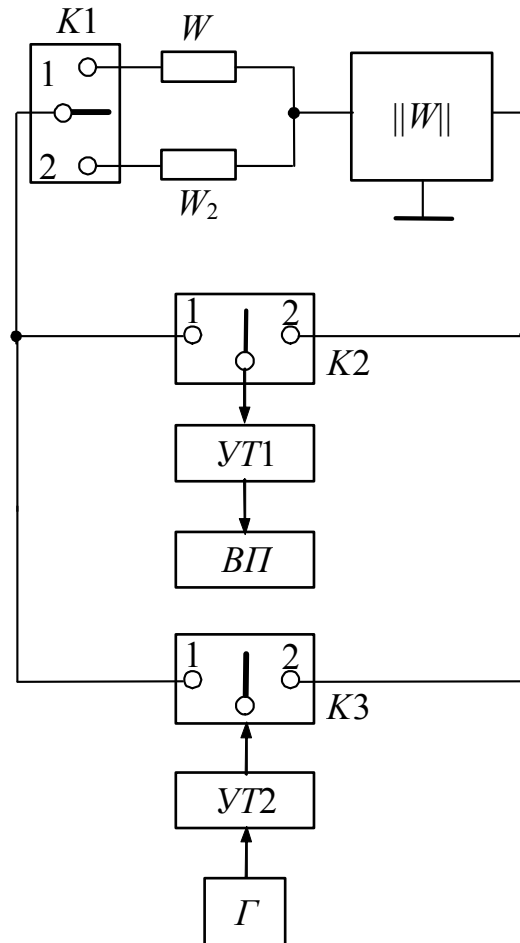


Рис. 4.7. Структурна схема установки для вимірювання мінімально досяжного дійсного імпеданса потенційно нестійкого чотирьополюсника: $||W||$ – потенційно нестійкий чотирьополюсник; $К1$ – $К3$ – комутатори; $УТ1$ та $УТ2$ – узгоджувальні трансформатори; G – вимірювальний генератор; $ВП$ – вимірювач потужності

Потім електромагнітні коливання генератора G через узгоджувальний трансформатор $УТ1$, і комутатор $К1$ подаються на вихід невзаємного чотирьополюсника, а вимірювач потужності $ВП$ через узгоджувальний трансформатор $УТ2$, і комутатор $К2$ підключаються до входу комутатора $К3$ і здійснюють вимірювання потужності P_{12} і P_{22} електромагнітних коливань на вході невзаємного чотирьополюсника у режимі узгодження опору генератора G електромагнітних коливань із вихідним опором невзаємного чотирьополюсника й узгодження опору вимірювача потужності $ВП$ із вхідним опором невзаємного чотирьополюсника при послідовному підключенні за допомогою комутатора $К3$ комплексних опорів W_1 і W_2 із відомою дійсною складовою.

Після чого, за виміряними значеннями потужностей $P_{11}, P_{21}, P_{12}, P_{22}$ мінімально досяжний дійсний імітанс чотириполюсника може бути визначений, з використанням виразів (4.40, 4.41) та (4.28).

Розвернувши чотириполюсник на 180° , і роблячи аналогічні операції для випадків, коли відомі імітанси W_3 і W_4 будуть підключатися до його виходу, з використанням (4.33) визначаємо шукане значення $\text{Re}W_{\text{вих.min}}$.

Реалізація установки здійснена для діапазону частот 0,1...4 ГГц, у якому в якості лінії передачі використовувався 50-омний коаксіальний тракт. З огляду на те, що метод розроблений для лінійних чотириполюсників, потужність вимірювального генератора не повинна перевищувати величини порогу, де виявляються нелінійні властивості напівпровідникових приладів, тобто вони повинні працювати в режимі "малого сигналу". Границя цього режиму для малосигнальних транзисторів визначена в [19] і складає 10^{-4} Вт. Ці умови забезпечувалися вимірювальним генератором типу Г4-33 зі змінними генераторними блоками. Для забезпечення режиму узгодження використовувалися трансформатори типу Э1-46, а рівень потужності вимірювався термісторним вимірювачем МЗ-1.

Нестандартним елементом вимірювальної установки є компоненти $W_1...W_4$ з відомою величиною дійсної складової імітанса. В якості таких компонентів використовувалися прецизійні резистори типу CR0402 і CR0603. Від точності визначення дійсної складової імітанса цього компонента багато в чому залежить похибка запропонованого методу. Виходячи з цього в [20] запропоновано новий метод вимірювання $W_1...W_4$, що забезпечує усунення впливу реактивного опору на точність вимірювання активної складової.

4.5. Вимірювання коефіцієнта невзаємності

Невзаємні властивості стійких чотириполюсників прийнято характеризувати коефіцієнтом невзаємності виду [17]

$$K_H (K_{c.b} < 1) = \frac{K_{ном21}}{K_{ном12}} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|^2 = K_{ms}^2. \quad (4.44)$$

З огляду на те, що для визначення K_{ms} існує велика кількість різних методів, можна вважати, що проблеми вимірювання K_H для стійких чотириполюсників немає.

Параметр (4.44) неможливо застосувати для потенційно нестійких чотириполюсників, тому що за визначенням, для них не існує поняття номінального коефіцієнта передачі потужності $K_{ном21}$ ($K_{ном12}$). Тому невзаємні властивості потенційно нестійких чотириполюсників характеризує коефіцієнт невзаємності виду [17]:

$$K_H(K_{c.v} < 1) = \frac{\operatorname{Re}W_{\text{вих. min}}}{\operatorname{Re}W_{\text{вх. min}}}.$$

Таким чином, вимірюючи $\operatorname{Re}W_{\text{вх. min}}$ і $\operatorname{Re}W_{\text{вих. min}}$, з використанням методу розробленого в попередньому параграфі, може бути визначена величина K_H для випадку потенційно нестійкого чотириполюсника. Недоліком такого методу є його велика трудомісткість, пов'язана насамперед з необхідністю здійснення послідовних операцій узгодження чотириполюсника при чотирьох різних навантаженнях, що забезпечують його стійкість. У зв'язку з цим виникла задача розробки спрощеного методу вимірювання K_H для таких чотириполюсників.

Підставляючи (4.18) і (4.19) у (4.45) знаходимо

$$K_H(K_{c.v} < 1) = \frac{\operatorname{Re}W_{22}}{\operatorname{Re}W_{11}}. \quad (4.45)$$

На підставі теорії конформних відображень [21], для лінійного чотириполюсника пряма лінія $\operatorname{Re}W_H=0$ відображається на комплексній площині $W_{\text{вх}}$ колом з радіусом (рис. 4.1)

$$\rho_{\text{вх}} = |W_{\text{вх}} - W_{\text{вх.0}}|, \quad (4.46)$$

де $W_{\text{вх.0}}$ – координата центра кола вхідного імітанса

$$W_{\text{вх.0}} = W_{11} - \frac{W_{12}W_{21}}{2\operatorname{Re}W_{22}}. \quad (4.47)$$

Аналогічно, залежність вихідного імітанса $W_{\text{вих}}$ від $\operatorname{Im}W_{\Gamma}$ при $\operatorname{Re}W_H=0$ на комплексній площині зображають коло з радіусом

$$\rho_{\text{вих}} = |W_{\text{вих}} - W_{\text{вих.0}}|, \quad (4.48)$$

де $W_{\text{вих.0}}$ – координата центра кола вихідного імітанса

$$W_{\text{вих.0}} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{2\operatorname{Re}W_{11}}. \quad (4.49)$$

Підставляючи (4.47) у (4.46) і (4.49) у (4.48) знаходимо

$$\rho_{\text{вх}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{22}}; \quad (4.50)$$

$$\rho_{\text{вих}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2\operatorname{Re}W_{11}}, \quad (4.51)$$

Розв'язуючи (4.50) і (4.51) відносно $\operatorname{Re}W_{11}$ і $\operatorname{Re}W_{22}$, відповідно, і підставляючи їх у (4.45), знаходимо

$$K_H(K_{c.v} < 1) = \frac{\rho_{\text{вих}}}{\rho_{\text{вх}}}. \quad (4.52)$$

Таким чином, значення коефіцієнта невзаємності потенційно нестійкого чотириполюсника може бути визначена за результатами вимірювання радіусів вхідного $\rho_{\text{вх}}$ і вихідного $\rho_{\text{вих}}$ імітансних кіл в разі виконання умов $\operatorname{Re}W_H=0$; $\operatorname{Re}W_{\Gamma}=0$.

Поділивши (4.49) на (4.47), знаходимо

$$\frac{\operatorname{Re}W_{\text{вих.0}}}{\operatorname{Re}W_{\text{вх.0}}} = \frac{\operatorname{Re}W_{22}}{\operatorname{Re}W_{11}} = K_n (K_{c.6} < 1). \quad (4.53)$$

Отриманий вираз (4.53) вказує на такий метод визначення $K_n (K_{c.6} < 1)$, що полягає в знаходженні відношення дійсних складових координат центрів вихідного $\operatorname{Re}W_{\text{вих.0}}$ і вхідного $\operatorname{Re}W_{\text{вх.0}}$ імітансних кіл.

Як у першому, так і в другому методі, визначення радіуса і координат центра імітансного кола може бути зроблене за результатами вимірювання вхідного $W_{\text{вх}}$ чи вихідного $W_{\text{вих}}$ імітансів чотиріполюсника для трьох довільних значень реактивної складової імітанса навантаження ($\operatorname{Im}W_{H\text{-var}}$) чи генератора ($\operatorname{Im}W_{I\text{-var}}$), відповідно. За умови, що $\operatorname{Re}W_H=0$ чи $\operatorname{Re}W_I=0$.

Для з'ясування в якому випадку будуть використовуватися простіші процедури розрахунків, одержимо аналітичні вирази для радіуса і дійсної складової центра кола, вираженої через координати її трьох точок. Для цього запишемо систему рівнянь кола, виражені через координати її трьох точок [22]

$$\begin{cases} (x_1 - a)^2 + (y_1 - b)^2 = \rho_0^2; \\ (x_2 - a)^2 + (y_2 - b)^2 = \rho_0^2; \\ (x_3 - a)^2 + (y_3 - b)^2 = \rho_0^2, \end{cases} \quad (4.54)$$

де x_1, x_2, x_3 і y_1, y_2, y_3 – абсциси й ординати точок на колі з радіусом ρ_0 ; a і b – абсциса й ордината центра кола, відповідно.

Розв'язання системи (4.54) [23], запишемо

$$\begin{aligned} a &= \frac{x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2 - 2b(y_2 - y_1)}{2(x_2 - x_1)}, \\ b &= \frac{(x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2)(x_2 - x_3) - (x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_3^2)(x_2 - x_1)}{2[(y_3 - y_2)(x_2 - x_1) - (y_1 - y_2)(x_2 - x_3)]}, \\ \rho_0 &= \sqrt{(x_1 - a)^2 + (y_1 - b)^2}. \end{aligned} \quad (4.55)$$

Аналіз (4.55) показує, що радіус кола ρ_0 , у розглянутому випадку, є похідною від координат (a і b) її центра, що дозволяє зробити висновок про доцільність визначення $K_n (K_{c.6} < 1)$ через ординати центрів імітансних кіл, визначених за результатами вимірювання вхідного $W_{\text{вх}}$ і вихідного $W_{\text{вих}}$ імітансів.

Для вимірювання вхідного і вихідного імітанса чотиріполюсника немає необхідності розробляти спеціальні вимірювальні установки, тому що в діапазоні від низьких до надвисоких частот вони розроблені і серійно випускаються промисловістю [23, 24].

4.6. Вимірювання частотних параметрів

Особливу групу робочих параметрів чотиріполюсника складають його частотні параметри: гранична f_z і оптимальна f_{opt} частоти. Вони

характеризують тільки потенційно нестійкі чотириполіусники.

Гранична частота, це частота відповідна границі частотної області потенційної нестійкості чотириполіусника (рис. 4.8). Методи безпосереднього визначення f_c відсутні. В даний час існує три шляхи визначення цієї частоти. Перший пов'язаний з аналізом фізичної еквівалентної схеми чотириполіусника і одержання аналітичного виразу f_c через робочі параметри чотириполіусника, що можуть бути виміряні. Прикладом такого рішення є отриманий в [25] вираз для граничної частоти чотириполіусника на базі біполярного транзистора

$$f_{c.б} = 0,5 f_{вум} \sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B},$$

де $f_{вум}$ – частота вимірювань; K_{ms}^K і K_{ms}^B – мінімально досяжні стійкі коефіцієнти передачі за потужністю транзистора в схемі з спільним колектором і спільною базою.

Однак для більшості інших видів чотириполіусників у даний час такі аналітичні вирази не знайдені.

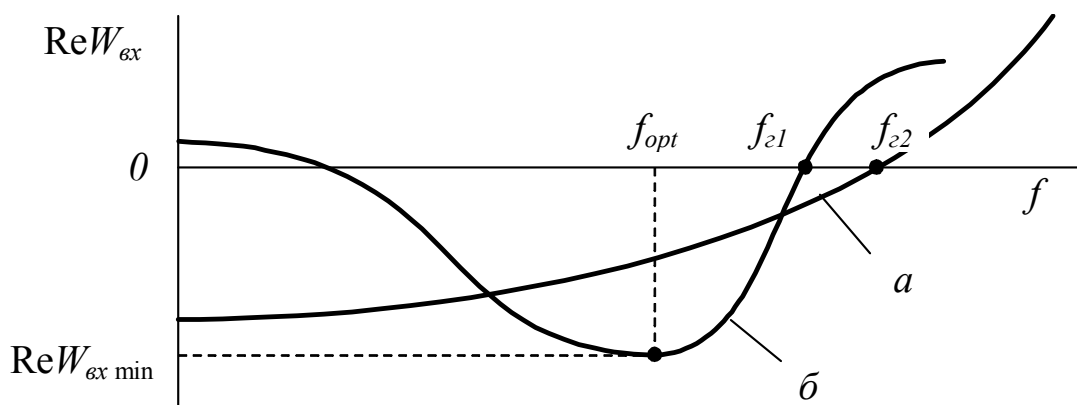


Рис. 4.8. Якісні залежності дійсної складового вхідного імпедансу потенційно нестійкого статичного (а) і динамічного (б) негатронів

Другий метод можливо реалізувати шляхом використання визначення граничної частоти, з якого відомо, що на f_c маємо $K_{c.в}(f_c)=1$. Таким чином, виконуючи вимірювання $K_{c.в}$ за одним з вище описаних методів можливе знаходження f_c чотириполіусника.

Третій можливий варіант отримання f_c пов'язаний з пошуком максимальної частоти на якій $ReW_{вх\ min}=ReW_{вих\ min}=0$. Зважаючи на відсутність відносно простих методів вимірювання $ReW_{вх\ min}$ і $ReW_{вих\ min}$, цей метод визначення f_c у даний час також не одержав практичного застосування.

У зв'язку з цим в [25] запропоновано екстраполяційний метод пошуку f_c . Його суть полягає в експериментальному вимірюванні двох значень $K_{c.в}$ на частотах, де $K_{c.в} < 1$ (частота f_1) і $K_{c.в} > 1$ (частота f_2) (рис. 4.9).

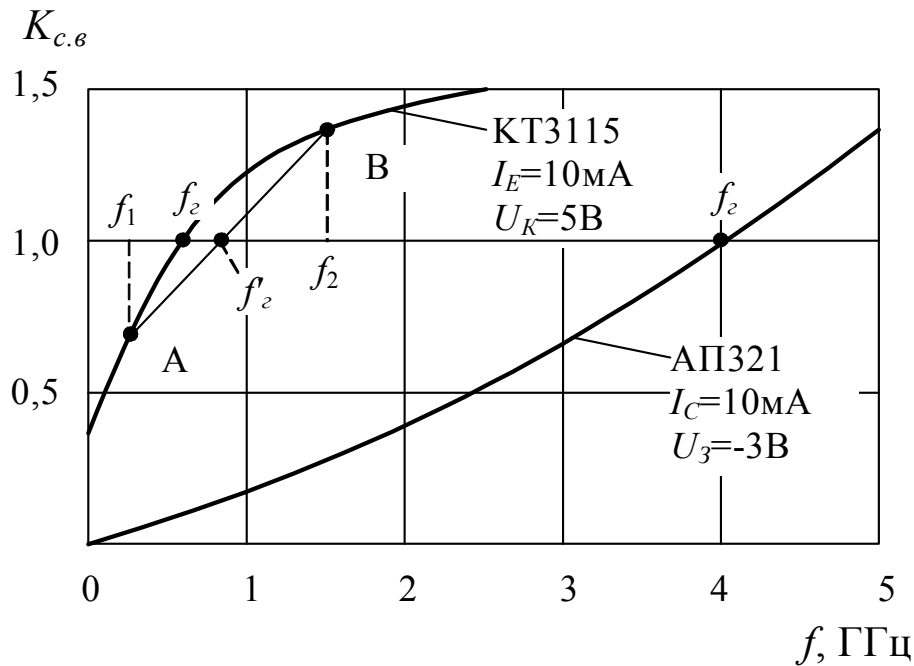


Рис. 4.9. Розрахункові значення внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості чотирьохполосників на базі біполярного і польового транзисторів

Виходячи з подібності трикутників f_1, A, f_2' і f_2, B, f_2' (рис. 4.9), знаходимо

$$\frac{K_{c.в.1}}{K_{c.в.2}} = \frac{f_2' - f_1}{f_2 - f_2'} \quad (4.56)$$

де f_2' – частота на перетині прямої, що з'єднує виміряні значення $K_{c.в.1}$ і $K_{c.в.2}$, що є екстраполюючою прямою частотної залежності кривої $K_{c.в}(f)$ поблизу граничної частоти f_2 .

Розв'язуючи (4.56) відносно f_2' знаходимо

$$f_2' = \frac{f_2 K_{c.в.1} + f_1 K_{c.в.2}}{K_{c.в.1} + K_{c.в.2}} \quad (4.57)$$

Величина f_2' є шуканим значенням f_2 , визначеною з відносною похибкою $\delta_{f_2} = \frac{f_2' - f_2}{f_2}$. Величина цієї похибки буде тим менша, чим

ближче обрані частоти вимірювання f_1 і f_2 до частоти f_2 , чим менше нелінійність кривої $K_{c.в}(f_2)$ і чим з більшою точністю будуть виміряні значення $K_{c.в}$. З огляду на те, що кривизна $K_{c.в}(f_2)$ не залежить від експериментатора, а похибка вимірювання $K_{c.в}$ визначається вибором одного з відомих методів [6], зменшення похибки визначенням f_2 можна досягти повторними вимірюваннями $K_{c.в}$ на частотах $f_1' > f_1$ і $f_2' < f_2$.

Аналогічний інтерполяційний метод може бути використаний для пошуку f_2 за результатами вимірювання мінімально досяжного вхідного (вихідного) імпеданса на частоті f_1 , де $\text{Re}W_{\min} < 0$ і на частоті f_2 , де $\text{Re}W_{\min} > 0$ (рис. 4.8). У цьому випадку

$$f'_2 = \frac{f_2 \operatorname{Re}W_{\min 1} + f_2 \operatorname{Re}W_{\min 2}}{\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2}}. \quad (4.58)$$

Однак з огляду на те, що труднощі вимірювання $\operatorname{Re}W_{\min}$ значно перевершують трудомісткість вимірювання $K_{c.6}$, цей шлях пошуку f'_2 видається менш перспективним.

Оптимальна частота перетворення імпеданса f_{opt} – це частота характерна для потенційно нестійких чотириполіусників ($K_{c.6} < 1$) на якій $\operatorname{Re}W_{ex.\min} < 0$ і $\operatorname{Re}W_{вих.\min} < 0$ і виконуються умови

$$\frac{\partial \operatorname{Re}W_{ex.\min}}{\partial f} = 0;$$

$$\frac{\partial \operatorname{Re}W_{вих.\min}}{\partial f} = 0.$$

Потенційно нестійкий чотириполіусник може мати дві оптимальні частоти перетворення імпеданса: по входу $f_{opt.ex}$ і по виходу $f_{opt.вих}$.

Аналітичне визначення цих параметрів шляхом розв'язку (4.18) і (4.19) неможливе внаслідок залежності всіх імпедансних W -параметрів чотириполіусника від частоти.

Експериментальне визначення f_{opt} можливе шляхом послідовного вимірювання $\operatorname{Re}W_{ex.\min}$ і $\operatorname{Re}W_{вих.\min}$. Однак це вимагає проведення великої кількості вимірювань інваріантного коефіцієнта стійкості навантаженого чотириполіусника.

Для спрощення пошуку f_{opt} запропоновано графоаналітичний метод знаходження цієї частоти за результатами експериментального вимірювання $\operatorname{Re}W_{ex.\min}$ на чотирьох різних частотах.

Перша f_1 і друга f_2 частоти вимірювання вибираються в області (рис. 4.10), де

$$\operatorname{Re}W_{ex.\min} < 0; \quad \frac{\partial \operatorname{Re}W_{ex.\min}}{\partial f} < 0 \quad \text{або} \quad \operatorname{Re}W_{вих.\min} < 0; \quad \frac{\partial \operatorname{Re}W_{вих.\min}}{\partial f} < 0.$$

Третя f_3 і четверта f_4 частоти вимірювання вибираються в області, де

$$\operatorname{Re}W_{ex.\min} < 0; \quad \frac{\partial \operatorname{Re}W_{ex.\min}}{\partial f} > 0 \quad \text{або} \quad \operatorname{Re}W_{вих.\min} > 0; \quad \frac{\partial \operatorname{Re}W_{вих.\min}}{\partial f} > 0.$$

Визначення оптимальної частоти ґрунтоване на пошуку спільного розв'язку системи рівнянь для двох прямих, що апроксимують відрізки кривої $\operatorname{Re}W_{ex.\min}$ ($\operatorname{Re}W_{вих.\min}$) на частотах, що лежать нижче і вище f_{opt} (рис. 4.10)

$$\frac{\operatorname{Re}(W_{\min 0} - W_{\min 1})}{\operatorname{Re}(W_{\min 2} - W_{\min 1})} = \frac{f_{opt} - f_1}{f_2 - f_1}, \quad (4.59)$$

$$\frac{\operatorname{Re}(W_{\min 0} - W_{\min 3})}{\operatorname{Re}(W_{\min 4} - W_{\min 3})} = \frac{f_{opt} - f_3}{f_4 - f_3},$$

де $\operatorname{Re}W_{\min 0}, \operatorname{Re}W_{\min 1} \dots \operatorname{Re}W_{\min 4}$ – значення мінімально досяжного дійсного імпеданса потенційно нестійкого чотириполюсника на оптимальній частоті перетворення і на частотах $f_1 \dots f_4$, відповідно.

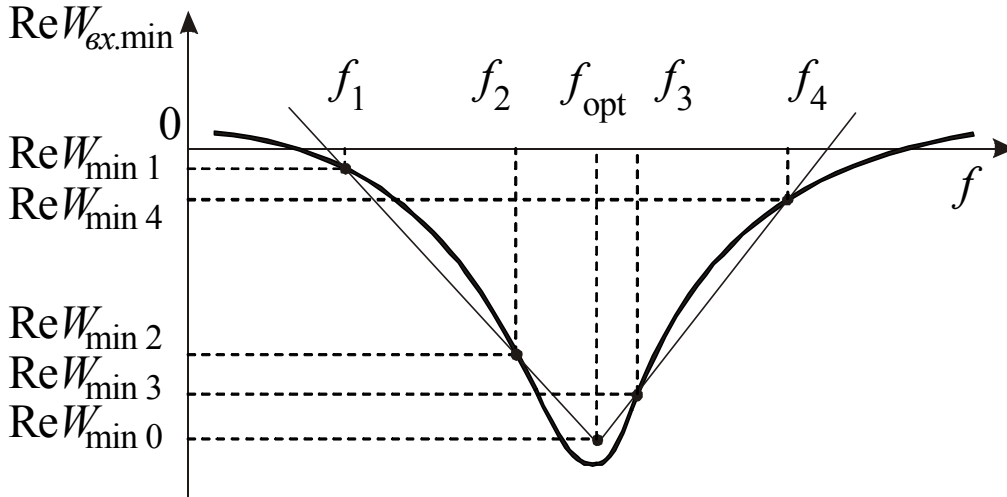


Рис. 4.10. Пояснення графоаналітичного методу пошуку f_{opt}

Система рівнянь (4.59) аналогічна як для випадку пошуку f_{opt} , як на вході так і на виході чотириполюсника.

Розв'язуючи систему (4.59), знаходимо

$$f_{opt} = \frac{ADf_3 - BCf_1 + AC \operatorname{Re}(W_{\min 1} - W_{\min 3})}{AD - BC},$$

де $A=f_2-f_1$; $B=\operatorname{Re}(W_{\min 2}-W_{\min 1})$; $C=f_4-f_3$; $D=\operatorname{Re}(W_{\min 4}-W_{\min 3})$.

Одночасно розв'язок системи (4.59) дозволяє визначити наближене значення $\operatorname{Re}W_{\min}$ на оптимальній частоті перетворення імпеданса

$$\operatorname{Re}W_{\min}(f_{opt}) = \frac{(f_{opt} - f_3)D}{C} + \operatorname{Re}W_{\min 3}.$$

Похибка визначення f_{opt} в значній мірі буде залежати від частотної нелінійності кривої $\operatorname{Re}W_{\min}$ і може бути знижена шляхом повторних вимірювань на частотах відмінних від $f_1 \dots f_4$ з наступним розрахунком f_{opt} і пошуком середнього значення цієї частоти, на основі першого, другого чи третього етапу вимірювань.

З огляду на те, що характер частотної залежності $\operatorname{Re}W_{ex.min}$ і $\operatorname{Re}W_{vix.min}$ різний, для кожного виду чотириполюсника існують два значення оптимальної частоти перетворення імпеданса на вході $f_{opt.ex}$, де $\partial \operatorname{Re}W_{ex.min} / \partial f = 0$ і на виході $f_{opt.vix}$, де $\partial \operatorname{Re}W_{vix.min} / \partial f = 0$.

4.7. Визначення шумових параметрів

Шумові властивості чотириполюсника визначають такі найважливіші параметри інформаційних пристроїв, як чутливість і динамічний діапазон. При аналізі шумових властивостей інформаційних пристроїв у більшості випадків зневажається вплив зворотного зв'язку в активному чотириполюснику ($W_{12}=0$), що припустимо для стійких чотириполюсників.

У цьому випадку існують різні методи і засоби вимірювання шумових параметрів, у тому числі реалізованих у серійних вимірювачах коефіцієнта шуму (наприклад, X5-16, X5-29 та ін.).

У реальних чотириполюсників $W_{12} \neq 0$. Крім того більшість з них потенційно нестійкі. У зв'язку з цим, застосування стандартних методів і засобів вимірювання шумових параметрів викликають деякі труднощі і часто не мають необхідної точності. Смогільовим К.А. у [26] проведений детальний аналіз шумів чотириполюсника з внутрішнім зворотним зв'язком і показано, що варто розрізняти різні види коефіцієнта шуму в залежності від співвідношення вхідного (вихідного) імітанса чотириполюсника й імітанса генератора (навантаження). Потенційні властивості чотириполюсника характеризує мінімально досяжне значення коефіцієнта шуму $F_{u \min}$, що може бути виміряне чи знайдене через ряд шумових коефіцієнтів. Методика знаходження цих коефіцієнтів обґрунтована в [27].

В якості математичної моделі інформаційного пристрою, що описує його шумові властивості, може бути використана формула К.А. Смогільова [26]. Перетворивши цю формулу для режимів: оптимального настроювання вхідного кола ($\alpha_2 = \alpha_{2 \text{opt}}$); нульового настроювання вхідного кола ($\alpha_2 = 0$); режиму узгодження зведеної провідності генератора і вхідного кола Y'_2 до вхідної провідності Y_{ex} чотириполюсника ($Y'_2 = Y_{ex}$), знаходимо вирази для мінімально досяжних коефіцієнтів шуму в кожному з розглядуваних режимів

$$F_{u \min}(\alpha_2 = \alpha_{2 \text{opt}}) = 1 + \frac{G'_{ш}}{\text{Re}Y_2} + \frac{(\gamma'_{ш})^2}{R'_{ш} \text{Re}Y_2}; \quad (4.60)$$

$$F_{u \min}(\alpha_2 = 0) = 1 + \frac{G_{ш}}{\text{Re}Y_2} + \frac{\gamma_{ш}^2}{R_{ш} \text{Re}Y_2}; \quad (4.61)$$

$$F_{u \min}(\alpha_2 = 0) = 1 + 4 \left[\sqrt{R_{ш} \cdot G_{ш}} + \gamma_{ш} \right]. \quad (4.62)$$

де: α_2 – узагальнене розладнання вхідного кола; $\text{Re}Y_2$ – дійсна складова провідності генератора; $R_{ш}$, $\gamma_{ш}$, $\gamma'_{ш}$, $R_{ш\alpha}$, $\gamma_{ш\alpha}$, $\gamma_{ш0\alpha}$ – шумові коефіцієнти інформаційного приладу

$$R'_{ш} = R_{ш} - \frac{\gamma_{ш0\alpha}^2}{R_{ш\alpha}}; \quad G'_{ш} = G_{ш} - \frac{\gamma_{ш\alpha}^2}{R_{ш\alpha}}; \quad \gamma'_{ш} = \gamma_{ш} - \frac{\gamma_{ш\alpha} \cdot \gamma_{ш0\alpha}}{R_{ш\alpha}}.$$

Таким чином, знаючи шумові коефіцієнти інформаційного приладу можна однозначно визначити і його коефіцієнт шуму. В [26] запропонований аналітичний метод визначення цих коефіцієнтів. Але для цього необхідно виміряти параметри матриці провідності інформаційного приладу, що на високих, а тим більше надвисоких частотах пов'язане з деякими труднощами. Тому в роботі [27] пропонується експериментальний метод визначення шумових коефіцієнтів, придатний для діапазону як високих, так і надвисоких частот.

В основі методу лежить припущення, що для інформаційних приладів на базі реальних транзисторів справедливі співвідношення $R_{uu}=R_{u\alpha}$, $g_{u0\alpha}=0$. Таким чином, стоїть задача експериментального визначення п'яти шумових коефіцієнтів: R_{uu} , G_{uu} , γ_{uu} , γ'_{uu} , G'_{uu} .

З урахуванням відомого співвідношення для коефіцієнта відбиття від входу чотириполіусника [14] $\Gamma=(Y_2-Y_{ex}) / (Y_2+Y_{ex})$, розв'язуючи систему рівнянь (4.60–4.62) з урахуванням оптимального значення дійсної складової вхідної провідності інформаційного приладу $\text{Re}Y_{ex\text{opt}}(\alpha_2=0)=-\text{Re}Y_2-\gamma_{uu}/R_{uu}$, що забезпечує мінімальне значення коефіцієнта шуму $F_{u\text{min}}(\alpha_2=0)$ при нульовому розладнанні, знаходимо

$$R_{uu} = \frac{(\Gamma_{ex0} + 1)[F'_{u\text{min}}(\alpha_2=0) - 1]^2}{16\text{Re}Y_G[(\Gamma_{ex0} + 1)F_{u\text{min}}(\alpha_2=0) - F'_{u\text{min}}(\alpha_2=0)]}, \quad (4.63)$$

$$\gamma_{uu} = -\frac{2R_{uu} \cdot \text{Re}Y_G}{\Gamma_{ex0} + 1}, \quad (4.64)$$

$$G_{uu} = \text{Re}Y_2 \frac{2\gamma_{uu} + (\Gamma_{ex0} + 1)[F_{u\text{min}}(\alpha_2=0) - 1]}{\Gamma_{ex0} + 1}, \quad (4.65)$$

$$G'_{uu} = G_{uu} + \text{Re}Y_2[F_{u\text{min}}(\alpha_2=\alpha_{2\text{opt}}) - F_{u\text{min}}(\alpha_2=0)], \quad (4.66)$$

$$\gamma_{u\alpha} = \sqrt{(G_{uu} - G'_{uu})R_{uu}}, \quad (4.67)$$

де Γ_{ex0} – модуль коефіцієнта відбиття від входу інформаційного приладу в режимі нульового розладнання ($\alpha_2=0$) при співвідношенні між провідністю генератора $\text{Re}Y_G$, та вхідною провідністю інформаційного приладу $\text{Re}Y_{ex}$ що забезпечують мінімально досяжне значення коефіцієнта шуму $F_{u\text{min}}(\alpha_2=0)$.

Аналізуючи систему рівнянь (4.63–4.67) бачимо, що для експериментального визначення шумових коефіцієнтів інформаційних приладів достатньо провести вимірювання трьох значень коефіцієнта шуму (рис. 4.11): $F_{u\text{min}}(\alpha_2=0)$, $F'_{u\text{min}}(\alpha_2=0)$, $F_{u\text{min}}(\alpha_2=\alpha_{2\text{opt}})$ і модуля Γ_{ex0} коефіцієнта відбиття від входу вимірюваного чотириполіусника. Необхідною умовою проведення всіх вимірювань є постійність значення дійсної складової провідності генератора ($\text{Re}Y_G=\text{const}$).

Реалізація запропонованого способу здійснюється з використанням вимірювальної установки, структурна схема якої зображена на рис. 4.12. Вона складається з двох серійних вимірювальних приладів: вимірювача коефіцієнта шуму X5-10 і вимірювача коефіцієнта передачі P4-11. Короткозамкнений регульований поршень Π , входить до складу установки і виконує роль перестроюваної реактивності, яка забезпечує необхідне розладнання α_2 вхідного кола. Трансформатор імпеданса Tr , включений на виході інформаційного приладу, виконує роль комплексного регульованого навантаження.

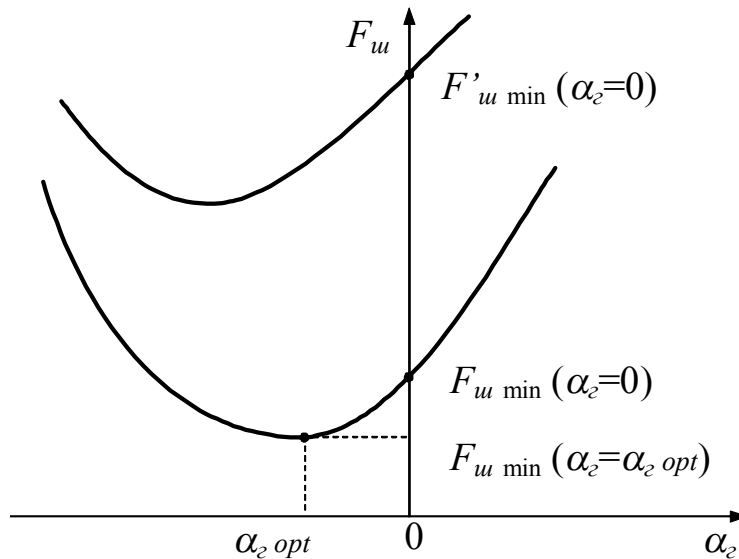


Рис. 4.11. Залежність коефіцієнта шуму F_u інформаційного приладу від узагальненого розладнання α_2

На першому етапі вимірювань, враховуючи, що в режимі узгодження $\text{Im}Y_{\Gamma} = \text{Im}Y'_{ex}$, отже $|\Gamma| = 0$, $\alpha_2 = 0$, послідовно перестроюючи трансформатор імпеданса Tr і короткозамкнений поршень Π намагаються при $|\Gamma| = 0$ досягти мінімального значення коефіцієнта шуму, відповідного $F_{u \min} (\alpha_2 = 0)$.

На другому етапі також здійснюють послідовну перебудову трансформатора Tr і поршня Π до отримання мінімально досяжного значення коефіцієнта шуму, відповідного $F_{u \min} (\alpha_2 = \alpha_{2 \text{ opt}})$. В цьому режимі заміряється значення модуля коефіцієнта відбиття $\Gamma_{ex 0}$.

На третьому етапі вимірювань необхідно забезпечити нульове розладнання вхідного кола, для чого в схему введений додатковий індикатор I , підключений через розгалужувач P до входу вимірюваного чотириполосника. Послідовно перестроюючи трансформатор Tr і поршень Π , домагаються мінімального значення коефіцієнта шуму для максимальних показань індикатора, що буде спостерігатися в момент резонансу струму на вході досліджуваного чотириполосника, що відповідає умові $(\alpha_2 = 0)$.

Коефіцієнт шуму при цьому дорівнює $F_{ш\min} (\alpha_2=0)$.

Відмінність розглянутого методу вимірювань від відомих методів вимірювань шумових параметрів [28] полягає в тому, що оптимальні співвідношення між провідністю генератора $\text{Re}Y_G$ і вхідною провідністю чотиріполюсника $\text{Re}Y_G$ досягаються не шляхом зміни повної провідності генератора $\text{Re}Y_G$, а зміною лише його уявної складової та вхідної провідності досліджуваного чотиріполюсника, в результаті зворотного перетворення вхідної провідності трансформатора Tr . Це забезпечує виконання умови $\text{Re}Y_G = \text{const}$ і зменшує похибку вимірювань, що виникає в результаті додаткових відбивань в другому трансформаторі імітанса, ввімкненому на вході чотиріполюсника.

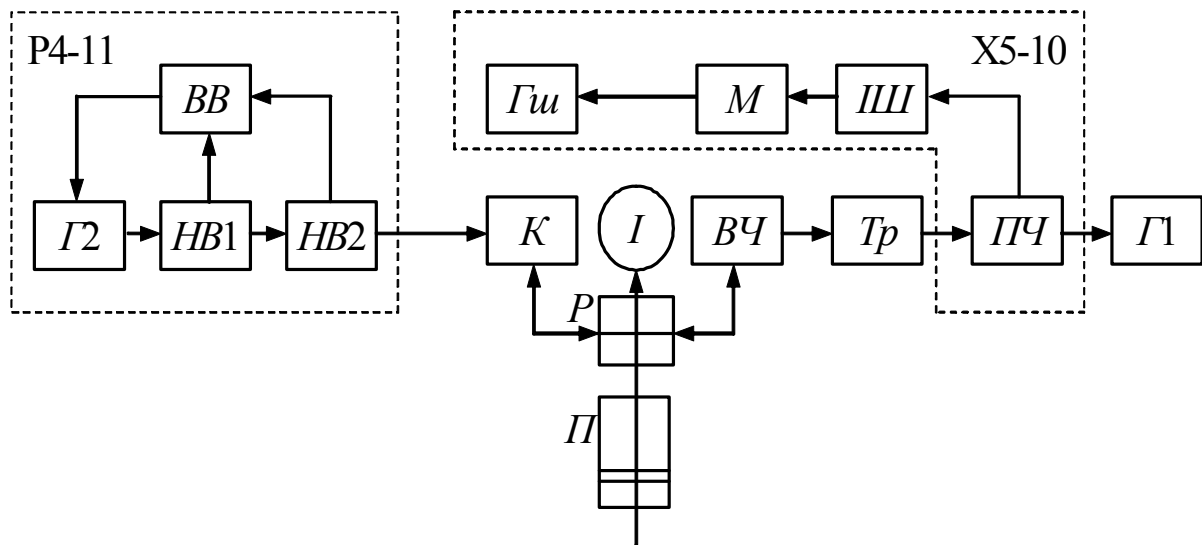


Рис. 4.12. Структурна схема вимірювального комплексу:

G_1 і G_2 – вимірювальні генератори; HB_1 і HB_2 – направлені відгалужувачі;
 BB – вимірювач відношень; $G_{ш}$ – генератор шуму; M – модулятор;
 III – індикатор шуму; $ПЧ$ – перетворювач частоти; K – комутатор;
 I – індикатор; $ВЧ$ – вимірювальний чотиріполюсник; Tr – трансформатор;
 P – розгалужувач; Π – короткозамкнений поршень

Для підтвердження отриманих результатів було проведено експериментальне визначення шумових коефіцієнтів (4.63–4.67) за викладеною вище методикою та їх порівняння з аналогічними коефіцієнтами, отриманими розрахунковим шляхом за методикою, запропонованою в [26]. На підставі експериментальних значень шумових коефіцієнтів $R_{ш}$, $G_{ш}$, $\gamma_{ш}$, $\gamma_{ш\alpha}$, $G'_{ш}$ отриманих з використанням (4.60–4.62) знайдені розрахункові мінімально досяжні значення коефіцієнту шуму. Результати розрахунків та експериментальних вимірювань зведено в табл. 4.1. Як видно з таблиці, похибка між розрахованими та експериментальними результатами по коефіцієнтах шуму не перевищує 12%.

Таблиця 4.1

Параметр		Розмірність	Схема включення транзистора	
			із спільною базою	із спільним емітером
$F_{u \min} (\alpha_2=0)$	експеримент	Одиниць	2,63	1,165
	розрахунок		2,4	1,3
$F_{u \min} (\alpha_2=\alpha_{2 \text{opt}})$	експеримент	Одиниць	1,88	1,059
	розрахунок		1,7	0,95
$F'_{u \min} (\alpha_2=0)$	експеримент	Одиниць	2,895	2,1
	розрахунок		2,75	2,0
$\Gamma_{ex 0}$		Одиниць	0,001	0,0015
γ_u	експеримент	Одиниць	-3,5	-0,25
	розрахунок		-4,2	-0,144
$\gamma_{u \alpha}$	експеримент	Одиниць	0,7	-0,3
	розрахунок		0,734	-0,355
R_u	експеримент	Ом	61,25	58,5
	розрахунок		59,3	59,3
G_u	експеримент	Ом^{-1}	0,3	$0,33 \cdot 10^{-2}$
	розрахунок		0,33	$0,296 \cdot 10^{-2}$
G'_u	експеримент	Ом^{-1}	0,28	0,0015
	розрахунок		0,321	0,001

Транзистор ГТ313, $I_E=5\text{мА}$, $U_{КБ}=5\text{В}$, $f=30\text{ МГц}$, $\text{Re}Y_2=0,02\text{ Ом}^{-1}$.

Перелік літератури, використаної в розділі 4

1. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978. – 344 с.
2. Справочник по радиоизмерительным приборам / Под. ред. В.С. Насонова. – М.: Сов. радио, 1976. – 324 с.
3. Rollett Y.M. Stability and Power-gain Invariants of linear Two-ports // IRE Trans. Circuit Theory. – 1962. – Vol. CT-9. – №1. – P. 29–32.
4. Шварц Н.З. К определению инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ транзисторов // Полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Я.А. Федотова. – М.: Сов. Радио, 1972. – Вып. 26. – С. 245–248.
5. Medina M.A., Scarut R.M. A Method of Evaluating The Stability Factor of Two-Port Network // Proc. IEEE. – 1966. – №12. – P. 1107–1108.
6. Филинюк Н.А., Гаврилов Д.В., Огородник К.В. Измерение инвариантного коэффициента устойчивости четырехполюсника // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2003. – №1. – С. 88–91.
7. Филинюк Н.А. Метод определения инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ четырехполюсника // Микроэлектроника

и полупроводниковые приборы / Под. ред. А.А. Васенкова. – М.: Сов. радио, 1981. – Вып. 1. – С. 205–221.

8. ГОСТ 13266–74. Измерение полных сопротивлений коаксиальных и волноводных трактов. – М.: Издательство стандартов. 1976. – 24 с.

9. Способ определения коэффициента устойчивости четырехполюсника: А.с. 1335895 СССР. / Филинюк Н.А. (СССР). – Заявл. 25.09.84; Оpubл. 23.11.87, Бюл. №33. – 5 с.

10. Куликовский А.А. Устойчивость активных линейных цепей с полупроводниковыми приборами новых типов. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 192 с.

11. Филинюк Н.А., Песков С.Н., Павлов С.Н. Определение параметров физической эквивалентной схемы ВЧ транзисторов // Радиоэлектроника. Изв вузов СССР. –1982. – Т. 25, – № 12. – С. 38–43.

12. Філінюк М.А., Возняк О.М. Методи визначення параметрів потенційно нестійких чотирьополюсників. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1995. – №1. – С. 48–52.

13. Пат. 180059 Україна. Імпедансний пристрій / Філінюк М.А., Возняк О.М., Курзанов Я.І., Огороднік О.В. (Україна). Заявл. 31.10.93; Оpubл. 22.03.94, Бюл. № 5. – 5 с.

14. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. – М.: Высш. школа, 1970. – Т.1. – 440 с.

15. Філінюк М.А., Гаврілов Д.В., Ліщенко С.А. Спосіб вимірювання максимально досяжного коефіцієнта підсилення чотирьополюсника на границі стійкості // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. – №3. –С. 49–51.

16. Филинюк Н.А. Система рабочих параметров обобщенных преобразователей иммитанса / Винниц. політехн. ін-т. –Вінниця, 1983. – 16 с. – Бібліогр.: 31 назв. – Рус. – Деп. в УкрНИИТИ 24.11.83, №1328–Ук-Д83.

17. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах. – М.: Сов. Радио, 1987. – 112 с.

18. Пат. 53004 Україна, МКИ G01R27/28. Спосіб вимірювання мінімально досяжного вхідного активного опору чотирьополюсника / Філінюк М.А., Гаврілов Д.В. (Україна). –№2002010719; Заявл. 29.01.02; Оpubл. 15.01.03, Бюл. № 1. – 5 с.

19. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, И.Ф. Николаевского. – М.: Сов. радио, 1968. – 504 с.

20. Філінюк М.А., Гаврілов Д.В. Спосіб вимірювання активної складової комплексного опору // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2004. – №5. – С. 107–110.

21. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функции комплексного переменного. – М.: Наука, 1973. – 736 с.

22. Пат. 53378 Україна, МКИ Н03Н11/00. Імпедансний пристрій / Філінюк М.А., Гаврілов Д.В. (Україна). – № 2002053858; Заявл. 11.05.02; Опубл. 15.01.03, Бюл. № 1. – 3 с.
23. Бондаренко И.К., Дейнега Г.А., Маграчев З.В. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. – М.: Сов. радио, 1969. – 304 с.
24. Измерения в электронике: Справочник: под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 512 с.
25. Филинюк Н.А. Экспериментальное определение граничной частоты активной области кристалла полевого транзистора // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1987. – № 12. – С. 90–92.
26. Смогилев К.А. Резонансные усилители на транзисторах. – М.: Сов. радио, 1972. – 304 с.
27. Філінюк М.А., Ле Туан Ту, Судакевич Д.В. Визначення шумових коефіцієнтів інформаційного приладу // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1998. – № 1. – С. 97–100.
28. Чернушенко А.М., Майбородин А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазона волн. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.

Розділ 5. Методи і засоби вимірювання параметрів фізичних моделей багатоелектродних напівпровідникових структур

5.1. Визначення параметрів активної області кристала біполярного транзистора

В даний час у розрахунку активних ВЧ пристроїв на базі комбінованих негatronів використовують фізичні еквівалентні схеми біполярних транзисторів. Визначення параметрів цих схем здійснюється на підставі вимірювання h і y параметрів транзисторів [1–4]. При цьому необхідно здійснювати режими короткого замикання або холостого ходу між виводами транзистора, що технічно важко здійснити в діапазоні високих і надвисоких частот, внаслідок великого опору індуктивностей виводів транзистора і малого опору ємностей між цими виводами. Для зменшення впливу цих факторів частоту вимірювання вибирають значно нижче робочої частоти транзистора, що призводить до похибки розрахунку проєктованого пристрою.

Підвищити точність розрахунку можна шляхом використання параметрів фізичної еквівалентної схеми транзистора, виміряних на частотах, близьких до робочої частоти пристрою, виключивши з процесу вимірювання необхідність здійснення режимів КЗ або ХХ і зменшивши вплив на результати вимірювання індуктивностей виводів транзистора. Цим вимогам відповідає спосіб визначення параметрів фізичної еквівалентної схеми біполярних транзисторів за результатами вимірювання його коефіцієнта K_{ms} максимального стійкого підсилення.

Для обґрунтування способу використовуємо фізичну еквівалентну схему високочастотного транзистора (рис. 5.1), справедливу на частотах $f < 0,5f_T$ [5]. На цій схемі: α – коефіцієнт передачі транзистора за струмом, виміряний у схемі з спільною базою, $\alpha = \alpha_0 / (1 + jf/f_T)$; α_0 – низькочастотне значення коефіцієнта передачі транзистора за струмом; f_T – гранична частота [6]; C_E , r_E – ємність і диференціальний опір емітерного переходу; r_E' , r_K' – омичний опір емітера і колектора; L_E , L_K , L_B – індуктивності емітерного, колекторного і базового виводів транзистора.

У випадку високого рівня інжекції вважаємо, що $r_E \rightarrow 0$, $\alpha_0 \rightarrow 1$, а матриця опорів транзистора, включеного за схемою з спільною базою, запишеться у вигляді

$$\|Z^B\| = \begin{vmatrix} r_{B1} + r_E' + (1 - \alpha)r_{B2} + j\omega(L_E + L_B); & r_{B1} + j\omega L_B \\ r_{B1} + j\omega L_B + \alpha / j\omega C_K; & r_{B1} + r_K' + j\omega(L_B + L_K) + 1 / j\omega C_K \end{vmatrix}, \quad (5.1)$$

де $r_{B1} = r_B / \xi_K$; $\xi_K = C_K / C_{K1}$; C_K – ємність колекторного переходу; $C_K = C_{K1} + C_{K2}$; $r_{B2} = r_B - r_{B1}$.

Коефіцієнт K_{ms} максимально стійкого підсилення транзистора визначається виразом [5]

$$K_{ms} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|, \quad (5.2)$$

де W_{21} , W_{12} – елементи узагальненої матриці чотириполюсника, під якою мається на увазі кожна з чотирьох систем параметрів, використовуваних у конкретних випадках: Y -, Z -, H - або G -параметрів.

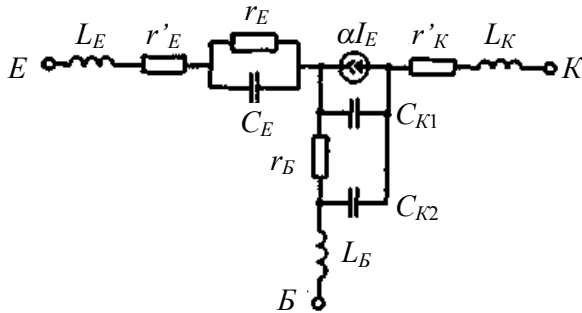


Рис. 5.1. Фізична еквівалентна схема біполярного транзистора

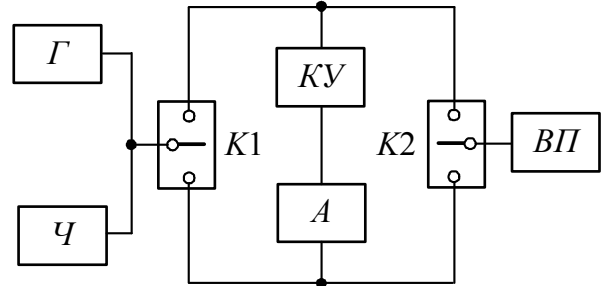


Рис. 5.2. Структурна схема експериментальної установки для вимірювання K_{ms}

Після підстановки елементів матриці (5.1) у формулу (5.2) знаходимо

$$K_{ms}^B = \sqrt{\left\{ \left[r_{B1} + \Omega / \omega C_K (1 + \Omega^2) \right]^2 + \left[\omega L_B - 1 / \omega C_K (1 + \Omega^2) \right]^2 \right\} / (r_{B1}^2 + \omega^2 L_B^2)}, \quad (5.3)$$

де $\Omega = f / f_T$.

З огляду на те, що на частоті $\Omega < 0,2$ для ВЧ і НВЧ транзисторів справедливі нерівності: $r_{B1} > \omega L_B$, $\Omega / [\omega C_K (\Omega^2 + 1)] > r_{B1}$, $1 / [\omega C_K (1 + \Omega^2)] \gg \omega L_B$ (наприклад, для транзистора типу КТ640А, що має $r_{B1} = 1,2$ Ом, $L_B = 0,3$ нГн, ця умова виконується на частотах менших 637 МГц), вираз (5.3) запишемо у вигляді

$$K_{ms}^B \approx 1 / \omega C_K r_{B1}. \quad (5.4)$$

Використовуючи відоме співвідношення між параметрами фізичної еквівалентної схеми транзистора [3] $\tau_K = r_{B1} C_K$, у результаті перетворення формули (5.4), одержуємо аналітичний вираз для постійної часу τ_K колекторного кола транзистора

$$\tau_K = 1 / \omega K_{ms}^B. \quad (5.5)$$

Знайдемо аналітичний вираз для коефіцієнта ζ_K поділу колекторної ємності транзистора. З цією метою перетворимо елементи матриці опорів (5.1) в елементи матриці провідності транзистора, включеного за схемою з спільним емітером [6]

$$y_{21}^E = (z_{21}^B - z_{11}^B) / \Delta z; \quad y_{12}^E = (z_{12}^B - z_{11}^B) / \Delta z; \quad (5.6)$$

де $z_{11}^B, z_{12}^B, z_{21}^B, z_{22}^B$ – елементи матриці (5.1), $\Delta z = z_{11}^B z_{22}^B - z_{12}^B z_{21}^B$.

Підставляючи (5.6) у формулу (5.2), знаходимо коефіцієнт K_{ms}^E

максимально стійкого підсилення транзистора, включеного за схемою з спільним емітером, що, з урахуванням елементів матриці (5.1), при виконанні умов $\omega L_E \gg r'_E$, $\omega \Omega L_E < (\Omega r_{B2} + \omega L_E)$, $K_{ms}^E > 1$, визначається з виразу

$$K_{ms}^E = \omega_\tau D / \omega^2 \tau_K (\xi_K - 1), \quad (5.7)$$

де $D = r_{B2} / (r_{B2} + \omega_\tau L_E)$ – параметр, що враховує вплив емітерної індуктивності транзистора.

Підставляючи в рівняння (5.7) значення τ_K , обумовлене формулою (5.5), і вирішуючи його щодо коефіцієнта ξ_K , одержуємо

$$\xi_K = 1 + DK_{ms}^B / \Omega K_{ms}^E. \quad (5.8)$$

Знаючи постійну часу колекторного кола τ_K , обумовлену формулою (5.5), і коефіцієнт ξ_K поділу ємності колекторного переходу, обумовлений формулою (5.8), можна знайти ємності активної $C_{K1} = C_K / \xi_K$ і пасивної $C_{K2} = C_K - C_{K1}$ частин колекторного переходу транзистора й омичний опір його бази $r_B = \tau_K / C_{K1}$.

Для визначення граничної частоти транзистора f_T через його коефіцієнт максимально стійкого підсилення перетворимо матрицю (5.1) у матрицю опорів транзистора, включеного за схемою з спільним колектором [5]

$$\|z^K\| = \left\| \begin{array}{cc} r_{B1} + r'_K + \frac{1}{j\omega C_K} + j\omega(L_B + L_K); & r'_K + j\omega L_K + \frac{1-\alpha}{j\omega C_K} \\ r'_K + \frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_K; & r'_E + r'_K + j\omega(L_E + L_K) + \frac{(1-\alpha) + j\omega C_K r_B}{j\omega C_K} \end{array} \right\|, \quad (5.9)$$

З огляду на те, що на високих частотах $\omega L_K \gg r'_K$, $\omega^2 L_K C_K \ll 1$, після підстановки елементів матриці (5.9) у формулу (5.2), знаходимо коефіцієнт K_{ms}^K максимально стійкого підсилення транзистора, включеного за схемою з спільним колектором

$$K_{ms}^K = \sqrt{1 + \frac{f_T^2}{f^2}}. \quad (5.10)$$

Розв'язуючи (5.10) відносно граничної частоти f_T , одержимо

$$f_T = f \sqrt{(K_{ms}^K)^2 - 1} \approx f K_{ms}^K. \quad (5.11)$$

Аналіз виразів (5.5), (5.8) і (5.11) показує, що для визначення параметрів f_T , C_{K1} , C_{K2} , ξ_K , r_B і τ_K фізичної еквівалентної схеми транзистора досить виміряти повну ємність колекторного переходу C_K і коефіцієнти K_{ms}^B , K_{ms}^K і K_{ms}^E максимально стійкого підсилення транзистора.

Повна ємність колекторного переходу C_K , використовувана в розрахунках, внаслідок незалежності її величини від частоти, вимірюється на низьких частотах з високою точністю. Наприклад, у випадку використання методу ємнісно-омичного подільника похибка складає $\pm 3\%$ [4].

Для обґрунтування методу вимірювання коефіцієнта K_{ms}

максимально стійкого підсилення транзистора виразимо його через номінальні коефіцієнти передачі транзистора за потужністю в прямому K_{HP} і зворотному K_{HZ} напрямках [5], виміряні в схемі з рівними імітансами генератора і навантаження

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{K_{HP}}{K_{HZ}}}. \quad (5.12)$$

За визначенням

$$K_{HP} = \frac{P_{HP}}{P_G}; \quad K_{HZ} = \frac{P_{HZ}}{P_G}, \quad (5.13)$$

де P_{HP} і P_{HZ} – відповідно потужності сигналу, що виділяються в дійсній складовій імітанса вимірювача потужності при вимірюванні прямого і зворотного коефіцієнтів передачі; P_G – номінальна потужність генератора.

Підставивши (5.13) у (5.12), одержуємо вираз для коефіцієнта максимально стійкого підсилення транзистора

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{P_{HP}}{P_{HZ}}}, \quad (5.14)$$

з якого випливає, що при постійній потужності P_G генератора вимірювання зводяться до вимірювання потужності при прямому P_{HP} і зворотному P_{HZ} напрямках передачі. При цьому відсутня необхідність у попередньому калібруванні установки, що виключає виникнення при цьому помилки.

Для вимірювання коефіцієнта K_{ms} використовується експериментальна установка, структурна схема якої зображена на рис. 5.2. Вона складається з генератора G , частотоміра $Ч$, контактної пристрою $КП$ для встановлення транзистора, регульованого атенюатора A , що забезпечує стійкість вимірювальної схеми, вимірювача потужності $ВП$ і двох перемикачів $П1$ і $П2$. Кола, що забезпечують робочу точку транзистора, на рис. 5.2 не показані.

На підставі виразу (5.14), середньоквадратична похибка δ_{ms} методу визначення коефіцієнта K_{ms} дорівнює

$$\delta_{ms} = \frac{\sqrt{\delta_{HP}^2 + \delta_{HZ}^2}}{2},$$

де δ_{HP} і δ_{HZ} – відносні середньоквадратичні похибки вимірювання потужностей P_{HP} і P_{HZ} .

З огляду на те, що вимірювання потужностей P_{HP} і P_{HZ} здійснюється вимірювачем потужності $ВП$, для якого $\delta_{HP} = \delta_{HZ} = \delta_{ВП}$, одержимо $\delta_{ms} = \delta_{ВП} / \sqrt{2}$, де $\delta_{ВП}$ – відносна середньоквадратична похибка вимірювання потужності. Наприклад, у випадку використання як вимірювача потужності моста типу М4-2, для якого $\delta_{ВП} = \pm 4\%$ [7], знаходимо, що відносна середньоквадратична похибка вимірювання коефіцієнта K_{ms} не перевищує $\delta_{ms} = \pm 2,84\%$.

У процесі вимірювання, внаслідок потенційної нестійкості

транзистора, може відбутися збудження експериментальної установки. Для виключення цього явища на вході або виході транзистора включається пасивний взаємний чотириполіусник, наприклад, атенюатор A (рис. 5.2), що разом із транзистором утворить новий стійкий чотириполіусник, що гарантує стійкість вимірювальної установки.

Покажемо, що введення у вимірювальну установку на вході і виході транзистора додаткових пасивних взаємних чотириполіусників не впливає на результат вимірювання.

Відомо, що результуюча матриця $\|T\|^P$ передачі такого каскадного з'єднання чотириполіусників дорівнює [8]

$$\|T\|^P = \|T\|^A \times \|T\| \times \|T\|^B, \quad (5.15)$$

де $\|T\|^A$ і $\|T\|^B$ – матриці передачі пасивних взаємних чотириполіусників; $\|T\|$ – матриця передачі транзистора.

Перетворивши матрицю (5.15) у матрицю опорів і підставивши її елементи у формулу (5.2), одержимо

$$K_{ms}^P = \frac{1}{|T|^A \times |T| \times |T|^B}, \quad (5.16)$$

де $|T|$, $|T|^A$ і $|T|^B$ – визначники матриць передачі транзистора і чотириполіусників, що включаються на його вході і виході.

З огляду на те, що відповідно до принципу взаємності $|T|^A = |T|^B = 1$, вираз (5.16) перетвориться до вигляду

$$K_{ms}^P = \frac{1}{|T|} = K_{ms}. \quad (5.17)$$

З (5.17) випливає, що коефіцієнт максимально стійкого підсилення транзистора не залежить від параметрів пасивних взаємних чотириполіусників, що включаються на його вході і виході. Отже, атенюатор A , елементи вимірювального тракту і паразитні елементи виводів і корпусу транзистора, які можна розглядати, як елементи цих взаємних чотириполіусників, не впливають на величину коефіцієнта K_{ms} , а отже, і на результати визначення параметрів еквівалентної схеми транзистора.

Приклад. Потрібно визначити параметри транзистора типу КТ640А, що працює при струмі $I_E = 30$ мА і напрузі на колекторі $U_{KE} = 10$ В. Результати розрахунків порівняємо з довідковими даними транзистора [9]: $f_T \geq 3$ ГГц, $\tau_K = 0,5$ пс, $C_{K1} = 0,15$ пФ, $C_{K2} = 0,35$ пФ, $r_B = 4$ Ом, $L_E = 2,5$ нГ.

У результаті вимірювання за допомогою експериментальної установки (рис. 5.2) отримаємо коефіцієнти максимально стійкого підсилення транзистора: $K_{ms}^K = 4,07$; $K_{ms}^E = 18,9$; $K_{ms}^B = 269,7$ на частоті $f = 1$ ГГц. Виміряне на низьких частотах значення повної ємності колекторного переходу транзистора дорівнює $C_K = 0,55$ пФ.

За формулою (5.11) визначаємо граничну частоту

$f_T = \sqrt{4,07^2 - 1} = 3,95$ ГГц (виміряне за допомогою приладу Л2-12 значення цієї частоти дорівнює 3,85 ГГц).

За формулою (5.5) визначаємо постійну часу колекторного кола $\tau_K = 1/6,28 \cdot 10^9 \cdot 269,7 = 0,59$ пс. За формулою (5.8) визначаємо коефіцієнт поділу колекторної ємності $\zeta_K = 1 + 0,43 \cdot 269,7 / 0,26 \cdot 18,9 = 3,36$.

Обчислюємо параметри: $C_{K1} = 0,55 / 3,36 = 0,164$ пФ; $C_{K2} = 0,55 - 0,164 = 0,386$ пФ; $r_B = 0,59 \cdot 10^{-12} / 0,164 \cdot 10^{-12} = 3,6$ Ом.

Результати аналогічних розрахунків, виконаних для інших типів транзисторів, наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1

Результати розрахунків, виконаних для інших типів транзисторів

Тип транзистора	Результати вимірювань на частоті 0,5 ГГц					Результати розрахунку				
	C^K , пФ	$K^{E_{ms}}$, од	$K^{K_{ms}}$, од	$K^{B_{ms}}$, од	f , ГГц	τ_K , пс	ζ_K , од	C_{K1} , пФ	C_{K2} , пФ	r_B , Ом
ГТ341	1,0	4,2	4,0	45,5	2,0	7,0	2,86	0,35	0,65	20
КТ371	2,1	7,5	6,4	41,9	3,2	7,6	2,54	0,83	1,27	9,2
КТ382	1,5	4,9	4,0	45,5	2,0	7,0	2,60	0,58	0,92	12
КТ610	3,8	1,8	2,2	40,8	1,1	7,8	3,20	1,20	2,60	6,5
КТ640	0,5	101,4	7,9	676,6	3,95	0,47	3,26	0,15	0,35	3,1
КТ3115	0,1	205,5	13,6	3184	6,7	0,1	9,9	0,01	0,09	10

На закінчення відзначимо, що розглянутий метод визначення параметрів фізичної еквівалентної схеми біполярних транзисторів не вимагає здійснення режимів КЗ і ХХ, що підвищує точність і стійкість вимірювань. Вимірювання параметрів проводять на частотах, близьких до робочої частоти транзистора. Для визначення параметрів досить вимірювати тільки частоту і потужність сигналу, що пройшов через транзистор. На результати вимірювань не впливають параметри реактивних елементів виводів транзистора і вимірювального тракту, що включаються каскадно з транзистором. Це дозволяє здійснювати вимірювання в площині кристала, що також сприяє підвищенню точності вимірювань.

5.2. Визначення параметрів активної області кристала польового транзистора

Потенційні можливості польового транзистора (ПТ) визначаються параметрами еквівалентної схеми активної області I його кристала (рис. 5.3) [10]. На цій схемі: \dot{S} – крутизна ПТ; G – диференціальна провідність каналу; C_{C3} , C_{B3} , C_{CB} – ємності стік-затвор, витік-затвор, стік-витік; R_i – диференціальний опір неперекритої частини каналу між витіком і затвором; R_B , R_C – омичні опори епітаксійного шару відповідно

між затвором і витокком і між затвором і стоком, які не контролюються напругою затвору, включаючи опори омичних контактів витокку і стоку; R_3 – опір металізації затвору; $R_{к.н.}$, $C_{к.н.}$ – опір розтікання і ємність області просторового заряду контактних площадок затвору; L_{31} , L_{C1} і L_{B1} – внутрішнькорпусні індуктивності виводів ззовні корпусу транзистора; C_3 , C_C і C_B – ємності між виводами і корпусом транзистора; I – активна область кристала. При їхньому визначенні можна зменшити вплив частини елементів корпусу і пасивної області кристала шляхом використання результатів вимірювання максимального коефіцієнта стійкого підсилення ПТ.

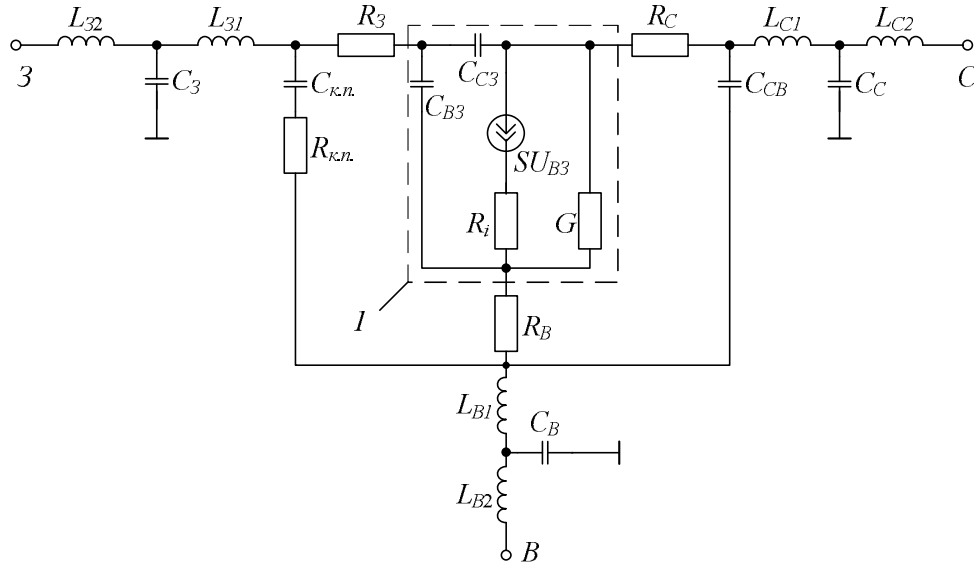


Рис. 5.3. Фізична еквівалентна схема польового транзистора

Визначимо залежність між параметрами кристала ПТ і його максимальним коефіцієнтом стійкого підсилення. З цією метою подамо зв'язок між струмами активної області кристала i_3 , i_C , i_B і напругами між затвором u_3 , стоком u_C , витокком u_B і спільною шиною u вигляді

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_C \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Omega^2}{R_i(1+\Omega^2)} + j \frac{\Omega}{R_i(1+\Omega^2)} + \frac{\Omega\xi}{R_i} & -j \frac{\Omega\xi}{R_i} & -\frac{\Omega^2}{R_i(1+\Omega^2)} - j \frac{\Omega}{R_i(1+\Omega^2)} \\ \frac{S_0}{1+\Omega^2} - j \frac{S_0\Omega}{1+\Omega^2} - j \frac{\Omega\xi}{R_i} & G + j \frac{\Omega\xi}{R_i} & -G - \frac{S_0}{1+\Omega^2} + j \frac{S_0\Omega}{1+\Omega^2} \\ -\frac{\Omega^2 + R_i S_0}{R_i(1+\Omega^2)} - j \frac{\Omega(1 - R_i S_0)}{R_i(1+\Omega^2)} & -G & G - \frac{\Omega^2 + R_i S_0}{R_i(1+\Omega^2)} + j \frac{\Omega(1 - R_i S_0)}{R_i(1+\Omega^2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_3 \\ u_C \\ u_B \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

де $\Omega = \omega/\omega_s$; ω_s – гранична частота за крутизною, $\omega_s = 1/R_i C_{B3}$; S_0 – низькочастотне значення крутизни, $\xi = C_{C3}/C_{B3}$.

Максимальний коефіцієнт стійкого підсилення за потужністю чотиріполюсника пов'язаний з його у-параметрами співвідношенням [11]

$$K_M = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right|. \quad (5.19)$$

З огляду на те, що на частотах $Q < 0,1$, для сучасних НВЧ ПТ справедливі нерівності: $\xi \ll 1$, $S_0 R_i \gg 1$, $S_0 \gg G$, $\Omega^2 \ll 1$ (наприклад, для ПТ,

параметри якого наведені в [12], маємо: $C_{C3}=0,01$ пФ, $C_{B3}=0,5$ пФ, $R_i=3,5$ Ом, $G=1,5 \cdot 10^{-3}$ Ом $^{-1}$; $S_0=33 \cdot 10^{-3}$ Ом $^{-1}$; $\xi=0,02$, $S_0 R_i=0,1155$), на підставі формули (5.19) і елементів рівняння (5.18) знаходимо [13]:

$$K_M^B = \frac{y_{21}^B}{y_{12}^B} = \frac{R_i S_0}{\Omega \xi}; \quad K_M^3 = \frac{y_{21}^3}{y_{12}^3} = \frac{S_0}{G}; \quad K_M^C = \frac{y_{21}^C}{y_{12}^C} = \frac{R_i S_0}{\Omega}. \quad (5.20)$$

Останній вираз справедливий на частотах, де виконується нерівність $\Omega \ll S_0 R_i$. Наприклад, для ПТ, що має вищевказані параметри, ця формула справедлива на частотах $f_{вум} < 1$ ГГц.

Використовуючи (5.20), одержуємо вирази для параметрів активної області кристала ПТ: $C_{C3}=S_0/\omega K_M^B$; $G=S_0/K_M^3$, $C_{B3}=S_0/\omega K_M^C$.

Наведені співвідношення дозволяють також установити зв'язок між максимальними коефіцієнтами стійкого підсилення активної області кристала ПТ у схемах з ЗС і ЗВ $K_M^C/K_M^B = C_{C3}/C_{B3} = \xi$.

Для визначення граничної частоти по крутизні ПТ ω_s і диференціального опору R_i знайдемо вираз для максимального коефіцієнта стійкого підсилення активної області кристала ПТ K_{mf}^3 у схемі з СЗ на частотах, де не виконується нерівність $\Omega < 0,1$. На підставі (5.19) з урахуванням елементів матриці (5.18) знаходимо

$$K_{mf}^3 = \sqrt{(G + G\Omega^2 + S_0)^2 + S_0^2 \Omega^2 / G(1 + \Omega^2)}.$$

З огляду на те, що $G + G\Omega^2 \ll S_0$ на частотах $\Omega < 1$ (наприклад, для вищерозглянутого транзистора на частоті $\Omega < 1$ маємо $G + G\Omega^2 < 1,5 \times 10^{-3} + 1,5 \times 10^{-3} \times 1 = 3 \times 10^{-3}$) запишемо:

$$K_{mf}^3 \approx S_0 / G \sqrt{1 + \Omega^2} = K_M^3 / \sqrt{1 + \Omega^2};$$

$$\omega_s = \omega \left[\left(K_M^3 / K_{mf}^3 \right)^2 - 1 \right]^{-1/2};$$

$$R_i = \frac{\left[\left(K_M^3 / K_{mf}^3 \right)^2 - 1 \right]^{1/2}}{\omega C_{B3}}.$$

Таким чином, для визначення параметрів еквівалентної схеми активної області кристала ПТ необхідно зробити вимірювання коефіцієнта максимально стійкого підсилення активної області кристала ПТ при включенні його з СВ, СС і СЗ.

Максимальний коефіцієнт стійкого підсилення ПТ K_{MT} може відрізнятися від цього коефіцієнта для активної області кристала K_M внаслідок впливу елементів пасивної області кристала і виводів транзистора. Ємності виводів C_B , C_3 , C_C , а також ємність області просторового заряду контактних площадок затвора $C_{к.п}$ і ємність стік-витік через високоомну підкладку C_{CB} для сучасних НВ ПТ складають порядку (0,01–0,1) пФ, що дозволяє зневажити їх впливом, при вимірюванні параметрів ПТ на частотах нижче 1 ГГц. Індуктивності виводів і опору

пасивної частини кристала, що в даній схемі включення ПТ не знаходяться в колі його спільного електрода, можна розглядати як елементи пасивних взаємних чотириполюсників, включених на вході і виході кристала ПТ. Тому вони не впливають на результат вимірювання K_m [14]. Основна похибка вимірювань K_m у цьому випадку залежить від індуктивності й опору, включених у колі спільного виводу ПТ. Величина індуктивностей виводів сучасних НВ ПТ складає менше 1 нГн і їхній реактивний опір на частотах $f_{вим} < 1$ ГГц значно менший опорів R_B , R_3 , R_C , середнє значення яких складає приблизно 5 Ом. Облік цих опорів показує, що величина K_{MT} розглянутого в даній роботі транзистора, на частотах нижче 1 ГГц не більше ніж на 8% менша ніж значення коефіцієнта максимально стійкого підсилення кристала ПТ K_m .

Перевірка отриманих результатів здійснювалася аналітично з використанням параметрів ПТ Шотки, наведених у [3]. На ЕОМ здійснювався розрахунок K_{MT} із використанням повної фізичної еквівалентної схеми ПТ (рис. 5.3). Потім, отримані значення K_{MT} підставлялися в рівняння і визначалися розрахункові значення параметрів кристала ПТ, що порівнювалися з вихідними значеннями цих параметрів. У результаті відносні похибки визначення склали: $\delta C_{C3} = 0,01\%$; $\delta C_{B3} = 6\%$; $\delta G = 4,6\%$; $\delta R_i = 19,2\%$. Найістотніша похибка спостерігається при визначенні опору R_i , що пояснюється впливом на величину коефіцієнта K_{mf} (на частоті 10 ГГц) елементів: $C_{к.л.}$, $R_{к.л.}$, C_{CB} . Була також досліджена можливість використання запропонованого методу для визначення параметрів кристала НЧ транзисторів (типу КП303И). Відносна середньоквадратична похибка визначення їхніх параметрів склали: $\delta C_{C3} = 5\%$, $\delta C_{B3} = 6\%$, $\delta G = 5,2\%$, $\delta R_i = 4,6\%$. Основною причиною похибки методу визначення параметрів НЧ транзисторів (аналогічних КП303) варто вважати велику величину коефіцієнта поділу ємності затвора $\xi = 0,3-0,5$. Підвищити точність визначення можна шляхом врахування повного опору елементів корпусу і пасивної частини кристала, включених у коло спільного виводу ПТ [4].

5.3. Визначення параметрів двозатворного польового транзистора

У роботі [13] обґрунтовано спосіб визначення параметрів еквівалентної схеми активної області кристала однозатворного польового транзистора Шотки (ПТШ1), що базується на результатах вимірювання коефіцієнта максимально стійкого підсилення K_{ms} при різних схемах його включення і дозволяє зменшити вплив частини елементів корпусу і пасивної області кристала. Аналіз структури двозатворного польового транзистора Шотки (ПТШ2) показав [15], що його можна розглядати як два однозатворних ПТШ1, стік одного з яких з'єднаний із витоком другого ПТШ. Це дозволяє ставити задачу використання способу визначення параметрів однозатворних ПТШ при знаходженні ряду параметрів

фізичної еквівалентної схеми двозатворних ПТШ.

Розв'язання цієї задачі можливе у випадку, якщо визначені коефіцієнти максимально стійкого підсилення K_{msi} однозатворних ПТШ1, що утворюють ПТШ2. Покажемо, що за певних умов величину K_{msi} можна визначити за результатами вимірювання K_{ms} двозатворного ПТШ2, включеного як чотириполюсник.

Розглянемо чотири варіанти включення ПТШ2, як чотириполюсника, у вигляді каскадного з'єднання однозатворних ПТШ, що утворюють його (рис. 5.4).

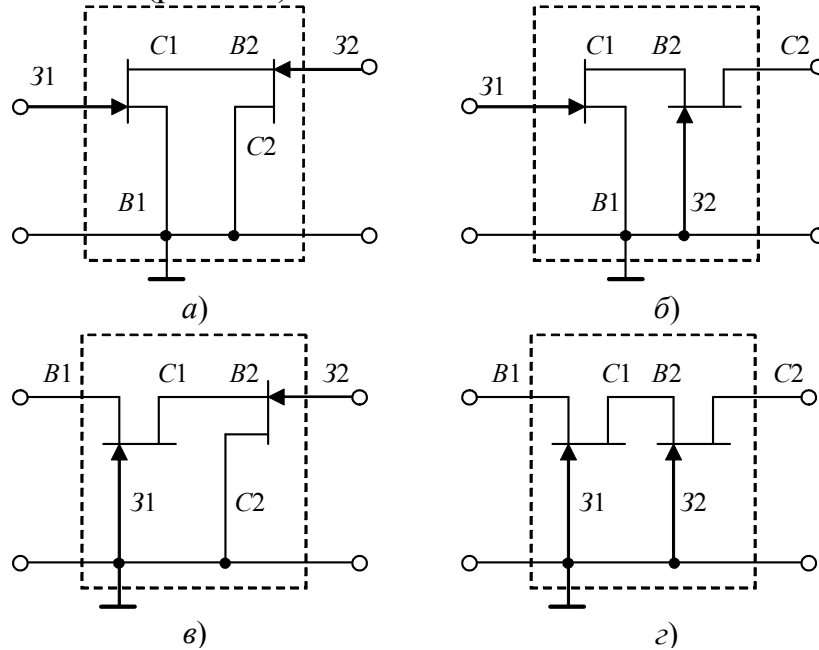


Рис. 5.4. Схема включення ПТШ2, як чотириполюсника, утвореного каскадним включенням двох однозатворних ПТШ

Визначимо коефіцієнт K_{ms} максимально стійкого підсилення потужності чотириполюсника, утвореного каскадним з'єднанням N чотириполюсників. Підсумкова ланцюгова $\|ABCD\|_N$ матриця такого з'єднання дорівнює добутку $\|ABCD\|_i$ матриць утворювальних чотириполюсників [16]:

$$\|ABCD\|_N = \prod_{i=1}^N \|ABCD\|_i, \quad i = 1, 2, 3 \dots N. \quad (5.21)$$

Перетворивши матрицю (5.21) у матрицю передачі, знаходимо $\|T\|_N = \prod_{i=1}^N \|T\|_i$, де $\|T\|_i$ – матриця передачі i -го каскаду. З огляду на те, що $k_{msi} = 1/\Delta T_i$ [4], де ΔT_i – визначник матриці $\|T\|_i$, отримаємо

$$k_{msN} = \prod_{i=1}^N k_{msi}. \quad (5.22)$$

На підставі (5.22) знаходимо коефіцієнти максимально досяжного

підсилення на межі стійкості для різних схем включення ПТШ2

$$\begin{aligned} K_{ms}^{B1C2} &= \frac{K_{ms}^{B1}}{K_{ms}^{C2}}; & K_{ms}^{31C2} &= \frac{K_{ms}^{31}}{K_{ms}^{C2}}; \\ K_{ms}^{B132} &= K_{ms}^{B1} K_{ms}^{32}; & K_{ms}^{3132} &= K_{ms}^{31} K_{ms}^{32}, \end{aligned} \quad (5.23)$$

де верхні індекси вказують на електроди ПТШ2, включені в спільну шину.

Система рівнянь (5.23) є тотожною ($K_{ms}^{B1C2} K_{ms}^{3132} = K_{ms}^{B132} K_{ms}^{31C2}$), що не дозволяє розв'язати її відносно K_{msi} .

Розв'язання цієї задачі можливе, шляхом використання залежності коефіцієнта K_{ms}^Z чотириполюсника від значення опору Z , включеного в його спільний вивід. У цьому випадку провідності прямої і зворотної передачі новоутвореного чотириполюсника дорівнюватимуть [16]:

$$Y_{21} = \frac{y_{21} - Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (5.24)$$

$$Y_{12} = \frac{y_{12} - Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}, \quad (5.25)$$

де y_{21} і y_{12} – провідності прямої і зворотної передачі чотириполюсника при $Z=0$; Δy – визначник матриці провідності чотириполюсника.

Поділивши (5.24) на (5.25), з урахуванням $K_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$ [13], знаходимо

$$K_{ms}^Z = \left| \frac{y_{21} - Z\Delta y}{y_{12} - Z\Delta y} \right|. \quad (5.26)$$

З (5.26) випливає, що якщо $Z \rightarrow \infty$, $K_{ms}^Z \rightarrow 1$.

Таким чином, якщо в схемі на рис. 5.4а розірвати по змінному струму вивід 32 ($Z_{C2} = \infty$), отримаємо $K_{ms}^{C2} = 1$ і з (5.23) знаходимо

$$K_{ms}^{B1C1}(Z_{C2} = \infty) = K_{ms}^{B1}.$$

Аналогічно отримаємо

$$\begin{aligned} K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty) &= \frac{1}{K_{ms}^{C2}}; \\ K_{ms}^{3132}(Z_{31} = \infty) &= K_{ms}^{32}; \\ K_{ms}^{B1C2}(Z_{B1} = \infty) &= \frac{1}{K_{ms}^{C2}}; \\ K_{ms}^{B132}(Z_{32} = \infty) &= K_{ms}^{B1}; \\ K_{ms}^{3132}(Z_{32} = \infty) &= K_{ms}^{31}; \\ K_{ms}^{31C2}(Z_{C2} = \infty) &= K_{ms}^{31}; \\ K_{ms}^{B132}(Z_{B1} = \infty) &= K_{ms}^{32}. \end{aligned} \quad (5.27)$$

З огляду на те, що ряд параметрів фізичної еквівалентної схеми ПТШ1 однозначно можуть бути визначені через коефіцієнти максимально стійкого підсилення, які виміряні в різних схемах включення ПТШ1 [13],

на підставі (5.20) знаходимо [17]:

$$\begin{aligned}
G^{(1)} &= \frac{S_0}{K_{ms}^{31C2}(Z_{C2} = \infty)} = \frac{S_0}{K_{ms}^{3132}(Z_{32} = \infty)}; \\
G^2 &= \frac{S_0}{K_{ms}^{B132}(Z_{B1} = \infty)} = \frac{S_0}{\omega K_{ms}^{B1C2}(Z_{C2} = \infty)}; \\
C_{C3}^{(1)} &= \frac{S_0 K_{ms}^{B132}(Z_{32} = \infty)}{S_0 K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty)}; \\
C_{B3}^{(2)} &= \frac{S_0 K_{ms}^{B1C2}(Z_{B1} = \infty)}{S_0 K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty)}; \\
f_T^{(2)} &= \frac{f_{вум}}{K_{ms}^{B1C2}(Z_{B1} = \infty)} = \frac{f_{вум}}{K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty)}; \\
R_i^{(2)} &= \frac{\left\{ \left[K_{ms}^{B132}(Z_{B1} = \infty) / K_{msf}^{B132}(Z_{B1} = \infty) \right]^2 - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\omega C_{B3}^{(2)}} = \\
&= \frac{\left\{ \left[K_{ms}^{3132}(Z_{32} = \infty) / K_{msf}^{3132}(Z_{32} = \infty) \right]^2 - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\omega C_{B3}^{(2)}}. \tag{5.28}
\end{aligned}$$

У такий спосіб невизначеними залишаються параметри $R_i^{(1)}$, $C_{B3}^{(1)}$, $C_{C3}^{(2)}$ і $f_T^{(1)}$.

Для знаходження $C_{C3}^{(2)}$, розв'язуючи систему (5.28), знаходимо

$$\frac{1}{K_{ms}^B} + \frac{1}{K_{ms}^3} + \frac{1}{K_{ms}^C} = \frac{G + \omega(C_{C3} + C_{B3})}{S_0}. \tag{5.29}$$

З огляду на те, що для сучасних ПТШ1 і ПТШ2 справедливе $C_{B3} \gg C_{C3}$ [13, 18] і використовуючи співвідношення (5.27, 5.29) отримаємо

$$K_{ms}^{B2} = \frac{S_0^{(2)} K_{ms}^{32} K_{ms}^{C2}}{\left(G^{(2)} + \omega C_{B3}^{(2)} \right) K_{ms}^{32} K_{ms}^{C2} - S_0^{(2)} \left(K_{ms}^{C2} + K_{ms}^{32} \right)}. \tag{5.30}$$

З урахуванням (5.28) і (5.30) знаходимо

$$C_{3C}^{(2)} = \frac{S_0^{(2)}}{\omega K_{ms}^{B2}}.$$

Значення ємності $C_{B3}^{(1)}$ можна визначити шляхом вимірювання ємності $C_{ex}^{(1)}$ між выводами 31 і В1 на частотах $\Omega_S \ll 1$, що з урахуванням нерівності $C_{C3}^{(1)} \ll C_{B3}^{(1)}$, дозволяє вважати, що $C_{ex}^{(1)} \approx C_{B3}^{(1)}$. У цьому випадку

значення $R_i^{(1)} = \frac{1}{\omega_S^{(1)} C_{B3}^{(1)}}$, а $f_T^{(1)} = \frac{S_0}{2\pi C_{3B}^{(1)}}$ [13].

Перевірка отриманих результатів здійснена експериментально з використанням параметрів ПТШ, наведених у [18]. Двозатворний ПТШ моделювався у вигляді каскадного з'єднання однозатворних ПТШ, шляхом з'єднання стоку одного з них із витоком іншого.

У процесі експерименту здійснювалися вимірювання K_{msi} каскадного з'єднання утвореної структури, розраховувалися її параметри з використанням вище наведених аналітичних виразів, що потім порівнювалися зі значеннями параметрів однозатворних ПТШ (табл. 5.2).

Таблиця 5.2

Порівняння розрахованих параметрів структури каскадного з'єднання зі значеннями параметрів однозатворних ПТШ

Об'єкт дослідження	Параметр фізичної еквівалентної схеми ПТШ									
	$G^{(1)}$	$G^{(2)}$	$C_{C3}^{(1)}$	$C_{C3}^{(2)}$	$C_{B3}^{(1)}$	$C_{B3}^{(2)}$	$f_T^{(1)}$	$f_T^{(2)}$	$R_i^{(1)}$	$R_i^{(2)}$
	Ом ⁻¹ ·10 ⁻³		пФ		пФ		ГГц		Ом	
Однозатворний ПТШ ЗП321А	15	–	0,01	–	0,5	–	8	–	3,5	–
Відносна середньоквадратична похибка для ПТШ1, %	4,6	–	0,01	–	6	–	8	–	19,2	–
Модель двозатворного ПТШ	16	15,5	0,012	0,014	0,45	0,52	7,3	7,6	4,2	4,7
Відносна середньоквадратична похибка для моделі ПТШ2, %	7	3	20	4	10	4	8,7	5	20	5,7

Результати вимірювання параметрів ПТШ2 у межах (4–20)% відрізняються від результатів вимірювання параметрів ПТШ1. Причому найістотніша відмінність спостерігається для ємності $C_{C3}^{(1)}$ і граничної частоти $f_T^{(1)}$, що пояснюється впливом пасивних ємностей кристала ПТШ2.

Запропонований метод визначення параметрів активної області кристала ПТШ2 не вимагає здійснення режиму короткого замикання або знання фізичних параметрів матеріалу кристала. У процесі визначення вимірюються тільки потужність і частота сигналу.

Перелік літератури, використаної в розділі 5

1. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977.
2. Столярский Э. Измерение параметров транзисторов. - М., Советское радио, 1976.
3. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, И.Ф. Николаевского. - М., Советское радио, 1968. – 504 с.
4. Аронов В.Л., Федотов Я.А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. – М.: Высшая школа, 1975.
5. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978.
6. Спиридонов А.С. Основы теории транзисторов. – К.: Техніка, 1975.
7. Терешин А.Е., Сафронов В.А. Справочник по эксплуатации радиоизмерительных приборов. – К.: Техніка, 1969.
8. Силаев М.А., Брунцев С.Ф. Приложение матриц и графиков к анализу СВЧ устройств. – М.: Советское радио, 1970.
9. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981.
10. Валиев К.А., Пашинцев Ю.И., Петров Г.В. Применение контакта металл-полупроводник в электронике. – М.: Радио и связь, 1981. –304 с.
11. Анализ и расчет интегральных схем / Под ред. Д. Лина. Ч.1: Пер. с англ. – М.: Мир, 1969. - 370 с.
12. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ / Под ред. В.С. Эткина: Пер. с англ. – М.: Мир, 1979. – 444 с.
13. Филинюк Н.А. Активные УКВ фильтры. –М.: Радио и связь, 1984. – 268 с.
14. Филинюк Н.А., Песков С.Н., Павлов С.Н. Определение параметров физической эквивалентной схемы высокочастотных транзисторов // Изв. МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1982, – Т. 25, № 12. – С. 38–43.
15. Man G.S.F. A microwave model for the dual-gate GaAs MESFET. // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Los Angeles, June. – 1981. – P. 43–45.
16. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ; Под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнера. – М: Связь, 1971. – 240 с.
17. Филинюк Н.А., Гаврилов Д.В. Определение параметров физической эквивалентной схемы двухзатворного полевого транзистора Шоттки // Радиоэлектроника. – 2004. – №11. – С. 71–75.
18. Филинюк Н.А. Экспериментальное определение граничной частоты активной области кристалла полевого транзистора // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1987. – № 12. – С. 90–92.

Розділ 6. Вимірювання імпедансних характеристик негатронів

6.1. Резонансні методи вимірювання повного опору

Вимірювання повного опору резонансним методом засновано на використанні властивості коливальних контурів різко змінювати поблизу резонансу струм чи напругу при незначній зміні опору. Негатрон з компенсуючим резистором, включається у вимірювальний коливальний контур, що складається з зосереджених сталей, як один з його елементів. У ряді випадків (на метрових і дециметрових хвилях) контури складають з відрізків ліній з розподіленими сталими.

Застосування знаходять різні резонансні методи [1]. Одні з них засновані на порівнянні вимірюваного опору з еталонним, інші – на вимірюванні характеристик резонансних контурів: власної (резонансної) частоти коливань, добротності і т.д. Окремі методи зустрічаються в різних варіантах, що відрізняються один від одного схемою індикатора і місцем його включення.

В усіх резонансних методах установка, як правило, складається з трьох частин: спеціального вимірювального генератора (рис. 6.1), трансформатора зв'язку і вимірювального кола. При використанні генератора схема може бути симетричною і несиметричною. У несиметричній схемі первинна і вторинна котушки з'єднані між собою заземленим дротом (показано на рис. 6.1 пунктиром). Вимірювальне коло специфічне в кожному з методів і наводиться нижче при їхньому розгляді.

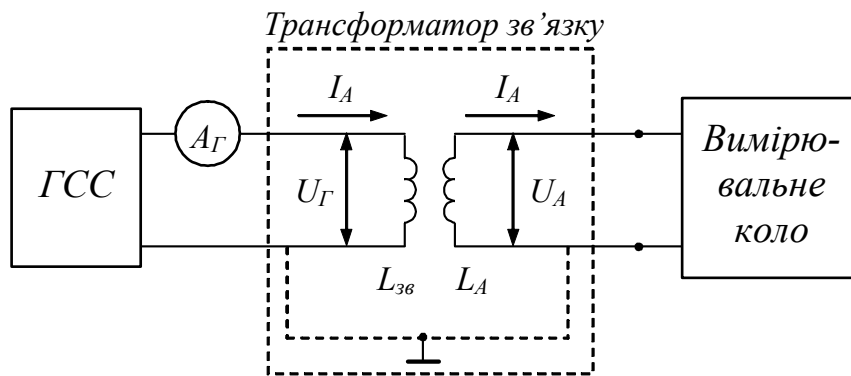


Рис. 6.1. Вимірювальна схема, що реалізує резонансний метод

Схема вимірювального кола установки, застосовуваної при вимірюваннях за методом додаткового опору, показана на рис. 6.2а.

Процес вимірювань такий.

При закороченому опорі R_E вимірюваний опір з'єднують з вимірювальним генератором (ГСС), настроєним на робочу частоту радіостанції (схема на рис. 6.2а), і настроюють коло у резонанс за допомогою варіометра L_B , індуктивності L_A чи ємності C_A . Зв'язок між котушками $L_{зв}$ і L_A повинен бути мінімальним. Записують показання:

амперметра A_G (струм I_G), включеного в коло ГСС (див. рис. 6.2а), амперметра A_A (струм I_A), величини ємності настроювання C_A чи індуктивності котушки L_A і варіометра L_B .

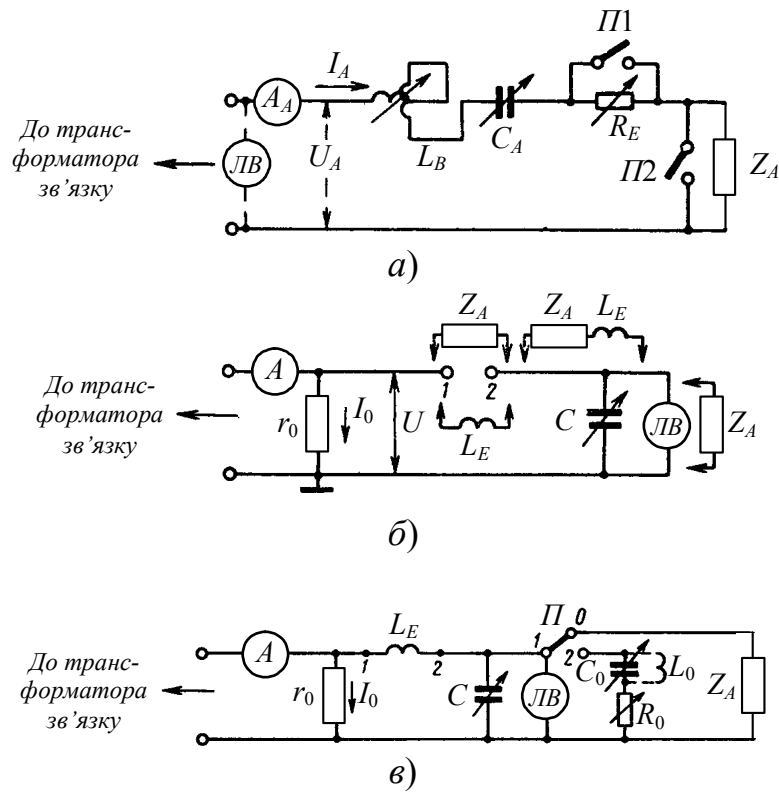


Рис. 6.2. Вимірювальні кола, що реалізують метод з додатковим опором

При введеному опорі R_E , збільшуючи зв'язок між котушками $L_{зв}$ і L_A , встановлюють попереднє значення струму I_G і записують значення отриманого струму I_{A1} .

За даними цих вимірювань визначають активний опір всіх елементів вимірювального кола за формулою

$$R'_A = \frac{R_E}{\frac{I_A}{I_{A1}} - 1}$$

Повторюють зазначені вище вимірювання для $Z_A=0$ і відмічають нові значення струмів I_A , I''_A і величини ємності C'_A чи індуктивності L'_A і варіометра L'_B . Визначають внесений опір $R_{вн}$ вимірювального кола за формулою

$$R_{вн} = \frac{R_E}{\frac{I'_A}{I''_A} - 1}$$

Активна складова опору Z_A , таким чином, визначається за формулою

$$R_A = R'_A - R_{вн}$$

Реактивна складова опору Z_A визначається за даними вимірювань ємностей C_A і C'_A чи індуктивностей L_A, L'_A, L_B, L'_B за формулою

$$X_A = 530\lambda \left(\frac{1}{C_A} - \frac{1}{C'_A} \right), \text{ Ом}$$

чи

$$X_A = \frac{1880}{\lambda} (L_A + L_B - L'_A - L'_B),$$

де C_A, L_A, L_B – ємність і індуктивності для $Z_A \neq 0$, пФ, мкГн, C'_A, L'_A, L'_B – ємність і індуктивності для $Z_A = 0$, пФ, мкГн, λ – довжина хвилі, м.

Метод додаткового опору характеризується простою схемою і простим безпосереднім відліком вимірюваного опору. Однак він не позбавлений недоліків. Основними з них є:

1) порівняно велика похибка вимірювань, особливо при близьких значеннях струмів I'_A і I''_A , що відповідає великим значенням опору R_A ;

2) знижена чутливість приладу при великих значеннях R_A , тому що в цьому випадку для помітної зміни струму I_A доводиться включати дуже високоомний додатковий опір R_E і значення струму I_A виходить малим;

3) для підтримки постійною напруги U_A необхідно працювати з дуже малими значеннями зв'язку між котушками $L_{зв}$ і L_A , що знижує чутливість і завадостійкість приладу (від зовнішніх джерел ЕРС);

4) у величину R_A входять активні опори амперметра A_A , котушки зв'язку L_A і змінної еталонної реактивності. Сума зазначених опорів повинна бути заздалегідь відома для будь-якої частоти, оскільки її потрібно відняти з вимірюваної величини R_A .

Для вимірювання вхідного опору на порівняно низьких радіочастотах застосовують куметри. Принцип вимірювання в цьому випадку ґрунтується на тому, що в послідовному резонансному контурі, що складається з ємності C і індуктивності L , напруга на ємності в Q раз більша прикладеної до затискачів контура ЕРС. Величина Q – це добротність контура, дорівнює

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R},$$

де L – індуктивність котушки, R – активний опір котушки і підвідних провідників.

Конденсатор вважається ідеальним, тобто не має втрат.

Визначивши добротність досліджуваного контура Q , знаючи ємність конденсатора C і частоту резонансу ω_0 , можна визначити активну і реактивну складові опори елементів, включених у контур, за формулами

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C}, \quad (6.1)$$

$$R = \frac{\omega_0 L}{Q}. \quad (6.2)$$

Схема вимірювального кола установки за методом куметра показана на рис. 6.2б. Можливі три способи вимірювання 1) досліджуваній опір Z_A підключається безпосередньо до затискачів 1–2; 2) досліджуваній опір Z_A підключається до затискачів 1–2 послідовно з еталонною індуктивністю L_E ; 3) до затискачів 1–2 підключається еталонна індуктивність L_E , досліджуваній опір Z_A підключається паралельно ємності C .

У першому випадку вимірюється напруга U на опорі r_0 чи струм I_0 і напруга U_{Cp} на конденсаторі C в момент резонансу.

За цими даними вимірювань добротність контура обчислюється за формулою

$$Q = \frac{U_{Cp}}{U}.$$

Знаючи Q і C за формулами (6.1) і (6.2), визначаємо L і R .

В другому і третьому випадках вимірювання проводять у такий спосіб: спочатку індуктивність L_E підключають до затискачів 1 і 2 і на необхідній частоті визначають добротність контура, що складається з цієї індуктивності і ємності куметра C . Нехай ця добротність дорівнює Q' , а ємність на резонансній частоті – C' . Далі підключають досліджуваній опір Z_A або послідовно з еталонною індуктивністю L_E , або паралельно конденсатору C . Потім знову роблять налаштування всього контура в резонанс на частоті генератора і визначають добротність усього контура Q'' і ємність конденсатора C'' .

За отриманими даними можна розрахувати активну і реактивну складові досліджуваного опору Z_A . Для схеми послідовного включення Z_A і L_E

$$\begin{aligned} Z_A &= R_A + jX_A, \\ R_A &= \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{Q''C''} - \frac{1}{Q'C'} \right), \\ X_A &= \frac{1}{\omega} \frac{C' - C''}{C'C''}. \end{aligned} \quad (6.3)$$

Для $C' > C''$ реактивний опір X_A має індуктивний характер, для $C' < C''$ – ємнісний характер. З (6.3) може бути визначена відповідно індуктивність L_A чи ємність C_A досліджуваного опору Z_A .

Для схеми паралельного включення Z_A і C

$$\begin{aligned} Z_A &= \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega C R}, \\ C_A &= C' - C'', \\ R_A &= \frac{Q'Q''}{Q' - Q''} \frac{1}{\omega C'}. \end{aligned}$$

Часто вимірювання опору Z_A за методом куметра виконують за

допомогою вимірювального кола, зібраного за схемою рис. 6.2в. Вимірювання в цьому випадку проводять у такому порядку. Перемикач Π ставлять у положення 0 і, ввімкнувши в такий спосіб досліджуваній опір Z_A паралельно конденсатору C куметра, настроюють контур куметра в резонанс на досліджуваній частоті і визначають добротність Q . Одночасно фіксують напругу U_{Cp} і струм I_0 . Далі перемикач Π ставлять у положення 2, перемикаючи тим самим з досліджуваного опору Z_A на еталонні опори R_0 , C_0 чи L_0 (у залежності від знака досліджуваної реактивності). Значення останніх підбирають таким чином, щоб одержати при тому ж значенні струму I_0 добротність контура Q' і напругу на конденсаторі U_{Cp} .

Значення опору Z_A визначають через отриману величину R_0 , C_0 чи L_0 . У випадку ємнісного характеру реактивної складової опору

$$Z_A = R_0 - j \frac{1}{\omega C_0}.$$

У випадку індуктивного характеру реактивної складової вхідного опору

$$Z_A = R_0 + j\omega L_0.$$

Промисловість випускає куметри від найнижчих частот діапазону наддовгих хвиль до частот порядку 300 МГц. Однак на частотах понад 3...5 МГц точність вимірювань мала. Вважається, що: 1) починає істотно позначатись вплив з'єднувальних проводів, що підключаються між куметром і Z_A ; 2) знижується точність еталонних опорів. Тому зазвичай застосування куметрів для вимірювання опорів Z_A обмежується тільки діапазоном довгих і середніх хвиль.

За допомогою куметрів порівняно просто виміряти низькоомні і високоомні активні опори. Добротність контура з середньоомними опорами настільки знижується, що їхнє вимірювання за допомогою куметра стає важким чи навіть практично неможливим. При вимірюваннях з куметром, так само як і з іншими вимірювальними приладами, заземлення необхідно виконувати дуже ретельно.

Для вимірювання вхідного опору можна використовувати метод, що ґрунтується на застосуванні другого закону Кірхгофа. За цим методом застосовуються схеми, у яких вимірюваний і еталонний опори включені паралельно (рис. 6.3) і струми вимірюються окремо в кожній з паралельних галузей. Повна схема установки, як і в інших методах, відповідає рис. 6.1.

Регулюючи значення еталонного опору R_E (рис. 6.3а) до повного збігу значень струмів у гілках ($I_x = I_E$), одержимо рівність модулів вимірюваного й еталонного опорів

$$|Z_x| = R_E.$$

Основним недоліком схеми рис. 6.3а є те, що вона дозволяє виміряти лише модуль комплексного опору. Щоб виміряти і фазу комплексного опору, схему вимірювань потрібно ускладнити. Для цієї

мети, зокрема, може бути використана схема рис. 6.3б, що одержала назву схеми трьох амперметрів, відповідно до якої вимірюються не тільки струми в гілках, але і загальний струм.

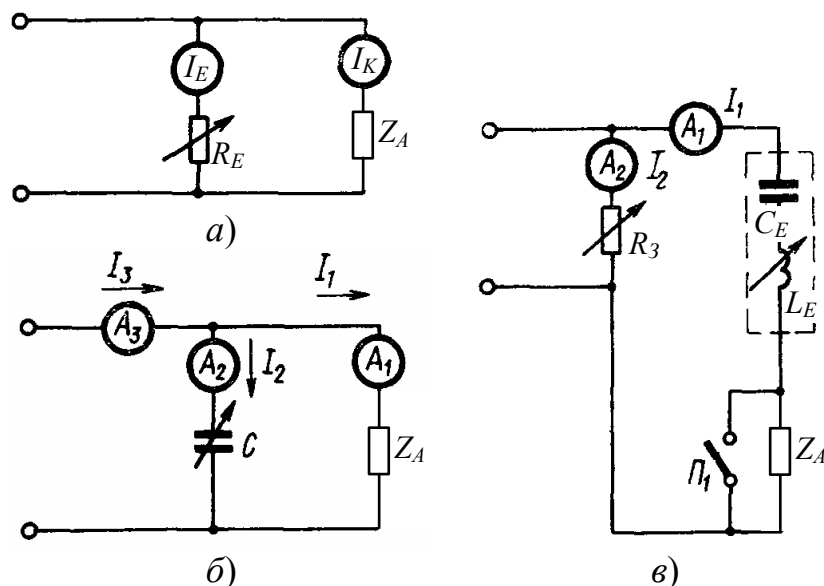


Рис. 6.3. Вимірвальні схеми, що використовують метод заснований на другому законі Кірхгофа

Якщо виміряти величини струмів I_1 , I_2 , I_3 , то модуль повного вимірюваного опору

$$|Z_A| = \frac{1}{\omega C} \frac{I_2}{I_1},$$

а фаза

$$\varphi = \arcsin \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_2} \left[1 + \left(\frac{I_2}{I_1} \right)^2 - \left(\frac{I_3}{I_1} \right)^2 \right].$$

Запропоновано ряд приладів для вимірювань Z_A , що використовують метод розгалуження струмів [2]. У деяких з них використовується даний метод як у чистому вигляді, так і в поєднанні з методами резонансу і заміщення [3]. Принципова схема вимірвального кола приладу, заснованого на методі розгалуження струмів у поєднанні з методами резонансу і заміщення, показана на рис. 6.3в. Вимірювання в цьому випадку виконуються в такий спосіб.

Спочатку при підключеному Z_A зміню X_E (складається з послідовно з'єднаної ємності C_E й індуктивності L_E) добиваються резонансу на заданій частоті у вимірвальному колі і фіксують значення ємності конденсатора C'_E . Потім зміню еталонного опору R_E добиваються однакових показань I_1 і I_2 . Позначимо еталонний опір, що відповідає рівності струмів I_1 і I_2 , через R'_E ; він вкаже вимірюваний активний опір з врахуванням втрат в еталонних реактивностях (ємності C_E й індуктивності

L_E). Далі закорочують Z_A за допомогою перемикача Π і коло, що складається тепер тільки з еталонної ємності й індуктивності, знову настроюють у резонанс зміною тільки ємності C_E . Нове значення еталонної ємності C''_E фіксують. При цьому регулюють опір R_E до одержання однакових струмів I_1 і I_2 . Отримане значення R''_E буде дорівнювати сумі опорів втрат у котушці індуктивності L_E і конденсаторі C_E . Таким чином, активний опір

$$R_A = R'_E - R''_E.$$

Реактивний опір антени

$$X_A = \frac{1}{j\omega C'_E} - \frac{1}{j\omega C''_E} = X_{C'_E} - X_{C''_E}.$$

Слід зазначити, що метод розгалуження струмів може знайти застосування, головним чином, для вимірювання опору Z_A на довгих і середніх хвилях, оскільки в цих діапазонах струми в розгалужених ланцюгах можуть бути виміряні досить точно.

6.2. Вимірювання імпедансних характеристик за допомогою вимірювальних ліній

6.2.1. Вимірювальні лінії

Вимірювальні лінії слугують для вимірювання параметрів двополюсників і чотирьополісників, підключених до їх вихідного кінця. Поперечні перерізи найрозповсюдженіших конструкцій вимірювальних ліній дециметрового і сантиметрового діапазонів хвиль показані на рис. 6.4. [4].

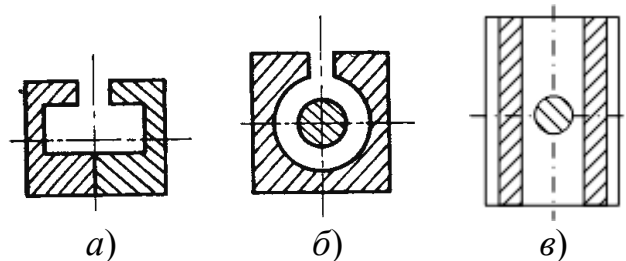


Рис. 6.4. Поперечні перерізи хвилевідної (а), коаксіальної (б) і симетричної смугової (в) вимірювальних ліній

Вимірювальна лінія має щілину, у якій розташований зонд, що реєструє електричне поле всередині лінії. Зонд забезпечено механізмами для переміщення вздовж щілини і зміни глибини занурення. Безпосередньо з зондом з'єднується детектор. На лінії встановлюється відліковий пристрій для фіксації місця положення зонда. Щілина в хвилевідній вимірювальній лінії прорізається в центрі широкої стінки (рис. 6.4а), тобто вздовж ліній струму, що тече по його внутрішній поверхні. У коаксіальній лінії (рис. 6.4б) щілина прорізається вздовж осі в будь-якому місці по периметру. У симетричній смуговій лінії (рис. 6.4в) щілина не прорізається, а зонд рухається між металевими поверхнями вздовж осі

лінії. На кінцях вона має переходи на коаксіальний хвилевід.

Для зменшення реактивної неоднорідності, що внесена щілиною в лінію, її роблять вузькою та звуженою на кінцях. Електричне поле хвилеводу проникає в щілину, і, якщо стінка не буде мати досить велику товщину, то, по-перше, воно пошириться в зовнішній простір, що викликає втрату потужності на випромінювання, і, по-друге, зовнішні поля потраплять в лінію, що призведе до зниження завадостійкості вимірювального тракту. У вимірювальній лінії, як правило, використовується зонд штирьового типу, що реагує тільки на електричне поле. Конструкція такого зонда показана на рис. 6.5. Зонд з'єднується з полем лінії за допомогою тонкого провідника (штиря) 1, глибина занурення штиря в лінію регулюється гвинтом 2. Для збільшення чутливості зонда детекторна камера з напівпровідниковим діодом 4 настраюється в резонанс поршнем 3. Продетектований сигнал через прохідний конденсатор 5 виводиться до індикатора.

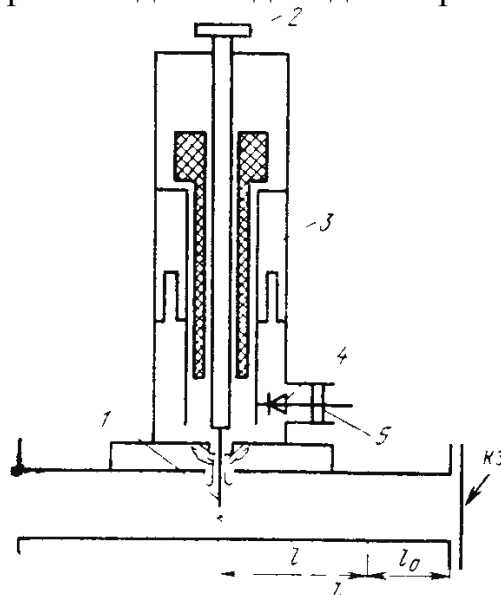


Рис. 6.5. Конструкція зонда вимірювальної лінії

Вимірювальні лінії випускаються у вигляді коаксіальної, прямокутної і симетрично-смугової конструкцій. Їхні основні характеристики наведені в табл. 6.1 [5]. Для проведення калібрування і вимірювань у комплект лінії включаються короткозамикач і атестоване узгоджене навантаження. Коаксіальні вимірювальні лінії використовуються на частотах від 100 до 20000 МГц і мають власний $K_{cm U}=1,04-1,07$ і похибку вимірювання для $K_{cm U}=2-3$ не більше 10%. Хвилеводні вимірювальні лінії мають прямокутний переріз, використовуються на частотах вище 1000 МГц, мають власний $K_{cm U}=1,02-1,03$ і похибку вимірювання для $K_{cm U}=2-3$ не більше 7%. Фактичний діапазон вимірюваних значень $K_{cm U}$ за допомогою вимірювальних ліній, наведений у табл. 6.1, значно ширший, ніж зазначено в паспорті на лінію. Вимірювання малих $K_{cm U}$ обмежено зміною глибини

занурення зонда при русі каретки і власним $K_{cm U}$ вимірювальної лінії. Труднощі вимірювання великих $K_{cm U}$ пов'язані з вимірюванням великого діапазону амплітуд електричного поля і відбиттями від зонда, що малі в мінімумі, але великі в точках максимуму. При роботі з лінією варто користуватися чутливими індикаторами (мікроамперметрами і вимірювальними підсилювачами). У цьому випадку можна забезпечити квадратичність характеристики детектування і виключити похибки, пов'язані з її обліком.

Таблиця 6.1

Типи і характеристики вимірювальних ліній

Тип приладу	Діапазон частот, ГГц	Власний K_{CXH}	Нерівномірність зв'язку зонда, %	Клас
Коаксіальний тракт				
P1-17	0,5–3	1,04	2,0	II
P1-18	2–12,4	1,07–1,1	3,0	III
P1-22	1–7,5	1,025–1,07	1,2	II
P1-3	2,5–10,35	1,07	2,0	III
P1-25	1–3	1,04		III
Хвилевідний тракт				
P1-11	6,85–9,93	$\leq 1,02$	$< 1,4$	II
P1-20	8,24–12,05	$\leq 1,02$	$< 1,4$	II
P1-19	12,05–17,44	$< 1,02$	$< 1,4$	II
P1-19/1	11,55–16,66	$< 1,02$	$< 1,4$	II
P1-13A	17,44–25,86	$\leq 1,02$	$< 1,4$	II

Перевірка і градування вимірювальної лінії здійснюється в такий спосіб [6]. Перед початком вимірювання необхідно переконатися в достатній щільності контактів (достатній електричній і механічній герметичності) у місцях з'єднань окремих вузлів вимірювального тракту. Неякісні контакти є джерелами похибок вимірювання через відбиття і випромінювання. Необхідно також уникати розміщення зонда вимірювальної лінії біля кінців щілини, тому що в цих місцях можливі зміни структури поля, що збільшують похибку вимірювання. При перевірці вимірювальної лінії до її вихідного кінця підключається короткозамикаючий пристрій, і якщо вона справна, то при переміщенні зонда амплітуди сигналів у максимумах і мінімумах стоячої хвилі повинні точно повторюватися за величиною. Якщо якість вимірювальної лінії невисока, то будуть спостерігатися невеликі зміни в відліках, що повинні враховуватися при вимірюваннях з метою зменшення похибок. Напруги в точках мінімуму при цьому повинні бути близькі до нуля. Наявність помітного сигналу в мінімумі свідчить про існування побічного випромінювання чи генератора або недостатньо щільний контакт в місцях

короткого замикання.

Надзвичайно важливо не допускати глибокого занурення зонда всередину лінії. Занурений глибоко в лінію зонд викликає відбиття, величина яких більша в точках максимуму і менша в точках мінімуму, що позначається на результатах вимірювання. Крім того, при глибокому зануренні зонда в лінію до детектора можуть підводитися великі сигнали, при яких робота відбувається за межами квадратичної ділянки вольт-амперної характеристики, що також небажано.

Ділянка квадратичного детектування для напівпровідникових детекторів обмежена рівнем потужності $10^{-6} \dots 10^{-7}$ Вт, що вимагає використання індикаторів, розрахованих на вимірювання струмів менше 10 мкА. Мінімумально вимірюваний сигнал обмежений шумами детектора. Відбиття від зонда перевіряються за допомогою додаткової вимірювальної лінії. При цьому досліджувана лінія навантажується на добре узгоджене навантаження і вимірюється її коефіцієнт відбиття при різній глибині занурення зонда.

Для підвищення точності вимірювань знімають графік амплітудної характеристики детектора і користуються ним при виконанні вимірювань. Зауважимо, що форма цього графіка залежить не тільки від рівня сигналу, що підводиться до діода, але і від глибини занурення зонда, оскільки еквівалентний опір зонда, як джерела сигналу, змінюється від глибини його занурення. Звичайно цей вплив невеликий. Помітніший вплив на амплітудну характеристику детектора чинить опір ланцюга вимірювального приладу. У процесі вимірювання він не повинен змінюватися, якщо не виконується переградування детектора. Необхідно також мати на увазі, що напівпровідникові діоди змінюють свої характеристики з часом і від температури. Перевірку основної похибки вимірювання K_{cmU} і фази коефіцієнта відбиття за допомогою вимірювальної лінії проводять у такий спосіб. Підключають до вимірювальної лінії зразкові навантаження з $K_{cmU}=1,2$ і 2 і припустимим розкидом $\pm 0,05$ і $\pm 0,1$ відповідно.

За результатами вимірювань обчислюють похибку вимірювання K_{cmU}

$$\delta_{K_{cmU}} = \pm \frac{K'_{cmU} - K_{cmU}^0}{K_{cmU}^0} \cdot 100\%,$$

де K'_{cmU} – вимірюване значення; K_{cmU}^0 – паспортне значення коефіцієнта стоячої хвилі зразкової міри (навантаження).

Похибка вимірювання фази $\Delta\varphi$ обчислюється за формулою

$$\Delta\varphi = \pm |\varphi_{вим} - \varphi_{ет}|,$$

де $\varphi_{вим}$ – результат вимірювання; $\varphi_{ет}$ – паспортне значення зразкової міри (рухомого навантаження, фазообертача чи рухомого короткозамикача). Фаза коефіцієнта відбиття зразкової міри повинна змінюватися не менше ніж на 180° .

6.2.2. Загальні вимоги до засобів вимірювання

Оснoву засoбів вимірювання коефіцієнта відбиття і повного опору (рис. 6.6) складає вимірювальний тракт, що включає в себе лінію передачі з підключеними до неї генератором 1, частотоміром 2, вимірювальним 4 і індикаторним 5 пристроями й об'єктом вимірювання 6, навантаженим на узгоджене навантаження 7. КСХН вимірювального тракту не повинен перевищувати 1,3 для хвилевідних і 1,5 для коаксіальних ліній.

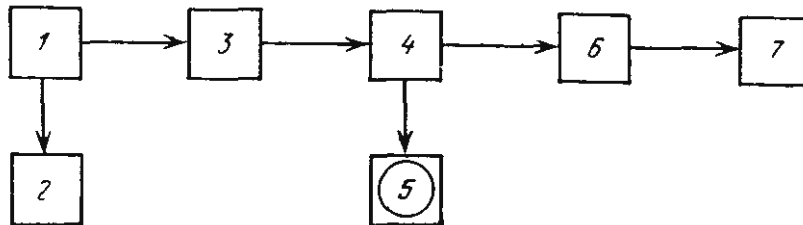


Рис. 6.6. Функціональна схема вимірювання коефіцієнта відбиття

Вимірювальний НВЧ генератор 1 використовується для створення зондувального сигналу. Він повинен складатися з пристроїв для індикації і регулювання потужності і частоти. Відносна нестабільність генератора за час вимірювань за частотою не повинна виходити за межі $\pm 0,05\%$ і за рівнем потужності $\pm 0,15$ дБ.

Основні характеристики вимірювальних генераторів з коаксіальним виходом наведені в табл. 6.2 [4]. Крім генераторів з коаксіальним виходом випускаються генератори з хвилевідними виходами у високочастотній частині НВЧ діапазонів на стандартизованих перетинах, що відрізняються невеликим діапазоном робочих частот (у межах робочої смуги використовуваного хвилеводу).

Частотомір 2 використовується для вимірювання частоти коливань генератора 1. Відносна похибка вимірювання частоти частотоміра не повинна виходити за межі $\pm 0,05\%$.

Розв'язувальний пристрій 3 необхідний для створення режиму постійного узгодженого навантаження генератора і для навантаження тракту з боку вимірюваного об'єкта узгодженим опором, що не допускає повторних відбиттів. Функції розв'язувального пристрою виконують атенюатори з послабленням не менше 10 дБ чи феритові вентиля зі зворотними втратами не менше 15 дБ і прямими не більш 2 дБ.

Вимірювальний пристрій 4 дозволяє вимірювати амплітуди сигналів у вимірювальному тракті. Як вимірювальні пристрої використовуються лінії з одним рухливим зондом (вимірювальні лінії), з декількома нерухомими зондами (багатозондові перетворювачі) і направлені відгалужувачі (рефлектометри). Клас точності вимірювальних пристроїв повинен бути не менше 3.

Узгоджені навантаження 7 (зразкові) необхідні для калібрування вимірювальних пристроїв, а також для навантаження вимірюваного об'єкта

на узгоджений опір з боку вільних виводів. КСХН останніх повинен бути не менше 1,15.

Індикатор 5 служить для візуальної індикації вимірюваних величин. Клас точності індикаторного приладу не повинен бути менше 2.

Таблиця 6.2

Генератори НВЧ

Характеристика	Г4-78	Г4-79	Г4-80	Г4-81	Г4-82	Г4-83	Г4-112	Г4-135	Г4-111
Діапазон частот, ГГц	1,16– 1,78	1,78– 2,56	2,56– 4,0	4,0–5,6	5,6–7,5	7,6– 10,5	8,15– 12,42	11,71– 17,44	6– 17,85
Вихідна потужність, мВт	10^{-12} – 10^{-1}		10^{-12} –1			10^{-12} – 10^{-1}		2–40	
Нестабільність частоти за 15 хв.	$\pm 10 \cdot 10^{-4}$			$\pm 5 \cdot 10^{-5}$		$\pm 10^{-4}$			
Похибка встановлення частоти, %	$\pm 0,5$							$\pm 0,7$	$\pm 0,5$
Похибка встановлення атенуатора, дБ	[0,6– 0,003 × (A-40)]	[0,5– 0,003 × (A-40)]	0,9	[0,5– 0,004 × (A-40)]	[0,25–0,015 × (A-40)]		[0,3–0,015 × (A-50)]		–
КСХН виходу	1,8	1,6	1,8	2,0	2,0	2,0	1,7	1,8	–
Вид модуляції ¹	1, 2, 3						1, 2		1, 2, 3
Вихідна калібрована потужність, Вт	10^{-4} – 10^{-15}			10^{-3} – 10^{-15}			10^{-4} – 10^{-15}		–

¹ 1 – імпульсна, 2 – частотна, 3 – амплітудна модуляції.

6.2.3. Вимірювання коефіцієнта відбиття вимірювальною лінією

Вимірювання за допомогою вимірювальної лінії є найбільш простими, універсальними, точними і доступними при експериментальному визначенні коефіцієнта відбиття [7, 8].

Вимірювання виконуються на установках, зібраних за функціональною схемою (рис. 6.6). Як вимірювальний пристрій 4 використовується вимірювальна лінія, а індикаторами 5 служать стрілочні чи цифрові мікроамперметри.

У залежності від характеру і величини вхідного опору вимірюваного об'єкта б уздовж вимірювального тракту встановлюється певний розподіл напруженості електричного поля (рис. 6.7). За допомогою зонда вимірювальної лінії вимірюються напруга в максимумі (пучності) U_{\max} і мінімумі (вузлі) U_{\min} стоячої хвилі і відстань l_{\min} від площини вимірювання до будь-якого мінімуму стоячої хвилі. За результатами цих вимірювань обчислюється значення комплексного коефіцієнта відбиття. У ряді випадків фаза коефіцієнта відбиття не викликає особливого інтересу

при вимірюваннях, тому вимірюють лише один модуль коефіцієнта відбиття ($K_{СХН}$). Останнє пояснюється відсутністю необхідності додаткових розрахунків, зручнішими числовими величинами і безпосереднім зв'язком з фізичним уявленням про стоячу хвилю.

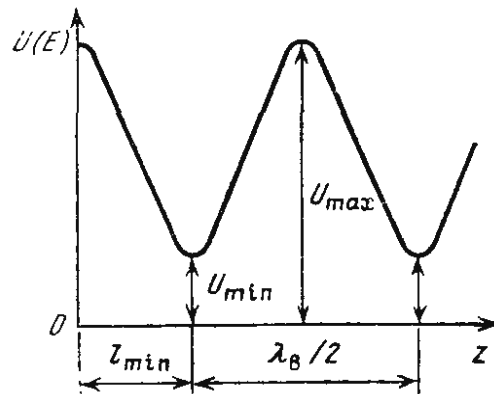


Рис. 6.7. Стояча хвиля у вимірювальному тракті

Вимірювання середніх значень $K_{СХН}$ ($K_{cm} U < 10$) викликає певні труднощі. Значення $K_{cm} U < 3$ зазвичай визначаються шляхом безпосереднього вимірювання мінімального A_{min} і максимального A_{max} показань індикатора при переміщенні каретки з зондом уздовж лінії і при квадратичному детекторі обчислюються за формулою

$$K_{cm} U = \sqrt{A_{max} / A_{min}}.$$

У цьому випадку вихідний рівень потужності генератора повинен встановлюватися таким чином, щоб максимум відраховувався поблизу максимального значення шкали індикатора. При вимірюванні $K_{cm} U > 3$ мінімальні значення вимірюваного сигналу стають занадто малими в порівнянні з максимальним, і похибка вимірювань росте. Тому при вимірюванні значень $K_{cm} U$ від 3 до 10 використовуються атенюатори в колі індикаторного приладу чи на виході НВЧ генератора. Це дозволяє використовувати максимальну чутливість індикатора як при вимірюванні сигналів у мінімумі, так і при вимірюванні напруги в максимумі. Найкращим є використання атенюаторів на виході НВЧ генератора, тому що це не створює небезпеки виходу детектора за межі квадратичної ділянки його характеристики, що можливо при включенні атенюатора після детектора. Методика вимірювання $K_{СХН}$ із НВЧ атенюатором така. Зонд поміщають у мінімум поля стоячої хвилі. Атенюатор встановлюють на мінімальне загасання і фіксують показання індикатора. Потім зонд переміщують у максимум поля і вводять таке загасання, щоб показання індикатора залишалось таким же, яким воно було, коли зонд знаходився в мінімумі. За величиною введеного загасання НВЧ атенюатора визначають $K_{cm} U$. Очевидно, що в цьому випадку основна похибка визначається похибкою відліку величини загасання за допомогою використовуваного атенюатора.

При вимірюванні $K_{cm} U > 10$ рекомендується використовувати метод

подвоєного мінімуму, оснований на вимірюванні ширини кривої розподілу напруги (напруженості електричного поля) поблизу мінімуму стоячої хвилі (рис. 6.8) [9].

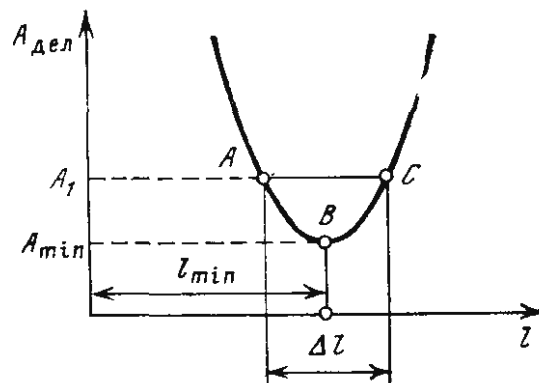


Рис. 6.8. Вимірювання великих K_{cmU} методом подвоєного мінімуму

Вимірювання великих K_{cmU} виконують у такий спосіб. Встановлюють каретку вимірювальної лінії (зонд) у мінімум напруженості поля стоячої хвилі (точка B). Визначають відстань Δl між двома положеннями зонда (точки A і C) по обидві сторони мінімуму B , у яких показання A_1 індикатора в два рази більше показань індикатора в мінімумі A_{min} . Обчислюють K_{cmU} за формулою

$$K_{cmU} = \sqrt{1 + \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi \Delta l}{\lambda_B}}}, \quad (6.4)$$

де λ_B – довжина хвилі в лінії передачі, за допомогою якої здійснюють вимірювання.

Для $\pi \Delta l / \lambda_B < 0,12$ і квадратичності характеристики детектора лінії формулу (6.4) можна замінити простішою

$$K_{cmU} = \frac{\lambda_B}{\pi \Delta l}.$$

При цьому похибка обчислень не буде збільшена більше ніж на 1 %.

При вимірюванні K_{cmU} , що не перевищують кілька десятків одиниць, метод подвоєного мінімуму дає похибку не більше $\pm 10\%$. При вимірюванні K_{cmU} від 100 до 1000 використовують метод з перетворенням частоти. У цьому випадку в детекторну камеру зондової головки підводять сигнал гетеродина і використовують чутливі підсилювачі проміжної частоти з індикатором на виході. Сигнал гетеродина зручно використовувати з амплітудою, що значно перевищує амплітуду зондувального сигналу, тому що при цьому детектування буде лінійним. Коефіцієнт K_{cmU} визначають через відношення показань індикатора A_{max}/A_{min} .

У багатьох задачах, що зустрічаються на практиці, необхідно вимірювати малі відбиття ($K_{cmU} < 1,1$), що мають місце в приєднувальних елементах, переходах з однієї лінії на іншу, вакуумних ущільненнях,

выводах енергії й ін. В усіх цих випадках об'єктами вимірювання є чотирьополосники з малими втратами і вимірювання їхніх коефіцієнтів відбиття можуть бути зроблені таким методом [9]. При вимірюванні використовують функціональну схему (рис. 6.6), з тією відмінною рисою, що до виходу вимірюваного чотирьополосника замість навантаження 7 приєднується рухливий короткозамикач. На початку вимірювань зонд вимірювальної лінії встановлюється в мінімум стоячої хвилі напруги. Пересуваючи одночасно короткозамикач і зонд вимірювальної лінії (зберігаючи його положення в мінімумі), реєструють величину переміщення зонда $\Delta l_{зон}$ і короткозамикача $\Delta l_{кз}$.

За результатами вимірювань будують графік (рис. 6.9), що представляє собою залежність $\Delta\varphi=f(\Delta l_{кз})$:

$$\Delta\varphi = \beta_1\Delta l_{зон} - \beta_2\Delta l_{кз},$$

де β_1 – коефіцієнт фази лінії, що знаходиться ліворуч від об'єкта вимірювання; β_2 – коефіцієнт фази лінії, що знаходиться праворуч від об'єкта вимірювання.

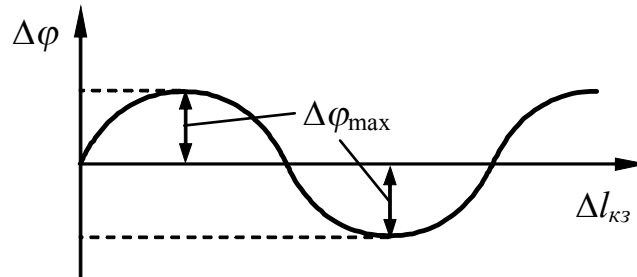


Рис. 6.9. Визначення малих КСХН

За допомогою цього графіка, визначають модуль коефіцієнта відбиття

$$\Gamma = \sin \Delta\varphi_{\max} \text{ або } КСХН K_{cmU} = \frac{1 + \sin \Delta\varphi_{\max}}{1 - \sin \Delta\varphi_{\max}}.$$

6.2.4. Вимірювання фази коефіцієнта відбиття

Як вже відзначалося, фаза коефіцієнта відбиття визначається за положенням точок мінімуму стоячої хвилі. Вимірювати точки мінімумів простим переміщенням зонда вимірювальної лінії з фіксацією l_{\min} при мінімальному значенні показань індикатора припустимо лише для великих K_{cmU} . При малих $K_{cmU} < 2$ необхідно використовувати метод “вилки” [9]. За отриманим значенням l_{\min} можна знайти фазу коефіцієнта відбиття: $\varphi = [4\pi/l_{\min}/\lambda_B] - (2n - 1)\pi$.

При вимірюванні фази вимірювальні лінії 1-го класу точності мають похибки не більше $\pm 5^\circ$, 2-го класу $\pm 10^\circ$ і 3-го класу $\pm 15^\circ$.

6.2.5. Вимірювання повного опору

Більшість задач, у яких поняття повного опору може виявитися корисним, розділяється на два класи. Перший клас стосується питань

розповсюдження електромагнітної хвилі в передавальній лінії. У загальному випадку всі задачі цього класу пов'язані з існуванням стоячої хвилі, що виникає через відбиття. У цьому випадку визначення точної числової величини повного опору часто не має істотного значення, тому що завжди є можливість виразити кінцевий результат у нормованій формі, у якій сам повний опір у явному вигляді відсутній.

Другий клас задач пов'язаний з експериментальним дослідженням властивостей негатронів, елементів і вузлів на їхній основі, при яких числова величина повного опору кола має визначальну роль. Прикладом можуть служити еквівалентний опір резонатора, хвильовий опір сповільнювальної системи, опір зв'язку та ін.

Вирішення цих задач у більшості випадків оснований на вимірюванні параметрів стоячої хвилі за допомогою вимірювальної лінії (лінії з одним рухомих зондом), направлених відгалужувачів і багатозондової лінії (лінії з декількома нерухомих зондами).

Вимірювальна лінія використовується для вимірювання повного опору в окремих точках частотного діапазону. При цьому вимірюються *КСХН* і положення одного з мінімумів стоячої хвилі в лінії, навантаженої вимірюваним пристроєм. За результатами цих вимірювань обчислюється повний опір навантаження.

Направлені відгалужувачі дають можливість здійснити вимірювання повного опору шляхом поділу падаючих і відбитих хвиль і обчислення за їх відносними амплітудами модуля коефіцієнта відбиття, а за фазовими зсувами – фази коефіцієнта відбиття. Цей метод зручний при автоматизації вимірювань. Багатозондові методи (з використанням чотирьох нерухомих зондів, розташованих у вимірювальній лінії) застосовуються для реалізації автоматизованих осцилографічних вимірювачів повних опорів.

Функціональна схема вимірювання повних опорів НВЧ пристроїв за допомогою вимірювальної лінії показана на рис. 6.6, де як вимірювальний пристрій використовується вимірювальна лінія. Вимірюваний пристрій 6, чи окремі елементи і вузли на його основі підключаються до кінця вимірювального тракту. Якщо такий пристрій є чотирьохполюсником, то до вільного виводу приєднується узгоджене навантаження 7. Вимірюючи модуль і фазу коефіцієнта відбиття у вхідній площині вимірюваного пристрою, обчислюють повний опір:

$$Z = Z_H = Z_B \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}},$$

де Z_B – хвильовий опір вимірювального тракту (вимірювальної лінії); $\Gamma = \Gamma e^{j\varphi_n}$ – комплексне значення коефіцієнта відбиття на вході вимірюваного пристрою.

Якщо вимірюється *КСХН*, то для обчислення повного опору необхідно скористатися формулою

$$Z = Z_B \frac{K_{cmU} - i0,5(K_{cmU}^2 - 1)\sin \varphi_H}{K_{cmU}^2 \cos^2(\varphi_H/2) + \sin^2(\varphi_H/2)}$$

Визначення фазового кута φ_H у вхідній площині вимірюваного пристрою проводиться шляхом вимірювання відстані l до першого мінімуму кривої розподілу напруги (напруженості електричного поля) уздовж лінії, відлічуваного від площини приєднання вимірюваного пристрою. Звичайно за початок відліку береться положення першого мінімуму напруги при короткозамкненому кінці вимірювального тракту. Тоді $l = l_2 - l_1$, де l_1 – відстань від площини короткого замикання до першого мінімуму напруги при закороченому кінці лінії; l_2 – відстань від цієї ж площини до першого мінімуму кривої напруги при підключеному вимірюваному пристрої.

Користуючись співвідношенням, знаходимо $\varphi_H = 2\beta l = 4\pi/\lambda_g (l_2 - l_1)$.

Для $l_2 > l_1$ (мінімум зміститься до генератора) кут φ_H – позитивний і опір носить індуктивний характер. Для $l_2 < l_1$ (мінімум зміститься до навантаження) кут φ_H від’ємний і опір носить ємнісний характер.

Обчислення повного опору за результатами вимірювань коефіцієнта відбиття складне і створює певні незручності при проведенні вимірювань. Тому віддають перевагу його графічному представленню, що називається круговою діаграмою (рис. 6.10) [10].

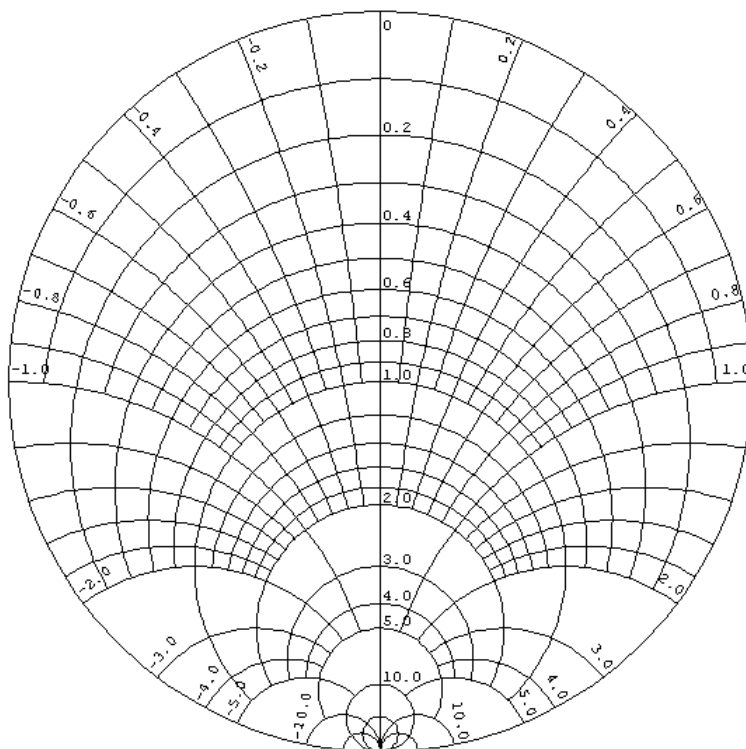


Рис. 6.10. Кругова діаграма Вольперта – Сміта

Вимірювання повного опору за допомогою рефлектометра і багатозондової лінії розглянемо відповідно до автоматизації вимірювань повного опору.

6.3. Автоматизація вимірювання повного опору

При дослідженні і налаштуванні електронних приладів НВЧ часто буває необхідно вимірювати залежність повного опору від частоти. Описаний вище метод вимірювання коефіцієнта відбиття за допомогою вимірювальної лінії і визначення повного опору за круговою діаграмою не надто складний. Однак на практиці мають місце випадки, коли необхідно змінювати будь-який параметр вимірюваного пристрою і при цьому спостерігати вплив цих змін на залежність повного опору в широкому діапазоні частот, наприклад для узгодження повного вхідного опору коливальної системи з виведенням енергії (приєднуваною лінією передачі). У цьому випадку вимірювання в широкому діапазоні частот по точках за допомогою вимірювальної лінії з одночасним налаштуванням виведення енергії можуть привести до поліпшення узгодження на одній частоті і погіршення на іншій. Тому бажано мати можливість візуально спостерігати залежність повного опору досліджуваного пристрою в широкому діапазоні частот. Панорамні вимірювачі *КСХН* дають можливість спостереження в широкому діапазоні частот залежності модуля коефіцієнта відбиття від частоти на екрані осцилографічної трубки. При використанні рефлектометрів, застосовуваних у цих вимірювачах, можна спостерігати і фазу коефіцієнта відбиття шляхом вимірювання різниці фаз відбитої і падаючої хвиль. Для визначення повного опору використовуються мікропроцесори або сумарний вектор коефіцієнта відбиття автоматично наноситься на кругову діаграму.

Одним з методів, часто використовуваних при створенні автоматичних вимірювачів повних опорів, є метод чотирьох зондів [11]. На основі цього методу в даний час створені вимірювачі повних опорів, функціональна схема яких показана на рис. 6.11.

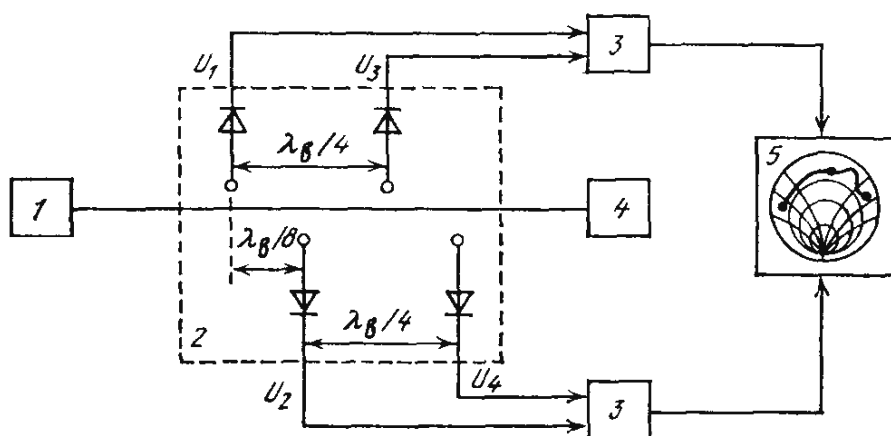


Рис. 6.11. Автоматичний вимірювач повних опорів: 1 – ГХЧ; 2 - чотиризондова вимірювальна лінія; 3 – віднімальні пристрої; 4 - вимірюваний пристрій; 5 – осцилограф

Зонди чотиризондового вимірювача 2 (рис. 6.11) використовуються попарно й у кожній парі розташовані одна від одної на відстані, що

дорівнює 1/4 довжини хвилі в лінії; пари зміщені по відношенню одна до одної на відстань, що дорівнює 1/8 довжини хвилі в лінії. Кожен зонд з'єднаний із кристалічним детектором, причому передбачається, що всі детектори мають однакові частотні і квадратичні амплітудні характеристики. Сигнали з однієї пари детекторів подаються на віднімальну схему 3, а потім різницева вихідна напруга надходить на відхильні пластини осцилографа 5. Різницева напруга другої пари детекторів аналогічним шляхом подається на іншу пару відхильних пластин осцилографа. Якщо частота генератора змінюється, а його вихідна потужність при цьому підтримується постійною, то на екрані осцилографа описується крива зміни повного опору на площині комплексного коефіцієнта відбиття. Необхідна в цьому випадку координатна сітка (кругова діаграма) наноситься на екран осцилографа.

Принцип роботи вимірювального приладу (рис. 6.11) такий. Якщо падаюча і відбита хвилі і фазовий кут між ними дорівнюють відповідно U_{nad} , U_{vid} і φ , то для деякої кутової частоти і вихідної напруги однієї детекторної пари

$$U_1 = [U_{nad} \cos \omega t + U_{vid} \cos(\omega t + \varphi)]^2 = \frac{U_{nad}^2 + U_{vid}^2}{2} + U_{nad} U_{vid} \cos \varphi,$$

$$U_3 = \left[U_{nad} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + U_{vid} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \right]^2 = \frac{U_{nad}^2 + U_{vid}^2}{2} - U_{nad} U_{vid} \cos \varphi.$$

Різниця цих напруг $U_1 - U_3 = 2U_{nad}U_{vid} \cos \varphi$ подається на вертикально відхильні пластини осцилографа. Аналогічно різниця між напругами $U_2 - U_4 = 2U_{nad}U_{vid} \sin \varphi$ подається на горизонтально відхильні пластини.

Таким чином, якщо амплітуда падаючої хвилі підтримується постійною, то положення світної точки на екрані осцилографа в координатах X , Y описується так:

$$x = K_0 U_{vid} \cos \varphi \sim \Gamma \cos \varphi; \quad y = K_0 U_{vid} \sin \varphi \sim \Gamma \sin \varphi,$$

де Γ , φ – модуль і фаза коефіцієнта відбиття вимірюваного пристрою.

У цьому випадку відхилення променя електронно-променевої трубки від центра екрана буде пропорційно модулю, а кутовий зсув відносно вертикальної осі дорівнює фазі вимірюваного коефіцієнта відбиття.

Коаксіальні вимірювачі повних опорів, що випускаються промисловістю (табл. 6.3) мають такі основні характеристики [5]: вимірювані K_{CXH} $K_{cm U} = 1,1-10$ і фазовий кут $\varphi = 0-360^\circ$; похибка вимірювання $K_{CXH} \pm 7\%$; похибка вимірювання фазового кута $\pm 7^\circ$ для $K_{cm U} < 2$.

Хвилевідні вимірювачі повних опорів (табл. 6.4) виконуються на хвилеводах стандартного перерізу і дозволяють вимірювати $K_{ct U} = 1,05...2$, фазові кути $\varphi = 0-360^\circ$. Похибка вимірювання $K_{CXH} \pm 4\%$, фазового кута $\pm 4^\circ$ для $K_{cm U} = 2$ і $\pm 10^\circ$ для $K_{cm U} = 1,2$.

Таблиця 6.3

Коаксіальні вимірювачі повних опорів

Тип приладу	Діапазон частот, МГц	Хвильовий опір, Ом	Переріз тракту, мм
P3-32	20–150	50	16×7
P3-33		75	16×4,6
P3-34	150–1000	50	16×7
P3-36		75	16×4,6

Таблиця 6.4

Хвилевідні вимірювачі повних опорів

Тип приладу	Перетин хвилеводу, мм	Діапазон частот, ГГц	Тип приладу	Переріз хвилеводу, мм	Діапазон частот, ГГц
P3-39	17×8	12,0–16,67	P3-44	48×24	3,94–5,64
P3-40	23×10	8,24–12,05	P3-45	58×25	3,2–4,8
P3-41	28,5×12,6	6,85–9,98	P3-46	72×34	2,59–3,94
P3-42	35×15	5,64–8,24	P3-47	90×45	2,14–3,2
P3-48	40×20	4,8–6,85	P3-48	110×55	1,72–2,59

6.4. Вимірювання коефіцієнта відбиття

6.4.1. Вимірювання коефіцієнта відбиття рефлектометром

Функціональна схема вимірювання коефіцієнта відбиття залишається тією ж (рис. 6.6), але в цьому випадку як вимірювальний пристрій використовується рефлектометр (рис. 6.11). Основною частиною рефлектометра є два направлених відгалужувачі (чи один на два напрямки).

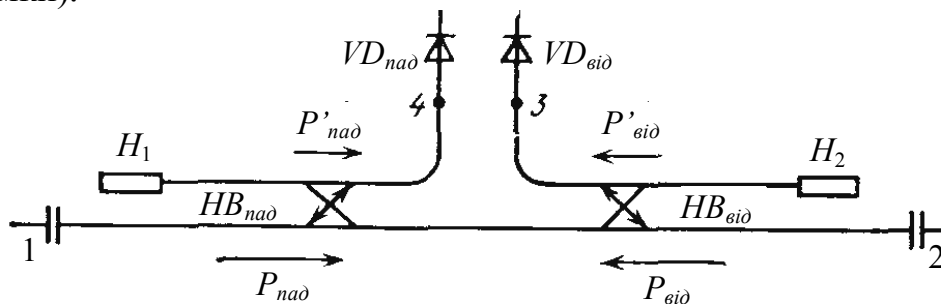


Рис. 6.12. Схема рефлектометра

Відгалужувачі $HB_{над}$ і $HB_{від}$ відгалужують сигнали відповідно падаючої і відбитої хвилі. Потужність відгалужених сигналів вимірюється квадратичними детекторами $VD_{над}$ і $VD_{від}$ чи болотрами з відповідними індикаторами. На початку вимірювань вимірюваний пристрій заміняється короткозамикачем і чутливість обох каналів регулюється таким чином, щоб показання обох вимірювачів потужності були рівними ($A_{над}=A_{від}$). При заміні короткозамикача вимірюваним пристроєм амплітуда відбитого

сигналу зменшується, а амплітуда падаючого сигналу повинна залишатися незмінною. Відношення отриманих показань двох індикаторів є безпосередньою мірою модуля коефіцієнта відбиття, обумовленого

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_{\text{від}}}{P_{\text{над}}}} = \sqrt{\frac{P'_{\text{від}}}{P'_{\text{над}}}} - \sqrt{\frac{A_{\text{від}}}{A_{\text{над}}}}. \quad (6.5)$$

Використання рефлектометра істотно спрощується, якщо застосувати вимірювач відношень для проведення обчислень відповідно до формули (6.5). Рефлектометри з вимірювачем відношень калібруються в значеннях Γ і $K_{cm U}$.

При використанні направлених відгалужувачів вищеописаним способом не можна одержати інформацію про відносні фази падаючої і відбитої хвиль. Для визначення фази коефіцієнта відбиття необхідно використовувати фазометри.

Для виключення впливу неідентичності детекторів $VD_{\text{над}}$ і $VD_{\text{від}}$ вимірювання $P'_{\text{від}}$ і $P'_{\text{над}}$ можна проводити одним детектором, використовуючи для цієї мети перемикач. Похибка вимірювання модуля коефіцієнта відбиття за допомогою рефлектометра через недосконалість направлених відгалужувачів має такі складові [4]:

1. Недостатня направленість відгалужувачів створює відносну похибку вимірювання

$$\delta_1 = \pm \left(1 / \sqrt{A_{43}}\right) \cdot 100\%,$$

де A_{43} – направленість. Якщо $A_{43}=2500$ (34 дБ), то похибка вимірювання дорівнює 2%. Таким чином, відгалужувачі повинні мати направленість не менше 34–40 дБ.

2. Відгалуження енергії в другий канал створює відносну похибку вимірювання

$$\delta_2 = \left(1 - \frac{1}{A_{14}} \sqrt{(A_{14} - 1)(A_{23} - 1)}\right) \cdot 100\%$$

де A_{14} і A_{23} – перехідне ослаблення відгалужувачів прямої і зворотної хвиль.

Якщо $A_{14}=A_{23}=100$ (перехідне ослаблення 20 дБ), то похибка вимірювання дорівнює 1%, тобто перехідне ослаблення відгалужувачів повинне бути більше 20 дБ.

3. Нерівність перехідного ослаблення відгалужувачів $A_{14}-A_{23} = \Delta A$ створює відносну похибку вимірювання

$$\delta_3 \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta A}{A_{23}} \cdot 10\%.$$

Якщо різниця перехідного ослаблення $\Delta A = 0,04A_{23}$, то $\delta_3=2\%$, тобто різниця перехідного ослаблення в діапазоні частот не повинна бути більшою 0,17 дБ.

4. Відсутність необхідного узгодження навантажень вторинних ліній ($K_{cm U} \neq 1$) створює відносну похибку

$$\delta_4 = ((K_{cm U} - 1)/(K_{cm U} + 1)) \cdot 100\%.$$

Похибка $\delta_4 = 1\%$ при навантаженні, що має $K_{cm U} = 1,02$, тобто навантаження у вторинних лініях (рис. 6.12) H_1 і H_2 повинні бути дуже добре узгодженими.

6.4.2. Модернізований метод вимірювання

Модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$ і коефіцієнт стоячої хвилі напруги ($K_{СХН}$) використовуються при проектуванні і непрямих вимірюваннях параметрів широкого класу НВЧ пристроїв. Для їхнього вимірювання найчастіше застосовуються вимірювальні пристрої з одним рухомим зондом (вимірювальні лінії), з декількома нерухомими зондами (багатозондові перетворювачі) і направлені відгалужувачі (рефлектометри).

При вимірюванні коефіцієнтів відбиття потенційно нестійких чотиріполюсників дійсна складова опору між їхніми клемми може бути як додатною ($\text{Re}Z_{ex} > 0$), так і від'ємною ($\text{Re}Z_{ex} < 0$). Внаслідок цього, вимірювана величина $|\Gamma|$ може набувати значення не тільки менше одиниці ($|\Gamma| < 1$), але і значення $|\Gamma| > 1$. В останньому випадку вище перераховані зондові методи не можуть бути використані, тому що вони можуть бути застосовані тільки за умови $|\Gamma| \leq 1$. Тому для вимірювання $|\Gamma|$ потенційно нестійких багатополіусників можливе використання вимірювальної установки на базі рефлектометра [12].

Найістотніші похибки вимірювань при використанні такої вимірювальної установки пов'язані, по-перше, з нелінійністю вольт-амперної характеристики діодів амплітудних детекторів $D1$ і $D2$, а, по-друге, – з неідентичністю характеристик цих діодів. Зазвичай ВАХ діодів вважають квадратичною, а для підвищення точності вимірювань здійснюють попереднє їхнє калібрування. Похибку за рахунок неідентичності діодів зменшують шляхом їхнього добору або вводять у схему комутатор на виході якого ставиться амплітудний детектор. Калібрування діодів і вибір їх за ідентичністю ВАХ ускладнює процес вимірювання. Крім того, в результаті старіння, відбувається зміна ВАХ діодів, що також веде до росту похибки вимірювань.

Зазначені недоліки можуть бути усунуті при використанні експериментальної установки структурна схема якої показана на рис. 6.13 [13].

На відміну від класичної схеми, у вимірювальну установку введені плавно регульовані атенюатори падаючої $AT1$ і відбитої $AT2$ хвилі, а також комутатор K , що забезпечує роботу тільки з одним амплітудним детектором. Замість дорогого вимірювача відношень, використовується індикатор I .

Комутатор K забезпечує подачу на амплітудний детектор $D1$ напруг падаючої $U_{над}$ чи відбитої $U_{від}$ хвилі. При додатному значенні дійсної

складової опору між клемми вимірюваного багатополосника ($\text{Re}Z > 0$), значення $U_{\text{від}} < U_{\text{над}}$. Коли $\text{Re}Z < 0$ спостерігається співвідношення $U_{\text{від}} > U_{\text{над}}$.

Для здійснення вимірювань у першому випадку, спочатку загасання атенюатора $AT2$ встановлюється на мінімальне значення A_2 , напруга, що поступає на амплітудний детектор буде дорівнювати U_1 і залежить від величини загасання, внесеного атенюатором $AT2$:

$$A_2 = 20 \lg \frac{U_{\text{від}}}{U_1}. \quad (6.6)$$

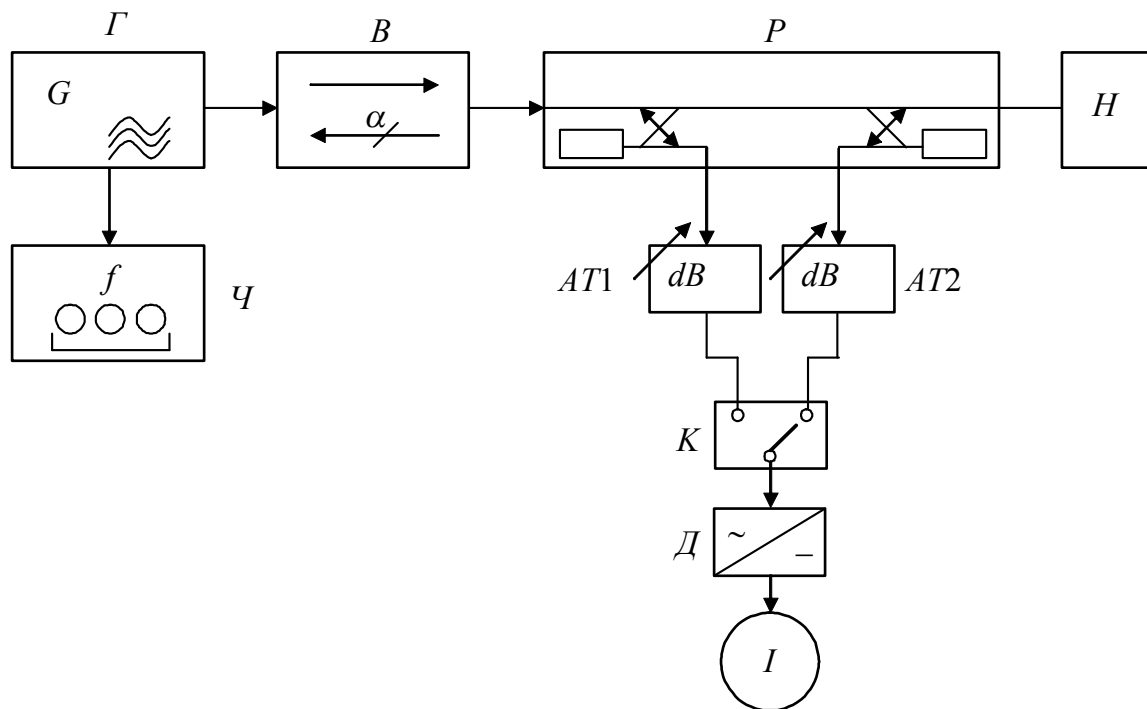


Рис. 6.13. Схема вимірювача модуля коефіцієнта відбиття потенційно нестійких багатополосників: G – вимірювальний генератор; $Ч$ – частотомір; B – вентиль; P – рефлектметр; H – вимірюване навантаження; $Д$ – амплітудний детектор; $AT1$ і $AT2$ – регульовані атенюатори падаючої і відбитої хвилі, відповідно; $К$ – комутатор; I – індикатор

Якщо потім подати за допомогою комутатора на амплітудний детектор сигнал $U_{\text{над}}$ падаючої хвилі і домогтися, шляхом збільшення загасання атенюатора $AT1$, показань індикатора рівних U_1 , то величина внесеного загасання атенюатором $AT1$ буде

$$A_1 = 20 \lg \frac{U_{\text{над}}}{U_1}. \quad (6.7)$$

З огляду на те, що модуль коефіцієнта відбиття і $KСХН$ дорівнюють [14]

$$|\Gamma| = \frac{U_{\text{від}}}{U_{\text{над}}}; KСХН = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}, \quad (6.8)$$

і, розв'язуючи (6.8) з урахуванням (6.6) і (6.7), знаходимо

$$|\Gamma(\operatorname{Re} Z > 0)| = 10^{(A_2 - A_1)/20};$$

$$КСХН(\operatorname{Re} Z > 0) = \frac{1 + 10^{(A'_2 - A_1)/20}}{1 + 10^{(A_2 - A_1)/20}}.$$

У випадку, коли $\operatorname{Re} Z < 0$ і величина $|\Gamma| > 1$, на першому етапі вимірювань встановлюють мінімальне загасання A'_1 атенюатора $AT1$ падаючої хвилі, реєструють показання індикатора U'_1 , за допомогою комутатора подають на амплітудний детектор сигналу U'_2 відбитої хвилі і збільшують загасання атенюатора $AT2$ до значення A'_2 , коли $U'_1 = U'_2$. При цьому величина коефіцієнта відбиття і $КСХН$ будуть визначатися з виразів

$$|\Gamma(\operatorname{Re} Z < 0)| = 10^{(A'_1 - A'_2)/20};$$

$$КСХН(\operatorname{Re} Z < 0) = \frac{1 + 10^{(A'_1 - A'_2)/20}}{1 + 10^{(A'_1 - A'_2)/20}}.$$

У такий спосіб вимірювання здійснюються в одній і тій же точці ВАХ діода амплітудного детектора, і положення цієї точки не впливає на результат вимірювання, що унеможливорює похибку, пов'язану з нелінійністю ВАХ діода. Крім того, на відміну від класичної схеми вимірювання, на точність розрахунку не впливає похибка індикатора, тому що його показання в розрахунках не використовуються.

Значення похибки вимірювання модуля коефіцієнта відбиття в розглянутому способі буде залежати від нестабільності вимірювального генератора, що за час вимірювань не повинен виходити за межі $\pm 0,05\%$ за частотою і $\pm 0,15$ дБ за рівнем потужності. При цьому відносна похибка вимірювання частоти частотоміра не повинна виходити за межі $\pm 0,05\%$.

Розв'язувальний пристрій B повинен забезпечити послаблення впливу вимірюваного навантаження на параметри вимірювального генератора. Як розв'язувальний пристрій можна використовувати атенюатор з послабленням не менше 10 дБ чи феритовий вентиль зі зворотними втратами не менше 15 дБ і прямими не більше 2 дБ.

При виконанні перерахованих вище умов, найістотніша похибка виникає через недосконалість направлених відгалужувачів рефлектометра P . Ці похибки розглянуті в [40].

6.4.3. Автоматизовані вимірювачі модуля коефіцієнта відбиття

Автоматизація вимірювання модуля коефіцієнта відбиття ($КСХН$) ґрунтується на застосуванні методу рефлектометра. На базі рефлектометрів створений ряд автоматичних вимірювачів, призначених для вимірювання і панорамного відображення на екрані осцилографічного індикатора частотних залежностей коефіцієнта відбиття ($КСХН$). Зауважимо, що ці ж вимірювачі виявляються придатними для панорамного вимірювання ослаблення і підсилення НВЧ пристрою.

Найрозповсюдженіша функціональна схема панорамного вимірювача *КСХН* показана на рис. 3.2.

Робота панорамного вимірювача. Частотно- і амплітудно-модульований сигнал із *ГХЧ 1* надходить у рефлектометр *2*, де за допомогою відгалужувачів розділяється на сигнали, пропорційні амплітудам падаючої і відбитої від вимірюваного пристрою *4* хвиль (див. рис. 3.2) [4].

Відгалужений сигнал падаючої хвилі P'_{nad} детектується і використовується в системі автоматичного регулювання потужності (АРП) з метою її стабілізації під час перебудови *ГХЧ* за частотою. Сигнали відбитий P'_{vid} і падаючий P'_{nad} після детектування діодами VD_{vid} і VD_{nad} надходять на вимірювач відношень індикатора *3*. Використання вимірювача відношень істотно знижує вимоги до якості стабілізації рівня потужності *ГХЧ*. Якщо направленість відгалужувачів більша 35 дБ, то ступінь сталості (стабільності) рівня вихідної потужності *ГХЧ*, регульованого системою АРП, якісно визначається залежністю $P_{II} = U \cdot 1 / (K_{II} A_{14})$. У цьому випадку напруга на виході детектора відбитої від навантаження хвилі

$$U_{II} = P_{II} \Gamma_H^2 K_B A_{23} = U_{II} \Gamma_H^2 \frac{K_B A_{23}}{K_{II} A_{14}} \quad (6.9)$$

де K_{II} – коефіцієнт передачі системи зворотного зв'язку, включаючи детектор VD_{nad} ; K_B – коефіцієнт передачі каналу вимірювання, включаючи детектор VD_{vid} .

Співвідношення (6.9) вказує на те, що відтворений на екрані осцилографа сигнал після детектора відбитої хвилі U_B визначається не тільки величиною коефіцієнта відбиття Γ , але й іншими факторами, що є потенційними джерелами похибок вимірювання. До таких факторів відносяться залежність вимірюваного сигналу U_B від зміни напруги детектора падаючої хвилі U_{II} і неідентичності каналів падаючої і відбитої хвиль ($K_B A_{23} / K_{II} A_{14}$). При досить великому коефіцієнті підсилення системи зворотного зв'язку АРП, що, як правило, реалізується, і ідентичності каналів падаючої і відбитої хвиль, обумовленої умовою $K_B A_{23} / K_{II} A_{14} = \text{const}$, похибка вимірювання буде мінімальною і визначиться в основному похибкою індикації.

Генератори хитної частоти (*ГХЧ*) призначені в основному для панорамних вимірювань. На виході *ГХЧ* формується частотний- і амплітудно-модульований сигнал *НВЧ* потужності постійного рівня. Існують різні схеми побудови *ГХЧ*, що залежать від застосованого джерела *НВЧ* коливаний (клістрон, ЛОВ, генератор на транзисторі або діоді) і способу перебудови його частоти.

Ідеальної стабілізації рівня вихідної потужності *ГХЧ* у широкому діапазоні частот домогтися важко через кінцевий коефіцієнт підсилення підсилувача АРП, частотної залежності характеристик *НВ* і детекторної

головки. Зменшити похибку стабілізації рівня потужності можна шляхом використання НЧ коригувальних пристроїв, що включаються в коло системи АРП [5].

До основних технічних параметрів ГХЧ відносяться: діапазон робочих частот; похибка вимірювання частоти; смуга хитання; режими перебудови частоти; вихідна потужність; тип високочастотного виходу; параметри вихідних імпульсів, що синхронізують роботу індикатора.

ГХЧ, що випускаються серійно мають хвилевідні чи коаксіальні виходи і використовуються в панорамних вимірювачах *КСХН*, фази, ослаблення, амплітудно-частотних характеристик підсилювачів (АЧХ), коефіцієнта шуму (КШ) та ін.

Основна похибка вимірювання частоти за допомогою вбудованого частотоміра сучасних ГХЧ знаходиться в межах $\pm(0,1-0,2)\%$. Максимальна смуга хитної частоти – одна октава, а мінімальна смуга – не більше 1% від мінімальної частоти діапазону. Період хитної частоти може бути обраний у межах 0,08–40 с. ГХЧ працюють у режимі безупинної генерації або в режимі амплітудної модуляції. Зазначені характеристики ГХЧ забезпечують вимірювання широкої номенклатури виробів електронної техніки.

У табл. 6.5 наведені параметри ГХЧ, що працюють у сантиметровому і дециметровому діапазонах довжин хвиль [5].

Таблиця 6.5

Генератори хитної частоти

Тип ГХЧ	Діапазон, ГГц		Вихід	Переріз, мм
	f_{\min}	f_{\max}		
ГКЧ-37	1,07	2,14	Коаксіальний	7×3,04
ГКЧ-38	2	4	»	7×3,04
ГКЧ-42	3,8	7	»	7×3,04
ГКЧ-44	6,85	12,42	»	7×3,04
ГКЧ-46	0,02	1,07	»	7×3,04
ГКЧ-66	17	26	Хвилевідний	11×5,5
ГКЧ-67	11	18	»	16×8

Основні типи і характеристики панорамних вимірювачів коефіцієнта відбиття наведені в табл. 6.6 і 6.7 [5].

У коаксіальному каналі частотний діапазон, що перекривається, при свіпінгуванні ГХЧ дорівнює приблизно октаві, а в хвилевідному – діапазону робочих частот хвилеводу. Інші усереднені характеристики панорамних вимірювачів *КСХН* такі: діапазон вимірювання $K_{cm U}$ 1,05...2,0; індикація $K_{cm U}$ від 1,02 до ∞ ; похибка вимірювання для $K_{cm U} < 2$ менша $\pm 5\%$; похибка встановлення частоти з використанням резонансного хвилеміра 0,2...0,5%.

Таблиця 6.6

Коаксіальні панорамні вимірювачі *КСХН*

Тип приладу	Діапазон частот, ГГц
P2-34	0,25–0,5
P2-35	0,485–0,97
P2-36	0,625–1,25
P2-37	1,07–2,14
P2-38	2–4
P2-54/1	3,2–5,6
P2-54/2	5,6–8,3
P2-54/3	8,15–12,05
P2-70	12,05–18

Слід зазначити, що панорамні вимірювання в смузі частот не є, як часто вважають, менш точними, ніж звичайні проведені по точках, крім спеціальних прецизійних вимірювань. Але їхньою перевагою є те, що вони дозволяють безпосередньо спостерігати результат регулювань і вимірювань у широкій смузі частот у процесі операцій настроювання.

Таблиця 6.7

Хвилевідні панорамні вимірювачі *КСХН*

Тип приладу	Діапазон частот, ГГц	Переріз хвилеводу, мм
P2-40	2,6—4	72×34
P2-41	3,2—4,94	58×25
P2-42	3,8—5,96	48×24
P2-43	5,55—8,33	35×15
P2-44	6,85—10,02	28,5×12,6
P2-45	8,15—12,42	23×10
P2-72	12,05—17,44	16×8
P2-67	12,05—17,44	17×6
P2-66	17,44—25,86	11×5,5

Перевірка точності вимірювання *КСХН* здійснюється за допомогою навантаження (рухомого чи нерухомого), атестованого з похибкою від $\pm 1,5$ до $\pm 3\%$ (у залежності від типу вимірювача), з наступним обчисленням за формулою для похибки вимірювання $K_{cm U}$.

Базовими приладами нового покоління панорамних вимірювачів *КСХН* і ослаблення, що працюють у різних коаксіальних трактах, включаючи канал перерізом 3,5×1,52 мм, є вимірювачі P2-73 і P2-78. Вимірювачі працюють з вбудованим мікропроцесором, що забезпечує автоматичну корекцію похибок вимірювання, цифровий відлік вимірюваних величин, самодіагностування, обробку вимірювальної

інформації з заданих підпрограм. За основними параметрами (табл. 6.8) зазначені вимірювачі значно перевершують вимірювачі P2-34–P2-38.

Таблиця 6.8

Панорамні вимірювачі *KCXH* із мікропроцесором

Параметр (для каналу перерізом 3,5×1,52 мм)	P2-73	P2-78
Діапазон частот, МГц	10–1250	1250–5000
Межі вимірювання: <i>KCXH</i> , %	1,07–5,0	1,07–5,0
ослаблення, дБ	–50... +30	–50... +30
Похибка вимірювання: <i>KCXH</i> , %	±(3K+1)	±5K
ослаблення, дБ	±(0,03 A _x +0,2)	±(0,03 A _x +0,2)

6.5. Визначення області реалізації імітанса негатрона на основі активного чотириполюсника

При розробці інформаційних пристроїв на основі негатронів виникає задача визначення можливих значень реалізації імітанса негатрона. В даний час розповсюджені два основних методи розв'язання цієї задачі – експериментальний і аналітичний. Експериментальний базується на вимірюванні імітанса при різних значеннях перетвореного імітанса. Точність методу невисока, що пов'язано з дискретністю вимірювань, великою трудомісткістю й обмеженою інформативністю, оскільки не всі значення перетвореного імітанса можуть бути виміряні з необхідною точністю.

Аналітичний розв'язок ґрунтується на результатах розрахунку на ЕОМ теоретично можливих значень імітанса негатрона. Однак у реальних умовах обсяг одержуваної інформації залежить від витрат машинного часу, що збільшується зі зменшенням дискретності зміни перетвореного імітанса, а точність результатів обмежена точністю вимірювання *W*-параметрів.

Ці недоліки відсутні в експериментально-графічному методі пошуку області реалізації можливих значень імітанса негатронів на базі чотириполюсників [15]. Він оснований на експериментальному визначенні нестандартних *W*-параметрів чотириполюсника (W_{11} , W_{22} , $\text{Re}(W_{12}W_{21})$ і $\text{Im}(W_{12}W_{21})$) і на властивості вхідного (вихідного) опору лінійного чотириполюсника, відповідно до якого на комплексній площині вони описуються геометричним місцем точок вхідного $W_{вх}$ чи вихідного $W_{вих}$ імітанса у вигляді ортогональних кіл. Дана властивість досліджена в [16] для чотириполюсника з *Y*-параметрами. Покажемо, що вона зберігається й у випадку чотириполюсника з узагальненими *W*-параметрами. Подамо відомі співвідношення для вихідного імітанса лінійного чотириполюсника у вигляді

$$\begin{aligned}
W_{вих} &= \operatorname{Re}W_{вих} + j \operatorname{Im}W_{вих} = \\
&= \operatorname{Re}W_{22} + j \operatorname{Im}W_{22} - \frac{m_1 + jm_2}{\operatorname{Re}W_{\Gamma} + j \operatorname{Im}W_{\Gamma} + \operatorname{Re}W_{11} + j \operatorname{Im}W_{11}} \quad (6.10)
\end{aligned}$$

де $m_1 = \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})$; $m_2 = \operatorname{Im}(W_{12}W_{21})$.

Прирівнюючи дійсні і уявні складові обох частин рівняння (6.10) і крім уявного імітанса генератора, одержуємо співвідношення

$$\begin{aligned}
&\left[\operatorname{Re}(W_{вих} - W_{22}) + \frac{m_1}{2 \operatorname{Re}W_{11} \left(\frac{\operatorname{Re}W_{\Gamma}}{W_{11}} + 1 \right)} \right]^2 + \\
&+ \left[\operatorname{Im}(W_{вих} - W_{22}) + \frac{m_{21}}{2 \operatorname{Re}W_{11} \left(\frac{\operatorname{Re}W_{\Gamma}}{W_{11}} + 1 \right)} \right]^2 = \frac{m_1^2 + m_2^2}{4 \operatorname{Re}^2 W_{11} \left(\frac{\operatorname{Re}W_{\Gamma}}{W_{11}} + 1 \right)^2},
\end{aligned}$$

що представляє на площині повних імітансів $W_{вих}$ для різних значень дійсних імітансів генератора $\operatorname{Re}W_1$, сімейство кіл з координатами в центрі $\operatorname{Re}W_{22} - m_1/2 \operatorname{Im}(\operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11}))$, $j[\operatorname{Im}W_{22} - m_2/2 \operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11})]$ і радіусами $R_{вих} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2} / 2 \operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11})$.

Провівши аналогічні перетворення, одержимо, що геометричне місце точок сталих значень уявних імітансів $\operatorname{Im}W_{\Gamma}$ також є сімейством кіл з координатами $\operatorname{Re}W_{22} - m_2/2 \operatorname{Im}(\operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11}))$, $j[\operatorname{Im}W_{22} + m_1/2 \operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11})]$ і радіусами $R_{ex} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2} / 2 \operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11})$

Всі кола проходять через точку $(\operatorname{Re}W_{22}, j \operatorname{Im}W_{22})$. Центри першого сімейства лежать на прямій з кутовим коефіцієнтом $\varphi_w = m_2/m_1$, а центри другого – на прямій з кутовим коефіцієнтом $\psi = m_1/m_2$, тобто сімейства кіл ортогональні. З їхнього графічного зображення, що на рис. 6.15 випливає, що на площині вихідного імітанса $W_{вих}$ вся права половина імітанса генератора W_{Γ} зобразиться всередині кола $\operatorname{Re}W_{\Gamma} = 0$, що є зображенням уявної осі.

Введення нормування виду

$$\operatorname{Re}\bar{W}_{\Gamma} = \frac{\operatorname{Re}W_{\Gamma}}{\operatorname{Re}W_{11}}, \quad \operatorname{Im}\bar{W}_{\Gamma} = \frac{\operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11})}{\operatorname{Re}W_{11}} \quad (6.11)$$

дозволяє використовувати стандартні діаграми Вольперта – Сміта для визначення області реалізації можливих значень імітанса негatrona.

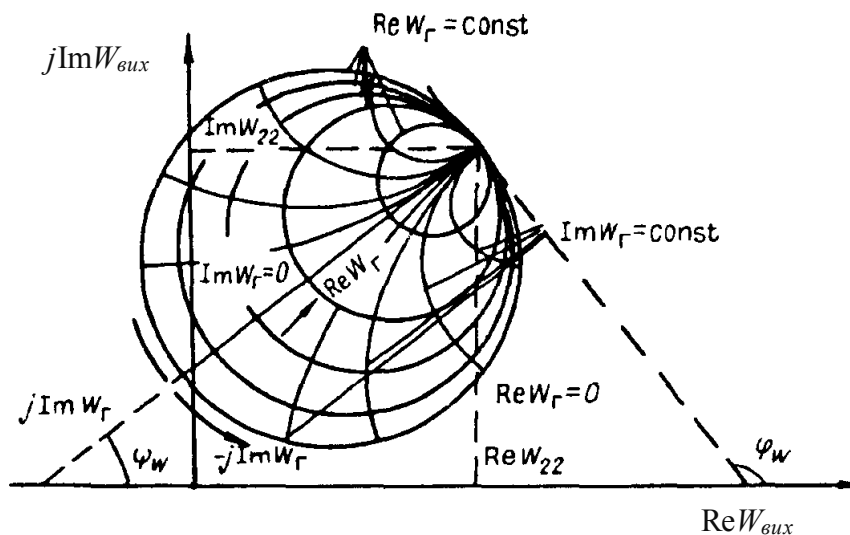


Рис. 6.14. Визначення діаграми Вольперта – Сміта на імітансній площині

Отримані результати справедливі для випадку не тільки зворотного перетворення імітанса W_r в імітанс W_{vux} , але і прямого перетворення імітанса W_H в імітанс W_{ex} із використанням нормувань виду

$$\operatorname{Re} \bar{W}_H = \frac{\operatorname{Re} W_H}{\operatorname{Re} W_{11}}, \quad \operatorname{Im} \bar{W}_H = \frac{\operatorname{Im}(W_H + W_{22})}{\operatorname{Re} W_{22}}. \quad (7.31)$$

Отже, визначивши параметри W_{11} , W_{22} , $\operatorname{Re}(W_{12}W_{21})$, $\operatorname{Im}(W_{12}W_{21})$, на комплексній площині W_{ex} чи W_{vux} завжди можна знайти таке положення діаграми Вольперта – Сміта, що з урахуванням нормувань (6.11) і (6.12) визначає область реалізації можливих значень імітанса негatrona (рис. 6.14).

Перелік літератури, використаної в розділі 6

1. Фрадин А.З. и Рыжков Е.В. Измерения параметров антенно-фидерных устройств. – Изд. 2-е, дополненное. – М.: Связь, 1972. – 352с.
2. Инструкция по настройке средневолновых вещательных антенн. – М.: Связьиздат, 1958.
3. Анцелиович Е.С. Радиотехнические измерения. – М.: Госэнергоиздат, 1958.
4. Чернушенко А.М., Майборodin А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн/ Под ред. А. М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
5. А. Абубакиров, А.А. Авдеев и др. Справочник по радиоизмерительным приборам; Под ред. В.С. Насонова. – Т. 1/Б. – М.: Сов. радио, 1976. – 227 с.
6. ГОСТ 11294–74. Линии измерительные. Технические требования. Методы испытаний.
7. А.М. Чернушенко, Н.Е. Меланченко, Л.Г. Малорацкий, Б.В. Петров. Конструкция СВЧ устройств и экранов. – М.: Радио и связь, 1983. – 400 с.

8. Валитов Р.А., Сретенский В.Н. Радиотехнические измерения. – М.: Сов. радио, 1980. – 360 с.
9. Гинзтон Э.Л. Измерения на сантиметровых волнах. – М.: ИЛ, 1960. – 381 с.
10. Смит Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике: Пер. с англ. / Под ред. М.Н. Бергера, Б.Ю. Капилевича. – М.: Связь. 1976. – 143 с.
11. Бондаренко И.К., Дейнега Г.А., Маграчев З.В. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. – М.: Сов. радио, 1969. – 302 с.
12. Валитов Р.А., Сретенский В.Н. Радиотехнические измерения. – М.: Сов. радио, 1980. – 360 с.
13. Філінюк М.А., Гаврілов Д.В., Вимірювання модуля коефіцієнта відбиття потенційно нестійкого багатополюсника // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – №3. – С. 89–91.
14. Філінюк М.А., Гаврілов Д.В., Ліщенко С.А. Спосіб вимірювання максимально досяжного коефіцієнта підсилення чотириполюсника на границі стійкості // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. – №3. – С. 49–51.
15. Филинюк Н.А. Определение параметров математических моделей информационных устройств на основе негатронов // Негатроника / Под. ред. Л.Н. Степановой. – Новосибирск: Наука, 1995. – 315 с.
16. Желуд В., Кулешов В. Шумы в полупроводниковых устройствах. – М.: Сов. радио, 1977. – 416 с.

Розділ 7. Оцінювання похибок вимірювань параметрів негатронів

Основними характеристиками вимірювальних приладів є: рівняння перетворення, чутливість, поріг чутливості, діапазон вимірювань, область робочих частот, похибки, власна потужність споживання пристроєм, швидкодія, надійність і економічність [1–3]. До числа основних вимог до таких приладів відноситься необхідність відліку вимірюваної величини в прийнятих одиницях, причому показання приладу повинні бути досить точними і мінімально залежати від зміни зовнішніх факторів. Точність вимірювального приладу і ступінь впливу різних факторів на їхні показання визначається значеннями відповідних похибок.

Наскільки б досконалі не були вимірювальні прилади і застосовувані методи вимірювань, результати останніх дають лише наближені значення вимірюваних величин. Відхилення результатів вимірювання від дійсного значення вимірюваної величини визначається похибкою вимірювання.

У попередніх розділах розглянуто ряд нових методів радіочастотних вимірювань параметрів негатронів. Наскільки досконалі ці методи, якою є межа вимірюваних величин багато в чому обумовлюється їхньою похибкою. Виходячи з цього в даній главі наведено результати досліджень похибок цих методів з урахуванням похибок стандартної і нестандартної апаратури, використовуваний у їхній реалізації [4].

7.1. Методика оцінки похибок вимірювання параметрів негатронів

Розроблені в четвертій главі методи вимірювання відносяться до непрямих вимірювань. Результат Z непрямого вимірювання визначається розрахунком за виміряними значеннями x_1, x_2, \dots, x_k і заздалегідь відомої функції $Z = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$ [5–7]. Оскільки кожне x_j , де $j=1, \dots, k$, виміряне з відповідною похибкою γ_j , то задача розрахунку похибки γ_Z результату Z непрямих вимірювань зводиться до підсумовування всіх k похибок вимірювання x_j . Складність цієї задачі полягає в тому, що частина окремих похибок γ_j у результуючій похибці γ_Z може бути різною в залежності від виду функції і співвідношення між собою незалежних похибок змінних x_j .

Оскільки можливі функції $Z = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$ і співвідношення x_j можуть бути різними, то для визначення чутливості похибки Z до зміни похибок x_j використовуємо відомий прийом [8, 9], що полягає у визначенні частинних похідних

$$\frac{\partial Z}{\partial x_j} = \frac{\partial [f(x_1, \dots, x_k)]}{\partial x_j}.$$

Отримані таким шляхом значення $\partial Z / \partial x_j$ в даному випадку x_1, x_2, \dots, x_k є вагами, з якими в сумарну абсолютну похибку ΔZ входять

складові у вигляді абсолютних похибок вимірювання кожного з x_j . Звідси складова абсолютної похибки $\Delta_j(Z)$, що виникає від абсолютної похибки $\Delta(x_j)$, буде $\Delta_j(Z) = (\partial Z / \partial x_j) \Delta(x_j)$. Аналогічно цьому, якщо відомі середньоквадратичні відхилення (с.к.в.) випадкової абсолютної похибки $\sigma(x_j)$ окремих x_j , то с.к.в. відповідних складових підсумкової абсолютної похибки ΔZ буде $\sigma_j(Z) = (\partial Z / \partial x_j) \cdot \sigma(x_j)$. Використовувані в процесі вимірювань величини x_j є некорельованими, тому с.к.в. похибки непрямих вимірювань визначимо з використанням відомого співвідношення [10–12]

$$\sigma(Z) = \sqrt{\sum_1^k \sigma_j^2(Z)} = \sqrt{\sum_1^k \left(\frac{\partial Z}{\partial x_j} \right)^2 \sigma^2(x_j)}. \quad (7.1)$$

З огляду на те, що метод частинних похідних для розрахунку підсумкової похибки результату Z непрямих вимірювань правомірний тільки для абсолютних похибок, відносні значення яких необхідно знаходити відповідним розрахунком [13]

$$\delta_j = a_j \frac{\sigma_j(x_j)}{x_j}, \quad (7.2)$$

де a_j – коефіцієнти, обумовлені заданою довірчою імовірністю і законом розподілу параметрів x_j .

У такий спосіб виникає задача вибору закону розподілу для кожного x_j параметра. У зв'язку з тим, що в розглянутих випадках підсумкова похибка складається з великої кількості (більше чотирьох) похибок, відсутні домінуючі похибки і відсутня кореляція між x_j параметрами, можливий вибір нормального закону розподілу. При цьому значення коефіцієнта $a_j=3$ [10].

Вхідна в (7.2) величина x_j значною мірою впливає на величину похибки, що зі зменшенням x_j збільшується. Для виключення цієї неоднозначності доцільно вести розрахунок зведеної відносної похибки, коли в якості x_j вибирається її граничне значення x_{jn} (або довжина діапазону вимірювань).

Наступна невизначеність використання (7.2) пов'язана з необхідністю знання с.к.в. методу, обумовленого виразом (7.1). Але, як видно з (7.1) знаходження $\sigma(Z)$ методу, вимагає значення $\sigma_j^2(Z)$, що відсутнє у довідковій літературі, а експериментальне визначення вимагає проведення додаткових експериментальних досліджень пов'язаних з набором великого числа статистичних даних, що не є метою даної монографії. Для подолання цих труднощів запропоновано використовувати такий алгоритм розрахунку відносної зведеної похибки $\sigma(Z)$ розроблених методів.

На першому етапі, виходячи з отриманої в другому розділі функції, що характеризує відповідний метод непрямих вимірювань, розраховуємо в загальному вигляді частинні похідні

$$\frac{\partial Z}{\partial x_j} = \frac{\partial [f(x_1, \dots, x_k)]}{\partial x_j}. \quad (7.3)$$

На другому етапі, використовуючи довідкове значення σ_j і задаючи граничним значенням величини x_{jn} , на підставі (7.2) знаходимо $\sigma_j(x_j)$

$$\sigma_j(x_j) = \frac{\delta_j x_{jn}}{a_j}. \quad (7.4)$$

На третьому етапі, підставляючи (7.3) і (7.4) у (7.1) розраховуємо с.к.в. $\sigma(Z)$ запропонованого методу вимірювань.

На четвертому етапі, підставляючи $\sigma(Z)$ у (7.2) і задаючи межу вимірювання шуканого параметра, знаходимо зведене значення відносної похибки запропонованого радіочастотного методу вимірювань.

7.2. Похибки вимірювання інваріантного коефіцієнта стійкості

Інваріантний коефіцієнт стійкості K_c , по-перше, є одним з найважливіших робочих параметрів потенційно нестійких чотириполіусників, а, по-друге, є одним з визначальних параметрів при непрямих вимірюваннях інших робочих параметрів, методи вимірювання яких запропоновані в четвертій главі. Як було показано в першому розділі, запропоновано кілька методів вимірювання K_c , основними з яких є [14]:

1. Визначення K_c за результатами попереднього вимірювання W -параметрів чотириполіусника (4.2).
2. Визначення K_c за результатами попереднього вимірювання значень коефіцієнтів прямої $K_{ном 21}$ і зворотної $K_{ном 12}$ передачі чотириполіусника за потужністю [15].
3. Визначення K_c за результатами попереднього вимірювання потужностей сигналу, що виділяється в узгодженому навантаженні при прямій і зворотній передачі чотириполіусника [16].

Для обґрунтування вибору методу вимірювання K_c , проведемо порівняльний аналіз зведених відносних похибок вимірювання K_c вище розглянутими методами. На підставі (7.2), ця похибка буде визначатися виразом

$$\delta_{K_c} = a_i \cdot \frac{\sigma_{K_c}}{K_{c.n}}, \quad (7.5)$$

де σ_{K_c} – с.к.в. методу вимірювання K_c , $K_{c.n}$ – максимальне значення інваріантного коефіцієнта стійкості.

З урахуванням обґрунтування виконаного в 7.1, величина $a_j=3$. З визначення [18], значення K_c лежить у межах $(-1 \dots \infty)$. На практиці, для реальних потенційно нестійких чотириполіусників цей діапазон не перевищує $(-1 \dots 10)$ [19]. З урахуванням цього вибираємо $K_{c.n}=10$.

Підставляючи (4.2) у (7.1) знаходимо вираз для с.к.в. вимірювання K_c за першим методом, через відомі W -параметри чотириполіусника

$$\sigma_{K_c} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_c}{\partial \operatorname{Re} W_{11}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\operatorname{Re} W_{11}})^2 + \left(\frac{\partial K_c}{\partial \operatorname{Re} W_{22}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\operatorname{Re} W_{22}})^2 + \left(\frac{\partial K_c}{\partial \operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})}\right)^2 \cdot (\sigma_{\operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})})^2 + \left(\frac{\partial K_c}{\partial |W_{12} \cdot W_{21}|}\right)^2 \cdot (\sigma_{|W_{12} \cdot W_{21}|})^2} \quad (7.6)$$

З урахуванням (7.4) знаходимо с.к.в. часткових вимірювань

$$\sigma_{\operatorname{Re} W_{11}} = \sigma_{\operatorname{Re} W_{22}} = \frac{\delta_{\operatorname{Re} W_{11}} \cdot \operatorname{Re} W_{11n}}{a_i}; \quad (7.7)$$

$$\sigma_{\operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} = \sigma_{|W_{12} \cdot W_{21}|} = \frac{\delta_{\operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} \cdot \operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})_n}{a_i}. \quad (7.8)$$

Для дециметрового діапазону частот, використовуючи в якості потенційно нестійкого чотириполюсника транзистор, маємо [19] $\sigma_{\operatorname{Re} W_{11}}=20\%$; $\operatorname{Re} W_{11}=100 \text{ Ом}$; $\sigma_{\operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}=25\%$; $\operatorname{Re}(W_{11} W_{21})=150 \text{ Ом}$. Підставляючи ці значення в (7.7) і (7.8), знаходимо: $\sigma_{\operatorname{Re} W_{11}} = \sigma_{\operatorname{Re} W_{22}} = 6,67 \text{ Ом}$; $\sigma_{\operatorname{Re}(W_{12} W_{21})} = \sigma_{|W_{12} W_{21}|} = 12,5 \text{ Ом}$.

Використовуючи (4.2), знаходимо частинні похідні

$$\frac{\partial K_c}{\partial \operatorname{Re} W_{11}} = 2 \cdot \frac{\operatorname{Re} W_{22}}{W_{12} \cdot W_{21}}; \quad (7.9)$$

$$\frac{\partial K_c}{\partial \operatorname{Re} W_{22}} = 2 \cdot \frac{\operatorname{Re} W_{11}}{W_{12} \cdot W_{21}}; \quad (7.10)$$

$$\frac{\partial K_c}{\partial \operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} = -\frac{1}{W_{12} \cdot W_{21}}; \quad (7.11)$$

$$\frac{\partial K_c}{\partial |W_{12} \cdot W_{21}|} = -\frac{2 \cdot \operatorname{Re} W_{11} \cdot \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})}{|W_{12} \cdot W_{21}|^2}. \quad (7.12)$$

Підставляючи (7.9) – (7.12) у (7.6), знаходимо

$$\sigma_{K_c} = \sqrt{\left(2 \cdot \frac{\operatorname{Re} W_{22}}{W_{12} \cdot W_{21}}\right)^2 \cdot 6,67^2 + \left(2 \cdot \frac{\operatorname{Re} W_{11}}{W_{12} \cdot W_{21}}\right)^2 \cdot 6,67^2 + \left(-\frac{1}{W_{12} \cdot W_{21}}\right)^2 \cdot 12,5^2 + \left(-\frac{2 \cdot \operatorname{Re} W_{11} \cdot \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})}{|W_{12} \cdot W_{21}|^2}\right)^2 \cdot 12,5^2} \quad (7.13)$$

Підставляючи (7.13) і вище обґрунтовані значення для $K_{c.n}$, a_i , $\operatorname{Re} W_{22}$, $\operatorname{Re}(W_{12} W_{21})$ у (7.5), дістанемо

$$\delta_{K_c} = \frac{3}{10} \cdot \sqrt{\left(2 \cdot \frac{100}{W_{12} \cdot W_{21}}\right)^2 \cdot 6,67^2 + \left(2 \cdot \frac{100}{W_{12} \cdot W_{21}}\right)^2 \cdot 6,67^2 + \left(-\frac{1}{W_{12} \cdot W_{21}}\right)^2 \cdot 12,5^2 + \left(-\frac{2 \cdot 100 \cdot 100 - 150}{|W_{12} \cdot W_{21}|^2}\right)^2 \cdot 12,5^2}$$

Враховуючи цей вираз графік залежності відносної похибки вимірювання K_c з використанням першого методу в залежності від W -параметрів прямої і зворотної передачі чотириполюсника буде мати вигляд, зображений на рис. 7.1.

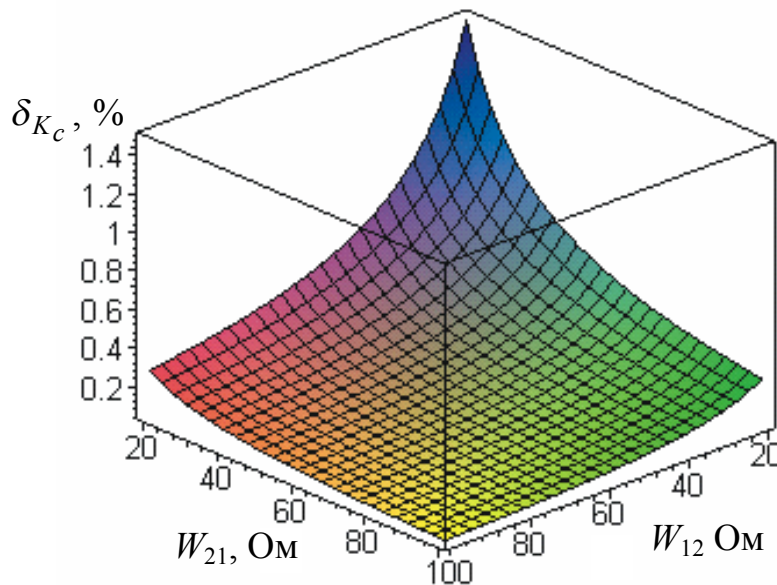


Рис. 7.1. Залежність зведеної відносної похибки вимірювання K_c від значень імпедансних параметрів чотириполюсника

В розрахунках нехтувалася реактивна складова W_{12} і W_{21} , що справедливо для діапазону високих частот [20].

Як видно з графіка, зменшення значень W_{12} і W_{21} веде до росту δ_{K_c} , що особливо виявляється при взаємно малих значеннях імпедансних W -параметрів чотириполюсника.

Наведені в табл. 7.1 числові значення δ_{K_c} показують, що використання першого методу вимірювання K_c доцільно для значень W_{12} і W_{21} , що перевищують 100 Ом. У цьому випадку відносна похибка вимірювання K_c складає менше 5%.

Використовуючи другий метод вимірювання K_c , з урахуванням [15] вираз для с.к.в. методу має вигляд

$$\sigma_{K_c} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_c}{\partial K_{ном 12}}\right)^2 \cdot \left(\sigma_{K_{ном 12}}\right)^2 + \left(\frac{\partial K_c}{\partial K_{ном 21}}\right)^2 \cdot \left(\sigma_{K_{ном 21}}\right)^2} \quad (7.14)$$

Таблиця 7.1

Залежність δ_{K_c} від значень імітансних параметрів чотириполосника

$W_{12}, \text{ Ом}$	$W_{21}, \text{ Ом}$	$\delta_{K_c}, \%$
1	1	74439,65167
10	10	9,351087012
19	19	1,668619939
28	28	0,732001566
37	37	0,41532982
46	46	0,267992859
55	55	0,187277809
64	64	0,138250093
73	73	0,106240014
82	82	0,084189314
91	91	0,068355521
100	100	0,056602964

Вхідні в (7.14) с.к.в. вимірювання коефіцієнтів прямої $K_{ном\ 21}$ і зворотної $K_{ном\ 12}$ передачі чотириполосника, відповідно до (7.4) визначаються виразом

$$\sigma_{K_{ном12}} = \sigma_{K_{ном12}} = \frac{\delta_{K_{ном}} \cdot K_{номг}}{a_i},$$

де $K_{номг}$ – граничне вимірюване значення $K_{ном}$.

У діапазоні високих і надвисоких частот, для потенційно нестійких чотириполосників (здатних до самозбудження) величина $K_{ном}$ зазвичай не перевищує 100 одиниць. При використанні для вимірювання коефіцієнта передачі вимірювача типу Р4-23 [21], середньоквадратична похибка $\sigma_{K_{ном}} = 5\%$, з урахуванням цього, знаходимо $\sigma_{K_{ном}} = 1,67$.

Використовуючи [15], знаходимо частинні похідні

$$\frac{\partial K_c}{\partial K_{ном\ 12}} = \frac{K_{ном\ 21}}{2 \cdot \sqrt{K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}}} - \frac{(1 + K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}) \cdot K_{ном\ 21}}{4 \cdot \sqrt{(K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21})^3}}; \quad (7.15)$$

$$\frac{\partial K_c}{\partial K_{ном\ 21}} = \frac{K_{ном\ 12}}{2 \cdot \sqrt{K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}}} - \frac{(1 + K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}) \cdot K_{ном\ 12}}{4 \cdot \sqrt{(K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21})^3}}. \quad (7.16)$$

Підставляючи (7.15) і (7.16) у (7.14), знаходимо аналітичну залежність відносної похибки вимірювання K_c , при використанні другого методу, в залежності від коефіцієнтів передачі чотириполосника за потужністю

$$\delta_{K_c} = \frac{1,67 \cdot 3}{10} \sqrt{\left(\frac{K_{ном\ 21}}{2 \cdot \sqrt{K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}}} - \frac{(1 + K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}) \cdot K_{ном\ 21}}{4 \cdot \sqrt{(K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21})^3}} \right)^2 + \left(\frac{K_{ном\ 12}}{2 \cdot \sqrt{K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}}} - \frac{(1 + K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21}) \cdot K_{ном\ 12}}{4 \cdot \sqrt{(K_{ном\ 12} \cdot K_{ном\ 21})^3}} \right)^2} \cdot 100, \% \quad (7.17)$$

На підставі (7.17) розраховано графік залежності відносної похибки вимірювання від величини коефіцієнтів прямої і зворотної передачі (рис. 7.2)

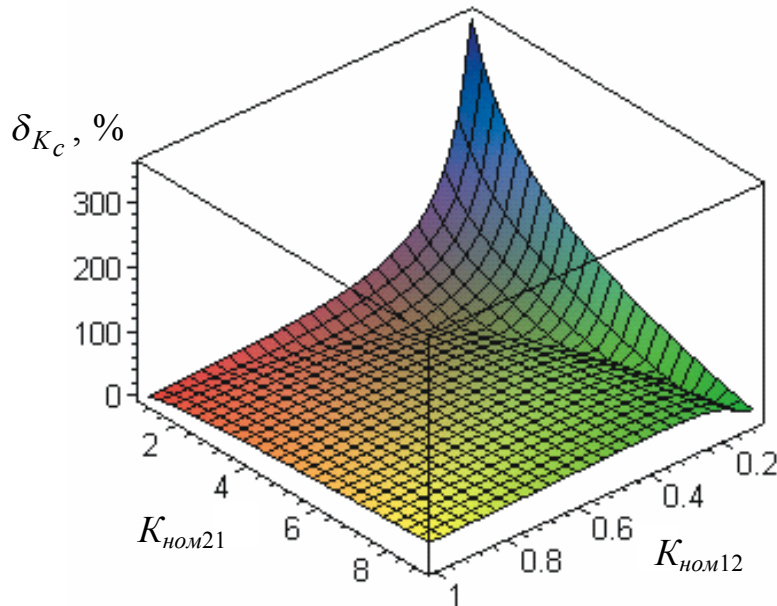


Рис. 7.2. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_c від значень номінальних коефіцієнтів передачі чотиріполюсника за потужністю

Як видно з графіка, величина похибки росте зі зменшенням значень як $K_{ном\ 21}$, так і $K_{ном\ 12}$. Наведені в табл. 7.2 числові значення δ_{K_c} показують, що використання другого методу вимірювання K_c доцільно для значень $K_{ном\ 12} > 0,2$ і $K_{ном\ 21} > 2$. У цьому випадку відносна середньоквадратична похибка δ_{K_c} не перевищує 7%.

При визначенні K_c за результатами вимірювання потужностей сигналу P_{11} і P_{12} , що пройшов через чотиріполюсник у прямому і зворотному напрямках, з використанням виразу (2.25), величина абсолютної середньоквадратичної похибки буде мати вигляд

$$\sigma_{K_c} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_c}{\partial P_{11}} \right)^2 \cdot \sigma_{P_{11}}^2 + \left(\frac{\partial K_c}{\partial P_{12}} \right)^2 \cdot \sigma_{P_{12}}^2}, \quad (7.18)$$

де $\sigma_{P_{11}}$ і $\sigma_{P_{12}}$ – абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання потужностей P_{11} і P_{12} .

Залежність δ_{K_c} від значень номінальних коефіцієнтів передачі
чотириполосника за потужністю

$K_{ном 12}$	$K_{ном 21}$	$\delta_{K_c}, \%$
0,1	1	7,56296381
0,2	2	2,38830436
0,3	3	1,10569646
0,4	4	0,54731975
0,5	5	0,23883044
0,6	6	0,04422786
0,7	7	0,08935833
0,8	8	0,18658628
0,9	9	0,26045294
1	10	0,31844058

З огляду на те, що вимірювання P_{11} і P_{12} можливо здійснювати тим самим вимірювачем потужності, маємо $\sigma_{P_{11}} = \sigma_{P_{12}} = \sigma_P$. З урахуванням цього, (7.18) запишемо у вигляді

$$\sigma_{K_c} = \sigma_P \cdot \sqrt{\left(\frac{\partial K_c}{\partial P_{11}}\right)^2 + \left(\frac{\partial K_c}{\partial P_{12}}\right)^2}. \quad (7.19)$$

Величина σ_P визначається з виразу

$$\sigma_P = \frac{\delta_P \cdot P_{\max}}{a_i}.$$

З огляду на те, що вимірювання K_c проводяться в режимі малого сигналу, що для транзисторних чотириполосників не перевищує $P_{\max} = 10^{-3}$ Вт [20], при використанні термісторного вимірювача потужності МЗ-1, що має $\delta_P = 10\%$ [22], знаходимо

$$\sigma_P = \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{3} = 3,33 \cdot 10^{-5} \text{ Вт.}$$

Розраховуючи частинні похідні

$$\frac{\partial K_c}{\partial P_{11}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{12}}{\sqrt{P_{11} \cdot P_{12}}} - \frac{1}{4} \cdot \frac{(P_G^2 + P_{11} \cdot P_{12}) \cdot P_{12}}{(P_{11} \cdot P_{12})^{3/2}},$$

$$\frac{\partial K_c}{\partial P_{12}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{11}}{\sqrt{P_{11} \cdot P_{12}}} - \frac{1}{4} \cdot \frac{(P_G^2 + P_{11} \cdot P_{12}) \cdot P_{11}}{(P_{11} \cdot P_{12})^{3/2}}$$

і підставляючи їх у (7.19) з урахуванням (7.20), знаходимо абсолютну середньоквадратичну похибку визначення K_c третім методом

$$\sigma_{K_c} = 3,33 \cdot 10^{-5} \sqrt{\left(\frac{P_{12}}{2 \cdot 10^{-3} \sqrt{P_{11} \cdot P_{12}}} - \frac{\left((10^{-3})^2 + P_{11} \cdot P_{12} \right) \cdot P_{12}}{4 \cdot 10^{-3} (P_{11} \cdot P_{12})^{3/2}} \right)^2 + \left(\frac{P_{11}}{2 \cdot 10^{-3} \sqrt{P_{11} \cdot P_{12}}} - \frac{\left((10^{-3})^2 + P_{11} \cdot P_{12} \right) \cdot P_{11}}{4 \cdot 10^{-3} (P_{11} \cdot P_{12})^{3/2}} \right)^2} \quad (7.21)$$

Використовуюючи (7.21) розраховано графік залежності відносної середньоквадратичної похибки δ_{K_c} визначення K_c третім методом (рис. 7.3) в залежності від рівня сигналу, що пройшов через чотириполюсник у процесі вимірювання.

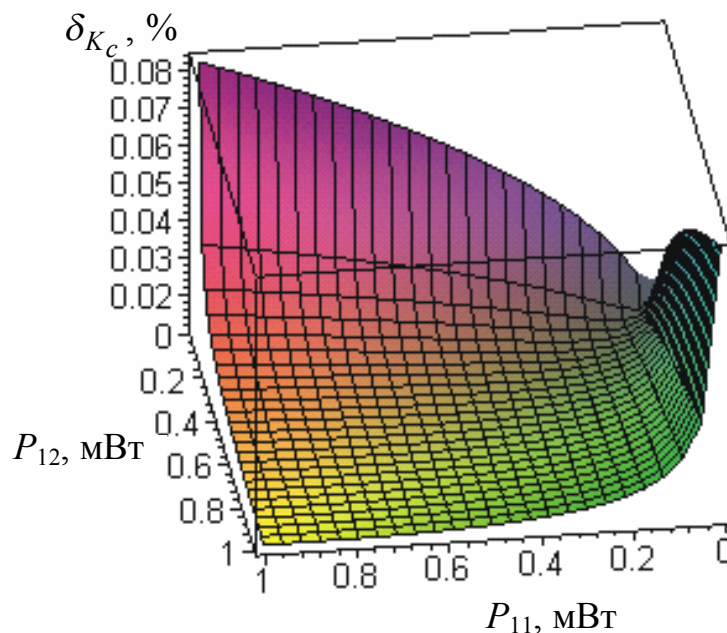


Рис. 7.3. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_c від значень потужності сигналу, що пройшов через чотириполюсник

Як і при використанні перших двох методів, величина δ_{K_c} нелінійно залежить від значень вимірюваних параметрів P_{11} і P_{12} . Кількісна оцінка цієї похибки, наведена в табл. 7.3 показує, що вона значно менша порівняно з першим і другим методами, і не перевищує 0,12% у діапазоні значень P_{11} і P_{12} від 0,1 до 1 мВт.

Таким чином, проведені дослідження показали, що найменшою похибкою визначення K_c чотириполюсників є запропонований у [23] третій метод оснований на вимірюванні потужностей сигналу, що пройшов через

чотириполюсник у прямому і зворотному напрямку при постійній потужності генератора.

Таблиця 7.3

Залежність δ_{K_c} від значень потужності сигналу, що пройшов через

чотириполюсник

P_{11} , мВт	P_{12} , мВт	δ_{K_c} , %
0,0001	0,0001	0,1165559
0,0002	0,0002	0,028256
0,0003	0,0003	0,0119041
0,0004	0,0004	$6,181 \cdot 10^{-3}$
0,0005	0,0005	$3,532 \cdot 10^{-3}$
0,0006	0,0006	$2,09304 \cdot 10^{-3}$
0,0007	0,0007	$1,22539 \cdot 10^{-3}$
0,0008	0,0008	$6,6225 \cdot 10^{-4}$
0,0009	0,0009	$2,76164 \cdot 10^{-4}$
0,001	0,001	$1,56852 \cdot 10^{-18}$

7.3. Похибки вимірювання мінімально досяжного дійсного імітанса

Мінімально досяжний дійсний імітанс $\text{Re}W_{\min}$ характеризує потенційні можливості чотириполюсника при створенні на його основі різних інформаційних пристроїв (активних фільтрів, перетворювачів частоти, комутаторів, генераторів гармонійних коливань і ін.). Як було показано в попередніх розділах він може бути знайдений шляхом непрямих вимірювань, через W -параметри чотириполюсника з використанням (4.18), (4.19) або через інваріантні коефіцієнти стійкості навантаженого чотириполюсника з використанням (4.21). З огляду на те, що оцінка похибок цих методів раніше не здійснювалася, є доцільним проведення такого аналізу.

У загальному випадку зведена відносна середньоквадратична похибка визначення $\text{Re}W_{\min}$ дорівнює

$$\delta_{\text{Re}W_{\text{ex min}}} = a_i \cdot \frac{\sigma_{\text{Re}W_{\text{ex min}}}}{\text{Re}W_{\text{ex min}}^{\max}}, \quad (7.22)$$

де $\sigma_{\text{Re}W_{\text{ex min}}}$ – абсолютна середньоквадратична похибка методу;

$\text{Re}W_{\text{ex min}}^{\max}$ – максимальне значення $\text{Re}W_{\text{ex min}}$.

Абсолютна середньоквадратична похибка методу визначення $\text{Re}W_{\text{ex min}}$ через W -параметри, з урахуванням (4.18), дорівнює

$$\sigma_{\text{Re}W_{\text{exmin}}} = \sqrt{\left(\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}W_{11}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}W_{11}})^2 + \left(\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}W_{22}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}W_{22}})^2 +} \quad (7.23)$$

$$+ \left(\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})}\right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})})^2 + \left(\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial |W_{12} \cdot W_{21}|}\right)^2 \cdot (\sigma_{|W_{12} \cdot W_{21}|})^2$$

З огляду на те, що величина відносних середньоквадратичних похибок вимірювання $\sigma_{\text{Re}W_{11}} = \sigma_{\text{Re}W_{22}}$ і $\sigma_{\text{Re}(W_{12}W_{21})} = \sigma_{\text{Re}|W_{12}W_{21}|}$, абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання складових W -параметрів чотириполюсника будуть визначатися виразами

$$\sigma_{\text{Re}W_{11}} = \sigma_{\text{Re}W_{22}} = \frac{\delta_{\text{Re}W_{11}} \cdot \text{Re}W_{11n}}{a_i}; \quad (7.24)$$

$$\sigma_{\text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} = \sigma_{|W_{12} \cdot W_{21}|} = \frac{\delta_{\text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} \cdot \text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})_n}{a_i}, \quad (7.25)$$

де $\text{Re}W_{11n}$ і $\text{Re}(W_{12}W_{21})_n$ – передбачувані максимальні значення параметрів.

Для нормального закону розподілу $a_i=3$. При використанні в якості чотириполюсника біполярного транзистора, маємо [20]: $\text{Re}(W_{11})_i=100$ Ом; $\delta_{\text{Re}W_{11}}=20\%$; $\text{Re}(W_{12}W_{21})_i=150$ Ом; $\delta_{\text{Re}(W_{12}W_{21})}=25\%$. З урахуванням цього, використовуючи (7.24) і (7.25), знаходимо

$$\sigma_{\text{Re}W_{11}} = \sigma_{\text{Re}W_{22}} = \frac{0,2 \cdot 100}{3} = 6,67 \text{ Ом};$$

$$\sigma_{\text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} = \sigma_{|W_{12} \cdot W_{21}|} = \frac{0,25 \cdot 150}{3} = 12,5 \text{ Ом}.$$

Використовуючи (7.23), знаходимо частинні похідні

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}W_{11}} = 1; \quad (7.26)$$

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}W_{22}} = \frac{W_{12} \cdot W_{21} + \text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})}{2 \cdot \text{Re}W_{22}^2}; \quad (7.27)$$

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\text{Re}W_{22}}; \quad (7.28)$$

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial |W_{12} \cdot W_{21}|} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\text{Re}W_{22}}. \quad (7.29)$$

Підставляючи (7.26) – (7.29) у (7.23), одержимо

$$\sigma_{\text{Re}W_{\text{exmin}}} = \sqrt{44,5 + \left(\frac{W_{12} \cdot W_{21} + \text{Re}(W_{12} \cdot W_{21})}{2 \cdot \text{Re}W_{22}^2}\right)^2 \cdot 44,5 + \left(\frac{1}{\text{Re}W_{22}}\right)^2 \cdot 156,25}. \quad (7.30)$$

Підставляючи (7.26) – (7.29) у (7.22) при $\text{Re}W_{\text{exmin}}^{\text{max}}=10$, вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання $\text{Re}W_{\text{вх. min}}$ у

залежності від імітансних W_{12} і W_{21} параметрів чотириполюсника

$$\delta_{\text{Re}W_{\text{ex.min}}} = 0,3 \cdot \sqrt{44,5 + \left(\frac{W_{12} \cdot W_{21} + 150}{2 \cdot 10^4} \right)^2} \cdot 44,5 + 15625 \cdot 10^{-4}. \quad (7.31)$$

На підставі (7.31) побудовано графік залежності $\delta_{\text{Re}W_{\text{ex.min}}}$ від модуля значень $|W_{12}|$ і $|W_{21}|$ (рис. 7.4) з якого випливає, що з наростанням величини $|W_{12}|$ і $|W_{21}|$, відбувається незначне монотонне наростання похибки.

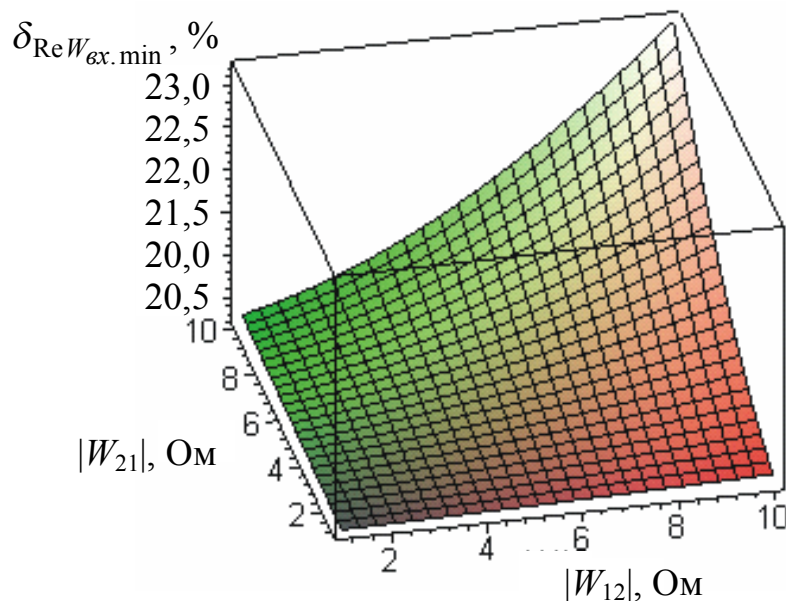


Рис. 7.4. Залежність зведеної середньоквадратичної відносної похибки вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ від значень імітансних параметрів чотириполюсника

Як видно з табл. 7.4 величина цієї похибки порівнянна з похибкою вимірювання імітансних W -параметрів.

Таблиця 7.4

Залежність $\delta_{\text{Re}W_{\text{ex.min}}}$ від значень імітансних параметрів чотириполюсника

$ W_{12} , \text{ Ом}$	$ W_{21} , \text{ Ом}$	$\delta_{\text{Re}W_{\text{ex.min}}}, \%$
1	1	15,278698
2	2	15,582157
3	3	16,087927
4	4	16,796013
5	5	17,706419
6	6	18,819151
7	7	20,134216
8	8	21,651616
9	9	23,371356
10	10	25,293437

Абсолютна середньоквадратична похибка вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex. min}}$ з використанням другого методу, на підставі (4.21) дорівнює

$$\sigma_{\text{Re}W_{\text{exmin}}} = \sqrt{\left(\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}W_1}\right)^2 \cdot \sigma_{\text{Re}W_1}^2 + \left(\frac{\partial \text{Re}W_{\text{exmin}}}{\partial \text{Re}W_2}\right)^2 \cdot \sigma_{\text{Re}W_2}^2}. \quad (7.32)$$

Абсолютна середньоквадратична похибка вимірювання дійсних імітансів $\text{Re}W_1$ і $\text{Re}W_2$ може бути визначена через відносні зведені похибки

$$\sigma_{\text{Re}W_1} = \sigma_{\text{Re}W_2} = \frac{\delta_{\text{Re}W_1} \cdot \text{Re}W_{1n}}{a_i}. \quad (7.33)$$

Використовуючи як імітанси W_1 і W_2 резистори з третім класом допуску, для яких $\sigma_{\text{Re}W_1} = 20\%$, і максимальним значенням дійсного опору $\text{Re}W_{1n} = 10$ Ом, на підставі (7.33) знаходимо

$$\sigma_{\text{Re}W_1} = \frac{0,2 \cdot 100}{3} = 0,667 \text{ Ом}. \quad (7.34)$$

На підставі (4.21), розраховуємо частинні похідні

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{ex min}}}{\partial \text{Re}W_1} = \frac{K_{c2} - 1}{K_{c1} - K_{c2}}; \quad (7.35)$$

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{ex min}}}{\partial \text{Re}W_2} = \frac{-K_{c1} + 1}{K_{c1} - K_{c2}}; \quad (7.36)$$

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{ex min}}}{\partial K_{c1}} = \frac{(R_2 - R_1)(K_{c2} - 1)}{(K_{c1} - K_{c2})^2}; \quad (7.37)$$

$$\frac{\partial \text{Re}W_{\text{ex min}}}{\partial K_{c2}} = \frac{(R_2 - R_1)(K_{c1} - 1)}{(K_{c1} - K_{c2})^2}. \quad (7.38)$$

Підставляючи (7.34)–(7.38) у (7.32) з урахуванням значення абсолютної середньоквадратичної похибки вимірювання $\sigma_{K_c} = \delta_{K_c} K_c^{\text{max}} / a_i = 4 \cdot 10^{-4}$ для $K_{cn} = 10$, отримуємо

$$\sigma_{\text{Re}W_{\text{exmin}}} = \sqrt{0,9 \left(\frac{K_{c1} - 1}{K_{c1} - K_{c2}}\right)^2 + 16 \cdot 10^{-4} \frac{(R_2 - R_1)^2 [(K_{c2} - 1)^2 + (K_{c1} - 1)^2]}{(K_{c1} - K_{c2})^4}}. \quad (7.39)$$

Підставляючи (7.33) у (7.22), з урахуванням $\text{Re}W_{\text{min}n} = 10$ Ом, отримуємо аналітичний вираз для аналізу зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex. min}}$, графічна залежність якої від значень інваріантних коефіцієнтів стійкості K_{c1} і K_{c2} показана на рис. 7.5.

Як видно з графіка, мінімальне значення похибки досягається зі збільшенням різниці між значеннями K_{c1} і K_{c2} , що забезпечується вибором величини $\text{Re}W_1$ і $\text{Re}W_2$. Кількісно цей висновок підтверджує і результати числового розрахунку наведені в табл. 7.5.

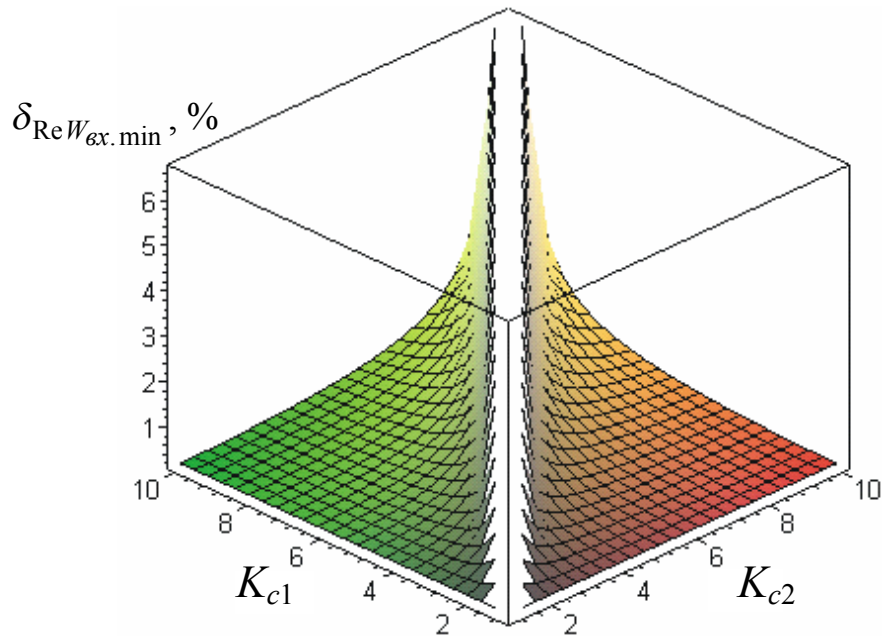


Рис. 7.5. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex. min}}$ від значень інваріантних коефіцієнтів стійкості K_{c1} і K_{c2}

Таблиця 7.5

Залежність $\delta_{\text{Re}W_{\text{ex. min}}}$ від значень інваріантних коефіцієнтів стійкості K_{c1} і K_{c2}

K_{c1}	K_{c2}	$\delta_{\text{Re}W_{\text{ex. min}}}, \%$
1	3	1,41492067
2	4	2,001
3	5	2,82984134
4	6	3,74352822
5	7	4,69276097
6	8	5,65968268
7	9	6,63656621
8	10	7,61958099
9	10	17,09655149
10	1	2,001

У випадку коли різниця між значеннями K_{c1} і K_{c2} знаходиться в межах 3...10, величина похибки не перевищує (1,4...2)%. Таким чином, використання обґрунтованого в п. 4.4 другого методу дозволяє на порядок зменшити методичну похибку вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex. min}}$ у порівнянні з першим методом.

Отримані результати справедливі і для вимірювання $\text{Re}W_{\text{вих. min}}$ чотириполюсника, тому що він описується подібними аналітичними виразами.

7.4. Похибки вимірювання максимально досяжного коефіцієнта передачі

Як було показано в четвертій главі, існує три основних методи вимірювання максимально досяжного коефіцієнта передачі чотириполіусника: на підставі вимірювання імітансних W -параметрів; на підставі вимірювання величини потужності сигналу, що пройшов через чотириполіусник у прямому і зворотному напрямках; на підставі вимірювання нейтралізуючих імітансів у спільній шині чотириполіусника.

Зробимо порівняльну оцінку зведених відносних похибок при використанні кожного з цих методів.

У загальному випадку така похибка буде визначатися з виразу [23]

$$\delta_{K_{ms}} = a_i \cdot \frac{\sigma_{K_{ms}}}{K_{ms \max}}. \quad (7.40)$$

Для першого методу, на підставі того, що $K_{ms} = |W_{21}/W_{12}|$, абсолютна середньоквадратична похибка вимірювання K_{ms}

$$\sigma_{K_{ms}} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{ms}}{\partial W_{12}}\right)^2 \cdot \sigma_{W_{12}}^2 + \left(\frac{\partial K_{ms}}{\partial W_{21}}\right)^2 \cdot \sigma_{W_{21}}^2}. \quad (7.41)$$

Відомо, що відносна середньоквадратична похибка вимірювання в дециметровому діапазоні частот для транзисторних значень W_{12} і W_{21} складає $\delta_{W_{12}} = \delta_{W_{21}} = 20\%$ (якщо врахувати, що зневажається реактивна складова). Звідки, за умови, що $W_{12 \max}$ і $W_{21 \max} = 100$ Ом, і нормального закону розподілу (що було обґрунтовано раніше) знаходимо абсолютну середньоквадратичну похибку вимірювання W_{12} і W_{21} :

$$\sigma_{W_{12}} = \sigma_{W_{21}} = \frac{\delta_{W_{12}} \cdot W_{12n}}{a_i} = \frac{0,2 \cdot 100}{3} = 6,67 \text{ Ом}. \quad (7.42)$$

Обчислюючи частинні похідні

$$\frac{\partial K_{ms \max}}{\partial W_{12}} = -\frac{W_{21}}{W_{12}^2}; \quad (7.43)$$

$$\frac{\partial K_{ms \max}}{\partial W_{21}} = \frac{1}{W_{21}} \quad (7.44)$$

і, підставляючи (7.42)–(7.44) у (7.41), знаходимо

$$\sigma_{K_{ms \max}} = 0,67 \cdot \sqrt{\left(-\frac{W_{21}}{W_{12}^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{W_{21}}\right)^2}. \quad (7.45)$$

Задаючи максимальне значення $K_{ms \max} = 100$ і, підставляючи (7.45) у (7.40), одержуємо вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{ms} при використанні першого методу

$$\delta_{K_{ms}} = 0,67 \cdot \sqrt{\left(\frac{W_{21}}{W_{12}^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{W_{21}}\right)^2}. \quad (7.46)$$

На підставі (7.46) побудовано графік (рис. 7.6) залежності зведеної відносної середньоквадратичної похибки першого методу вимірювання K_{ms} на якому спостерігається зменшення похибки при зниженні різниці між значеннями W_{12} і W_{21} .

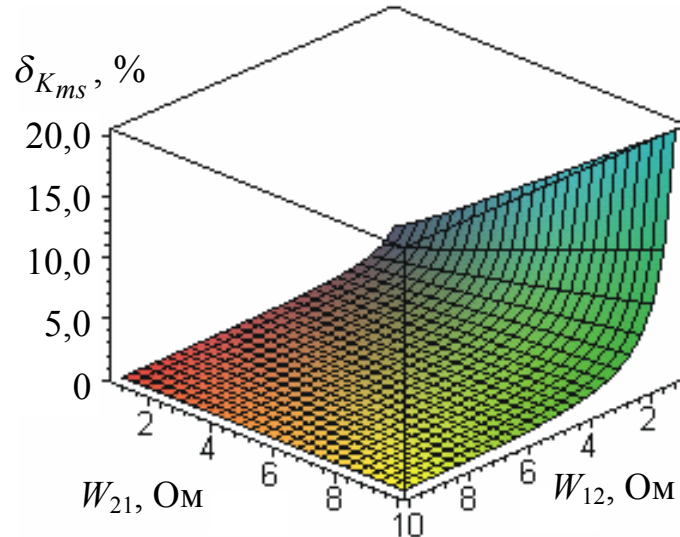


Рис. 7.6. Залежність зведеної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{ms} від імітансних параметрів чотиріполюсника

У випадку, коли, наприклад $W_{12} \rightarrow 0$, а $W_{21} \rightarrow \infty$, похибка прямує до нескінченності. Як показала числова оцінка цієї похибки, у випадку коли вони відрізняються не більш, ніж у 2–3 рази, величина $\delta_{K_{ms}}$ складає менше 10%.

При використанні другого методу, коли $\delta_{P_{12}} = \delta_{P_{21}} = 5\%$ і максимальне значення вимірюваної потужності дорівнює $P_{12 \max} = P_{21 \max} = 1$ мВт (що відповідає малосигнальному режиму роботи транзистора, абсолютна середньоквадратична похибка методу вимірювання K_{ms} буде дорівнювати

$$\sigma_{K_{ms}} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{ms}}{\partial P_{21}}\right)^2 \cdot \sigma_{P_{12}}^2 + \left(\frac{\partial K_{ms}}{\partial P_{21}}\right)^2 \cdot \sigma_{P_{12}}^2}; \quad (7.47)$$

де $\sigma_{P_{12}} = \sigma_{P_{21}} = \frac{0,05 \cdot 10^{-3}}{3} = 1,67 \cdot 10^{-5}$ мВт.

Знаходимо коефіцієнти чутливості методу

$$\frac{\partial K_{ms}}{\partial P_{12}} = -\frac{P_{21}}{2 \cdot P_{12}^2 \sqrt{\frac{P_{21}}{P_{12}}}}, \quad (7.48)$$

$$\frac{\partial K_{ms}}{\partial P_{21}} = \frac{1}{2 \cdot P_{12} \sqrt{\frac{P_{21}}{P_{12}}}}. \quad (7.49)$$

Підставляючи (7.47) – (7.49) у (7.40) одержуємо вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{ms} при використанні другого методу

$$\delta_{K_{ms}} = 2,5 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{1}{P_{12} \cdot \sqrt{\frac{P_{21}}{P_{12}}}} \sqrt{\left(\frac{P_{21}}{P_{12}}\right)^2 + 1}. \quad (7.50)$$

На підставі отриманого виразу побудовано графік (рис. 7.7) залежності $\delta_{K_{ms}}$ від величини P_{12} і P_{21} .

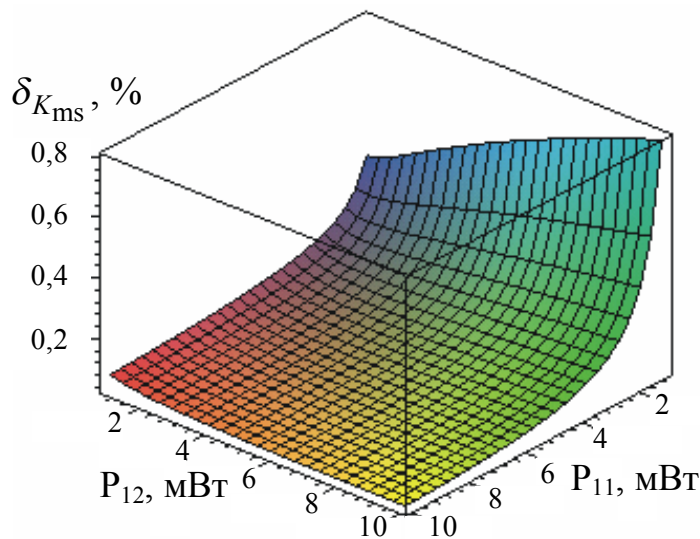


Рис. 7.7. Залежності зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{ms} від потужності сигналу, що пройшов через чотириполюсник

З графіка випливає, що зі збільшенням потужності прохідного сигналу відбувається зниження похибки. На величину похибки найбільший вплив має P_{21} (потужність, що виділяється у навантаженні при прямій передачі).

Проте, у діапазоні значень P_{12} і P_{21} від 0,2 до 1 мВт, $\delta_{K_{ms}}$ не перевищує 0,8%, що на порядок менше, ніж при використанні першого методу.

Знайдемо відносну середньоквадратичну похибку вимірювання K_{ms} з використанням третього методу. З цією метою запишемо вираз для абсолютної середньоквадратичної похибки.

$$\sigma_{K_{ms}} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{ms}}{\partial |Z_1|}\right)^2 \cdot \sigma_{Z_1}^2 + \left(\frac{\partial K_{ms}}{\partial |Z_2|}\right)^2 \cdot \sigma_{Z_2}^2}, \quad (7.51)$$

де σ_{Z_1} і σ_{Z_2} – абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання $|Z_1|$ і $|Z_2|$.

Вважаючи, що $\sigma_{Z_1} = \sigma_{Z_2}$ і максимальні значення $|Z_{1\max}| = |Z_{2\max}|$, знаходимо

$$\sigma_{Z_1} = \sigma_{Z_2} = \frac{\delta_{Z_1} \cdot |Z_{1\max}|}{a_i}. \quad (7.52)$$

У випадку $\delta_{Z_1} = 10\%$ і $Z_{1\max} = 10$ Ом, знаходимо $\sigma_{Z_1} = \sigma_{Z_2} = 0,33$ Ом.

Розраховуємо з використанням (7.40) коефіцієнти чутливості:

$$\frac{\partial K_{ms}}{\partial Z_1} = - \frac{|Z_2|}{|Z_1|^2}; \quad (7.53)$$

$$\frac{\partial K_{ms}}{\partial Z_2} = \frac{1}{|Z_2|}. \quad (7.54)$$

Підставляючи (7.51)–(7.54) у (7.40) одержуємо вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{ms} при використанні третього методу для випадку, коли величина $K_{ms} \leq 100$.

$$\delta_{K_{ms}} = 10^{-2} \cdot \sqrt{\left(\frac{|Z_2|}{|Z_1|^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{|Z_2|}\right)^2}; \quad (7.55)$$

На підставі (7.55) побудовано графік (рис. 7.8) залежності $\delta_{K_{ms}}$ від значень $|Z_1|$ і $|Z_2|$.

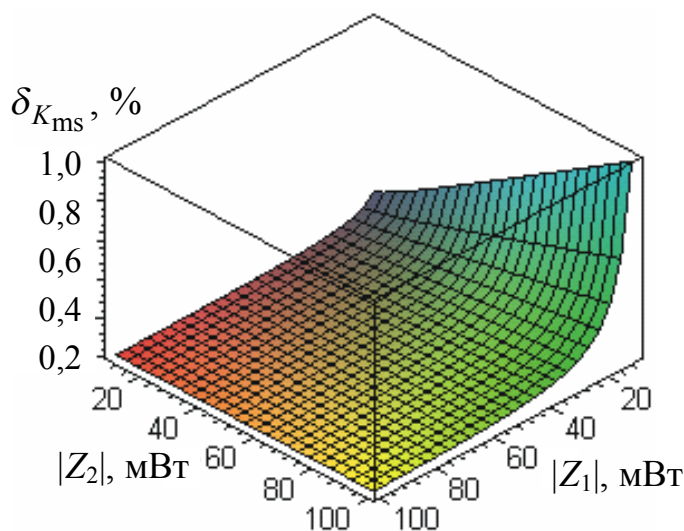


Рис. 7.8. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{ms} від величини модуля нейтралізуючих імітансів

Характер залежності $\delta_{K_{ms}}$ від $|Z_1|$ і $|Z_2|$ аналогічний її залежності від W_{12} і W_{21} у першому методі. Однак величина похибки менша на порядок і відповідає похибці другого методу і не перевищує 1% при зміні $|Z_1|$ і $|Z_2|$ у межах (20...100) Ом.

7.5. Похибки вимірювання коефіцієнта невзаємності

Невзаємні властивості чотириполюсника визначають його функціональні можливості при проектуванні різних видів радіоелектронних пристроїв. Для абсолютно стійких чотириполюсників коефіцієнт невзаємності K_n визначається з виразу (4.44), а для потенційно нестійких чотириполюсників – (2.45) або, як випливає з цього, за формулою (4.52).

У першому випадку зведена відносна середньоквадратична похибка дорівнює

$$\delta_{K_{n1}} = a_i \cdot \frac{\sigma_{K_{n1}}}{K_{n1 \max}}, \quad (7.56)$$

де $\sigma_{K_{n1}}$ – абсолютна середньоквадратична похибка вимірювання K_{n1} ; $K_{n1 \max}$ – максимальне вимірюване значення K_{n1} .

Виходячи з (4.44), абсолютна середньоквадратична похибка вимірювання K_{n1} визначається з виразу

$$\sigma_{K_{n1}} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{n1}}{\partial K_{ном12}}\right)^2 \cdot \sigma_{ном12}^2 + \left(\frac{\partial K_{n1}}{\partial K_{ном21}}\right)^2 \cdot \sigma_{K_{ном21}}^2}, \quad (7.57)$$

де $\sigma_{K_{ном21}}$ і $\sigma_{K_{ном12}}$ – абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання $K_{ном21}$ і $K_{ном12}$, що можуть бути визначені через відносні середньоквадратичні похибки $\delta_{K_{ном21}}$ і $\delta_{K_{ном12}}$ вимірювання цих параметрів.

$$\sigma_{K_{ном12}} = \frac{\delta_{K_{ном12}} \cdot K_{ном12_i}}{a_i};$$

$$\sigma_{K_{ном21}} = \frac{\delta_{K_{ном21}} \cdot K_{ном21_i}}{a_i}.$$

Для сучасних транзисторних чотириполюсників величина $K_{ном21 \max} = 100$, а $K_{ном12 \max} = 0,5$ [24]. При використанні для вимірювання $K_{ном21}$ і $K_{ном12}$ вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі P4-23, що забезпечує в зазначених межах $\delta_{K_{ном21}} = \delta_{K_{ном12}} = 5\%$ на підставі (7.57) і (7.59), одержимо: $\sigma_{K_{ном21}} = 0,05 \cdot 100/3 = 1,67$; $\sigma_{K_{ном12}} = 0,05 \cdot 0,5/3 = 0,08$.

Використовуючи (4.44) знаходимо коефіцієнти чутливості непрямих вимірювань

$$\frac{\partial K_{n1}}{\partial K_{ном21}} = \frac{1}{K_{ном21}}; \quad \frac{\partial K_{n1}}{\partial K_{ном12}} = -\frac{K_{ном21}}{K_{ном12}^2}. \quad (7.58)$$

Підставляючи (7.58) у (7.57) з урахуванням (7.56) отримуємо

аналітичний вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{H1}

$$\delta_{K_H} = 0,03 \cdot \sqrt{\left(-\frac{K_{НОМ21}}{K_{НОМ12}^2}\right)^2 \cdot 0,08^2 + \left(\frac{1}{K_{НОМ12}}\right)^2 \cdot 2,8}. \quad (7.59)$$

На підставі (7.59) розраховано і показано на рис. 7.9. графік залежності $\delta_{K_{H1}}$ від величини $K_{НОМ21}$ і $K_{НОМ12}$. Як видно з графіка, найбільший вплив на величину похибки має значення $K_{НОМ12}$.

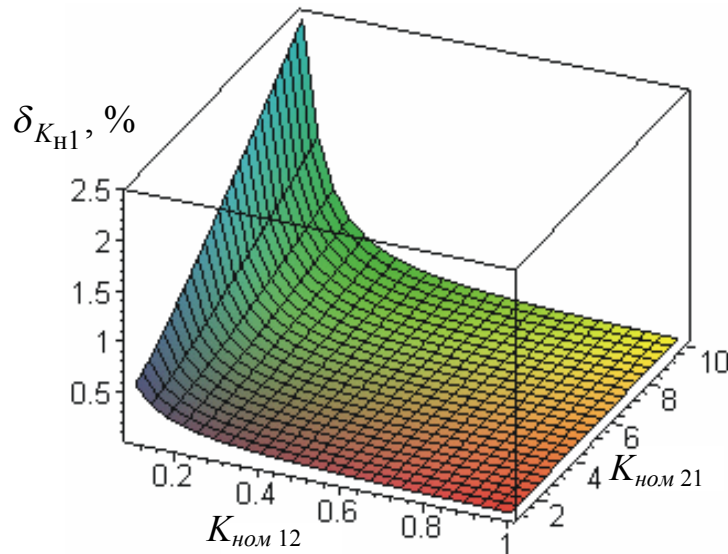


Рис. 7.9. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{H1} від величини $K_{НОМ21}$ і $K_{НОМ12}$

Якщо $K_{НОМ12} \rightarrow 0$, то величина $\delta_{K_{H1}} \rightarrow \infty$. Однак, у діапазоні $K_{НОМ12} > 0,1$ і $K_{НОМ21} < 10$ ця похибка не перевищує 2,5%. При цьому варто враховувати, що розглянута похибка забезпечується тільки для абсолютно-стійких чотириполіусників.

Зведена абсолютна похибка вимірювання K_{H1} потенційно нестійкого чотириполіусника, виходячи з (4.45), дорівнює

$$\sigma_{K_{H2}} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{H2}}{\partial \text{Re}W_{\text{ex.min}}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}W_{\text{ex.min}}})^2 + \left(\frac{\partial K_{H2}}{\partial \text{Re}W_{\text{вух.min}}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}W_{\text{вух.min}}})^2}, \quad (7.60)$$

де $\sigma_{\text{Re}W_{\text{ex.min}}}$ і $\sigma_{\text{Re}W_{\text{вух.min}}}$ – абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ і $\text{Re}W_{\text{вух.min}}$.

З огляду на те, що мінімальна зведена відносна середньоквадратична похибка $\delta_{\text{Re}W_{\text{min}}}$, розрахована в п. 3.3 не перевищує 2%, для діапазону вимірюваних значень, що не перевищують 100 Ом, знаходимо

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{Re}W_{\text{ex. min}}} &= \sigma_{\text{Re}W_{\text{вух. min}}} = \frac{\delta_{\text{Re}W_{\text{ex. min}} \cdot \text{Re}W_{\text{ex. min}}^{(\text{max})}}{a_i} = \\ &= \frac{0,02 \cdot 100}{3} = 0,67 \text{ Ом.}\end{aligned}\quad (7.61)$$

Визначаючи з (4.45) коефіцієнти чутливості

$$\frac{\partial K_{H2}}{\partial \text{Re}W_{\text{ex. min}}} = -\frac{\text{Re}W_{\text{вух. min}}}{(\text{Re}W_{\text{ex. min}})^2}; \quad (7.62)$$

$$\frac{\partial K_{H2}}{\partial \text{Re}W_{\text{вух. min}}} = \frac{1}{\text{Re}W_{\text{ex. min}}}. \quad (7.63)$$

і, підставляючи (7.60)–(7.63) у (7.56), знаходимо аналітичний вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання коефіцієнта невзаємності K_{H2} потенційно нестійкого чотириполюсника

$$\delta_{K_{H2}} = 0,2 \cdot \sqrt{\left(\frac{\text{Re}W_{\text{вух. min}}}{\text{Re}W_{\text{ex. min}}^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{\text{Re}W_{\text{ex. min}}}\right)^2}. \quad (7.64)$$

На рис. 7.10 зображено графік залежності $\delta_{K_{H2}}$ від значень $\text{Re}W_{\text{ex. min}}$ і $\text{Re}W_{\text{вух. min}}$, побудований з використанням виразу (7.64).

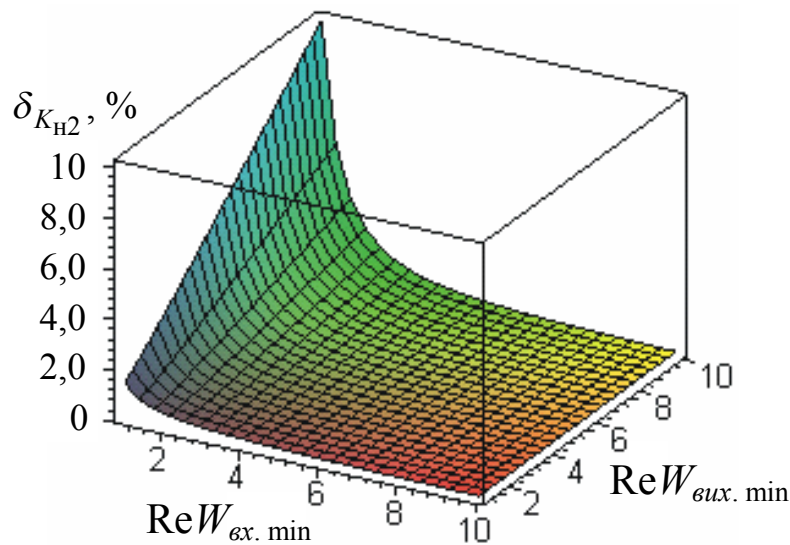


Рис. 7.10. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання K_{H2} від значень $\text{Re}W_{\text{ex. min}}$ і $\text{Re}W_{\text{вух. min}}$

За характером він аналогічний графіку приведену на рис. 7.9. При $\text{Re}W_{\text{ex. min}} \rightarrow 0$ відбувається різке збільшення похибки вимірювання. Як видно з табл. 7.6, при $\text{Re}W_{\text{ex. min}} > 3$ Ом маємо $\delta_{K_{H2}} < 5\%$. При цьому варто враховувати, що отримані значення характерні як для стійкого, так і потенційно нестійкого чотириполюсника.

Залежність $\delta_{K_{H2}}$ від значень $ReW_{ex \min}$ і $ReW_{вих \min}$

$ReW_{ex \min}$, Ом	$ReW_{вих \min}$, Ом	$\delta_{K_{H2}}$, %
1	1	14,1421356
2	2	7,0710678
3	3	4,7140452
4	4	3,5355339
5	5	2,8284271
6	6	2,3570226
7	7	2,0203051
8	8	1,767767
9	9	1,5713484
10	10	1,4142136

Подальшим розвитком цього методу є знаходження K_n через значення радіусів ρ_{ex} і $\rho_{вих}$ імітансних кіл. З урахуванням (2.50) абсолютна середньоквадратична похибка цього методу вимірювань буде дорівнювати

$$\sigma_{K_{H3}} = \sqrt{\left(\frac{\partial K_{H3}}{\partial \rho_{вих}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\rho_{вих}})^2 + \left(\frac{\partial K_{H3}}{\partial \rho_{ex}}\right)^2 \cdot (\sigma_{\rho_{ex}})^2}, \quad (7.65)$$

де $\sigma_{\rho_{вих}}$ і $\sigma_{\rho_{ex}}$ – абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання ρ_{ex} і $\rho_{вих}$.

Припускаємо, що $\sigma_{\rho_{вих}} = \sigma_{\rho_{ex}}$, знаходимо

$$\sigma_{\rho_{вих}} = \sigma_{\rho_{ex}} = \frac{\delta \rho_{вих} \cdot \rho_{вих}^{\max}}{a_i},$$

де $\rho_{вих}^{\max}$ – максимальні значення вимірювання ρ_{ex} і $\rho_{вих}$. З огляду на те, що величини ρ_{ex} і $\rho_{вих}$ є імітансними параметрами і можуть бути виміряні за допомогою вимірювача імітанса, наприклад Р4-23, відносна середньоквадратична похибка при $\rho_{вих}^{\max} = 100$ Ом $\delta_{\rho_{вих}} = 10\%$ [23].

З урахуванням цього знаходимо $\sigma_{\rho_{вих}} = 0,1 \cdot 100 / 3 = 3,3$ Ом. Визначаємо на підставі (4.52) коефіцієнти чутливості

$$\frac{\partial K_{H3}}{\partial \rho_{вих}} = \frac{1}{\rho_{ex}}; \quad \frac{\partial K_{H3}}{\partial \rho_{ex}} = -\frac{\rho_{вих}}{\rho_{ex}^2}. \quad (7.66)$$

Підставляючи (7.66) у (7.65), отримуємо вираз

$$\sigma_{\rho_{ex}} = 3,3 \sqrt{\left(\frac{1}{\rho_{ex}}\right)^2 + \left(-\frac{\rho_{вих}}{\rho_{ex}^2}\right)^2},$$

підставляючи який в (7.2), знаходимо вираз

$$\delta_{K_n} = 0,099 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\rho_{вх}}\right)^2 + \left(\frac{\rho_{вих}}{\rho_{вх}^2}\right)^2}, \quad (7.67)$$

що дозволило побудувати графік залежності зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання $K_{нз}$ потенційно нестійкого чотиріполюсника в залежності від величини $\rho_{вх}$ і $\rho_{вих}$ (рис. 7.11).

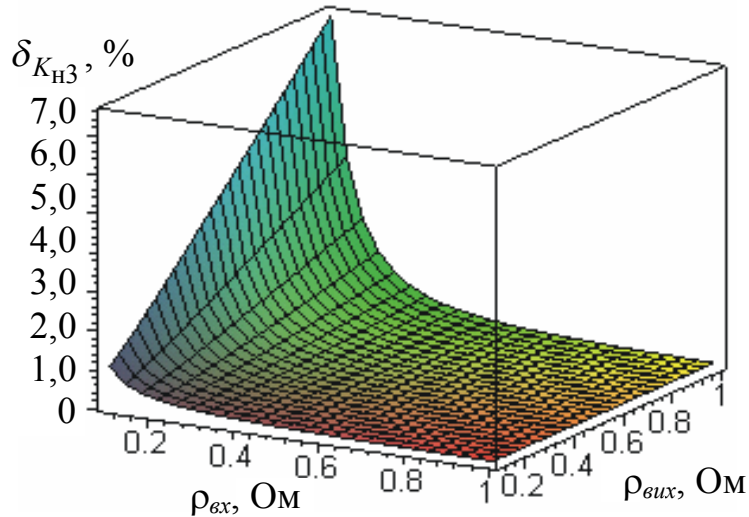


Рис. 7.11. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання $K_{нз}$ від значень $\rho_{вх}$ і $\rho_{вих}$ імітансних кіл

Як видно з графіка, характер цієї залежності аналогічний попередньому випадку, але величина похибки має на 30% менше значення, що вказує на перевагу розглянутого методу вимірювання K_n .

7.6. Похибки вимірювання граничної частоти

Як було показано в четвертій главі, існує три методи вимірювання граничної частоти потенційно нестійкого чотиріполюсника за результатами вимірювання: максимально досяжного коефіцієнта передачі чотиріполюсника на межі стійкості – K_{ms} ; мінімально досяжного значення величини дійсної складової вхідного (вихідного) імітанса чотиріполюсника – $W_{вх. \min}$ ($W_{вих. \min}$); інваріантного коефіцієнта стійкості – $K_{с. вн.}$. З огляду на те, що раніше похибка вимірювань з використанням цих методів не розглядалася, становить інтерес проведення їхнього порівняльного аналізу.

Зведена відносна середньоквадратична похибка вимірювання f_{z1} , що використовує перший метод, дорівнює

$$\delta_{f_{z1}} = a_i \cdot \frac{\sigma_{f_{z1}}}{f_{z \max}}, \quad (7.68)$$

де $f_{z \max}$ – максимальне вимірюване значення f_z ; $\sigma_{f_{z1}}$ – абсолютна

середньоквадратична похибка вимірювання f_{z1} ,

$$\sigma_{f_{z1}} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_{z1}}{\partial f_{вум}}\right)^2 \cdot (\sigma_{f_{вум}})^2 + \left(\frac{\partial f_{z1}}{\partial K_{ms}^K}\right)^2 \cdot (\sigma_{K_{ms}^K})^2 + \left(\frac{\partial f_{z1}}{\partial K_{ms}^B}\right)^2 \cdot (\sigma_{K_{ms}^B})^2}, \quad (7.69)$$

де $\sigma_{f_{вум}}$, $\sigma_{K_{ms}^K}$, $\sigma_{K_{ms}^B}$ – абсолютні середньоквадратичні похибки вимірювання $f_{вум}$, K_{ms}^K , K_{ms}^B відповідно

$$\sigma_{f_{вум}} = \frac{\delta_{f_{вум}} \cdot f_{вумi}}{a_i};$$

$$\sigma_{K_{ms}^K} = \frac{\delta_{K_{ms}^K} \cdot K_{msi}^K}{a_i};$$

$$\sigma_{K_{ms}^B} = \frac{\delta_{K_{ms}^B} \cdot K_{msi}^B}{a_i},$$

де $f_{вум.маx}$, $K_{ms.маx}^K$, $K_{ms.маx}^B$ – максимальні вимірювані значення $f_{вум}$, K_{ms}^K , K_{ms}^B , відповідно.

При використанні вимірювального генератора типу Х1-42 до частоти $f_{вум.маx} = 2\text{ГГц}$ маємо $\delta_{f_{вум}} = 10\%$. Відповідно до розрахунків проведених в п. 7.4, маємо $\delta_{K_{ms}^K} = \delta_{K_{ms}^B} = 5\%$. З урахуванням цього, знаходимо

$$\sigma_{f_{вум}} = \frac{0,1 \cdot 5 \cdot 10^8}{3} = 1,67 \cdot 10^7 \text{ Гц},$$

$$\sigma_{K_{ms}^K} = \sigma_{K_{ms}^B} = \frac{0,05 \cdot 100}{3} = 1,67.$$

Розраховуємо коефіцієнти чутливості

$$\frac{\partial f_{z1}}{\partial f_{вум}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}; \quad (7.70)$$

$$\frac{\partial f_{z1}}{\partial K_{ms}^K} = \frac{1}{4} \cdot \frac{f_{вум} \cdot K_{ms}^B}{\sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}}; \quad (7.71)$$

$$\frac{\partial f_{z1}}{\partial K_{ms}^B} = \frac{1}{4} \cdot \frac{f_{вум} \cdot K_{ms}^K}{\sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}}. \quad (7.72)$$

Підставляючи (7.70)–(7.72) у (7.69), знаходимо

$$\sigma_{f_{z1}} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}\right)^2 \cdot (1,67 \cdot 10^7)^2 + \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{f_{вум} \cdot K_{ms}^B}{\sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}}\right)^2 \cdot 1,67^2 + \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{f_{вум} \cdot K_{ms}^K}{\sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}}\right)^2 \cdot 1,67^2}. \quad (7.73)$$

З урахуванням (7.73) і (7.68), одержимо вираз

$$\delta_{f_{z1}} = 1,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}\right)^2 \cdot 10^{14} + \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{f_{вум} \cdot K_{ms}^B}{\sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}}\right)^2 + \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{f_{вум} \cdot K_{ms}^K}{\sqrt{K_{ms}^K \cdot K_{ms}^B}}\right)^2}. \quad (7.74)$$

На підставі, якого побудовано графік (рис. 7.12) залежності зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання f_z з використанням першого методу на частоті $f_{вум} = 0,5$ ГГц.

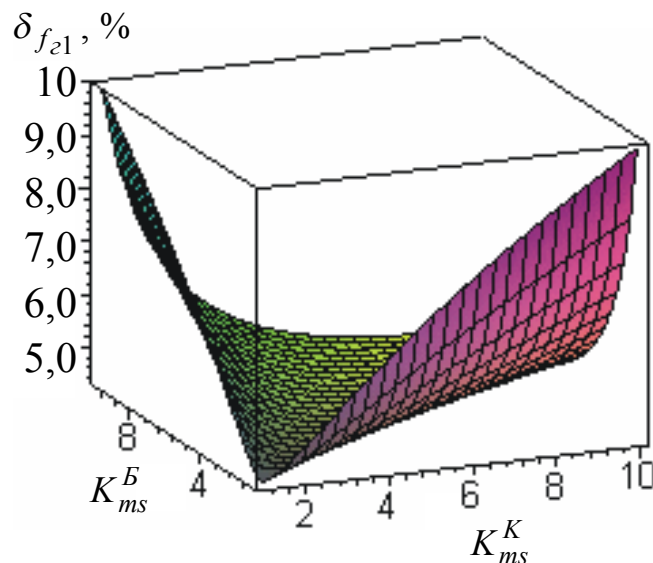


Рис. 7.12. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання f_{z1} від значень K_{ms}^K , K_{ms}^B

Як видно з графіка, спостерігається істотна нелінійність залежності $\delta_{f_{z1}}$ від величини K_{ms}^K і K_{ms}^B , що при зміні K_{ms} від 0...10 коливається в межах (5...10)%. При цьому варто врахувати, що даний метод застосуємо тільки для однокаскадних чотириполосників на базі біполярного

транзистора.

Універсальнішим є другий метод вимірювання f_{22} . Абсолютна середньоквадратична похибка вимірювання з використанням цього методу з урахуванням (4.57), дорівнює

$$\sigma_{f_{22}} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_{22}}{\partial K_{c.вн1}}\right)^2 \cdot (\sigma_{K_{c.вн1}})^2 + \left(\frac{\partial f_{22}}{\partial K_{c.вн2}}\right)^2 \cdot (\sigma_{K_{c.вн2}})^2 + \left(\frac{\partial f_{22}}{\partial f_1}\right)^2 \cdot (\sigma_{f_1})^2 + \left(\frac{\partial f_{22}}{\partial f_2}\right)^2 \cdot (\sigma_{f_2})^2}. \quad (7.75)$$

Припустимо, що відносні середньоквадратичні похибки вимірювання внутрішніх інваріантних коефіцієнтів стійкості $(\delta_{K_{c.вн1}}, \delta_{K_{c.вн2}})$ на різних частотах однакові. З огляду на це, знаходимо

$$\sigma_{K_{c.вн1}} = \sigma_{K_{c.вн2}} = \frac{\delta_{K_{c.вн1}} \cdot K_{c.вн1i}}{a_i}.$$

Крім того допускаємо, що відносні середньоквадратичні похибки вимірювання частот $(\delta_{f_1}, \delta_{f_2})$ також рівні і мають максимальне значення $f_{1\max} = f_{2\max}$. З урахуванням цього

$$\sigma_{f_1} = \sigma_{f_2} = \frac{\delta_{f_1} \cdot f_{1\max}}{a_i}.$$

Беручи, на підставі попередніх розрахунків $\delta_{K_{c.вн1}} = 10\%$ і $\delta_{K_{c.вн2}} = 10\%$ при $\delta_{f_1} = 20\%$ на частоті 500 МГц, знаходимо: $\sigma_{K_{c.вн1}} = 0,33 \text{ Гц}$; $\sigma_{f_1} = 3,33 \cdot 10^5 \text{ Гц}$.

Використовуючи (4.57), знаходимо коефіцієнти чутливості

$$\frac{\partial f_{22}}{\partial K_{c.вн1}} = \frac{f_1}{K_{c.вн1} + K_{c.вн2}} - \frac{f_2 \cdot K_{c.вн1} + f_1 \cdot K_{c.вн2}}{(K_{c.вн1} + K_{c.вн2})^2}; \quad (7.76)$$

$$\frac{\partial f_{22}}{\partial f_1} = \frac{K_{c.вн2}}{K_{c.вн1} + K_{c.вн2}}; \quad (7.77)$$

$$\frac{\partial f_{22}}{\partial f_2} = \frac{K_{c.вн1}}{K_{c.вн1} + K_{c.вн2}}. \quad (7.78)$$

Підставляючи (7.76)–(7.78) у (7.75) і отриманий результат у (7.68), знаходимо

$$\delta_{f_{22}} = 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{0,1 \cdot \left(\left(\frac{f_2}{K_{c.vh1} + K_{c.vh2}} - \frac{f_2 \cdot K_{c.vh1} + f_1 \cdot K_{c.vh2}}{(K_{c.vh1} + K_{c.vh2})^2} \right)^2 + \left(\frac{f_1}{K_{c.vh1} + K_{c.vh2}} - \frac{f_2 \cdot K_{c.vh1} + f_1 \cdot K_{c.vh2}}{(K_{c.vh1} + K_{c.vh2})^2} \right)^2 \right) + 11,1 \cdot 10^{10} \cdot \left(\left(\frac{K_{c.vh2}}{K_{c.vh1} + K_{c.vh2}} \right)^2 + \left(\frac{K_{c.vh1}}{K_{c.vh1} + K_{c.vh2}} \right)^2 \right)}. \quad (7.79)$$

Як приклад, з використанням (7.79) для випадку, коли $f_1=500$ Гц і $f_2=200$ МГц розраховано графік залежності $\delta_{f_{22}}$ від значень $K_{c.vh.1}$ і $K_{c.vh.2}$ (рис. 7.13).

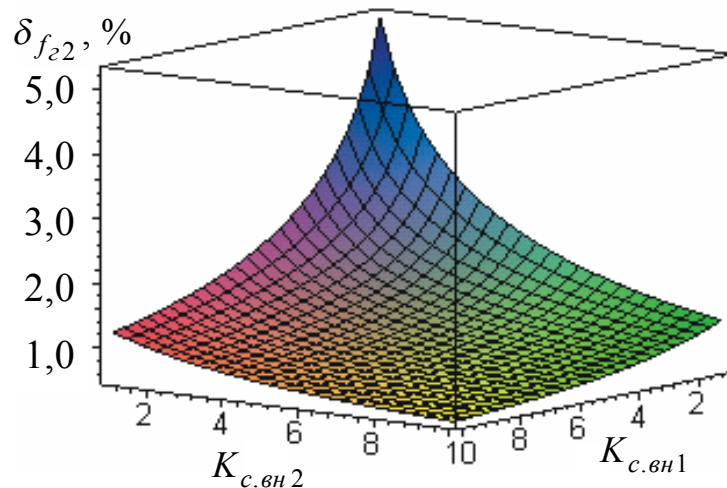


Рис. 7.13. Залежності зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання f_{22} від значень $K_{c.vh1}$ і $K_{c.vh2}$

Як видно з графіка, величина похибки зменшується з ростом як $K_{c.vh1}$, так і $K_{c.vh2}$. У діапазоні значень $K_{c.vh} = (1 \div 10)$ відносна середньоквадратична похибка цього методу вимірювань не перевищує 5%.

Абсолютна середньоквадратична похибка третього методу вимірювання граничної частоти f_{23} , на підставі (4.58) дорівнює

$$\sigma_{f_{23}} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_{23}}{\partial \text{Re}W_{\min 1}} \right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}W_{\min 1}})^2 + \left(\frac{\partial f_{23}}{\partial \text{Re}W_{\min 2}} \right)^2 \cdot (\sigma_{\text{Re}W_{\min 2}})^2 + \left(\frac{\partial f_{23}}{\partial f_1} \right)^2 \cdot (\sigma_{f_1})^2 + \left(\frac{\partial f_{23}}{\partial f_2} \right)^2 \cdot (\sigma_{f_2})^2}, \quad (7.80)$$

де $\sigma_{\text{Re}W_{\min 1}}$, $\sigma_{\text{Re}W_{\min 2}}$, σ_{f_1} , σ_{f_2} – абсолютні середньоквадратичні

похибки вимірювання $\text{Re}W_{\min 1}$, $\text{Re}W_{\min 2}$, f_1 , f_2 .

Вважаючи, що межі вимірювання $f_{1 \max} = f_{2 \max}$, $\text{Re}W_{\min 1 (\max)} = \text{Re}W_{\min 2 (\max)}$ і зведені відносні середньоквадратичні похибки вимірювання цих параметрів $\delta_{f_1} = \delta_{f_2} = 20\%$ і $\delta_{\text{Re}W_{\min 1}} = \delta_{\text{Re}W_{\min 2}} = 5\%$, знаходимо

$$\sigma_{f_1} = \sigma_{f_2} = \frac{\delta_{f_1} \cdot f_{1 \max}}{a_i} = 3,33 \cdot 10^5 \text{ Гц}; \quad (7.81)$$

$$\delta_{\text{Re}W_{\min 1}} = \frac{0,05 \cdot 10}{3} = 0,17 \text{ Ом}. \quad (7.82)$$

Використовуючи (4.58) визначаємо коефіцієнти чутливості

$$\frac{\partial f_{23}}{\partial \text{Re}W_{\min 1}} = \frac{f_2}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}} - \frac{f_2 \cdot \text{Re}W_{\min 1} + f_1 \cdot \text{Re}W_{\min 2}}{(\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2})^2}; \quad (7.83)$$

$$\frac{\partial f_{23}}{\partial \text{Re}W_{\min 2}} = \frac{f_1}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}} - \frac{f_2 \cdot \text{Re}W_{\min 1} + f_1 \cdot \text{Re}W_{\min 2}}{(\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2})^2}; \quad (7.84)$$

$$\frac{\partial f_{23}}{\partial f_1} = \frac{\text{Re}W_{\min 2}}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}}; \quad (7.85)$$

$$\frac{\partial f_{23}}{\partial f_2} = \frac{\text{Re}W_{\min 1}}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}}. \quad (7.86)$$

Підставляючи (7.81) – (7.86) у (7.80) знаходимо

$$\begin{aligned} \sigma_{f_{23}} = & \sqrt{0,03 \left(\frac{f_2}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}} - \frac{f_2 \cdot \text{Re}W_{\min 1} + f_1 \cdot \text{Re}W_{\min 2}}{(\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2})^2} \right)^2 +} \\ & + \left(\frac{f_1}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}} - \frac{f_2 \cdot \text{Re}W_{\min 1} + f_1 \cdot \text{Re}W_{\min 2}}{(\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2})^2} \right)^2 +} \\ & + 11,1 \cdot 10^{-10} \frac{(\text{Re}W_{\min 2})^2 + (\text{Re}W_{\min 1})^2}{(\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2})^2}. \end{aligned} \quad (7.87)$$

З урахуванням (7.87), на підставі (7.68) отримуємо аналітичний вираз для зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання з використанням третього методу за умови, що $f_{2 \max} = 2 \text{ ГГц}$

$$\sigma_{f_{23}} = \sqrt{0,03 \cdot \left(\left(\frac{f_2}{\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2}} - \frac{f_2 \cdot \operatorname{Re}W_{\min 1} + f_1 \cdot \operatorname{Re}W_{\min 2}}{(\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2})^2} \right)^2 + \left(\frac{f_1}{\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2}} - \frac{f_2 \cdot \operatorname{Re}W_{\min 1} + f_1 \cdot \operatorname{Re}W_{\min 2}}{(\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2})^2} \right)^2 \right) + (3,33 \cdot 10^5)^2 \cdot \left(\left(\frac{\operatorname{Re}W_{\min 2}}{\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Re}W_{\min 1}}{\operatorname{Re}W_{\min 1} + \operatorname{Re}W_{\min 2}} \right)^2 \right)}. \quad (7.88)$$

На рис. 7.14 показано графік залежності зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання f_{23} від значень імітансів $\operatorname{Re}W_{\min 1}$ і $\operatorname{Re}W_{\min 2}$ за умови, коли $f_1 = \text{const}$ і $f_2 = \text{const}$. Ці залежності подібні показані на рис. 7.13.

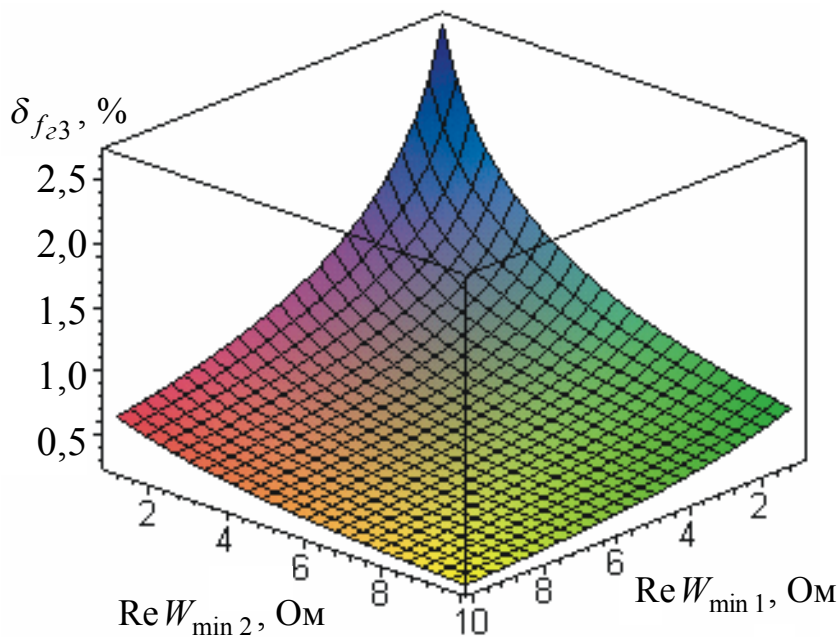


Рис. 7.14. Залежність зведеної відносної середньоквадратичної похибки вимірювання f_{23} від значень $\operatorname{Re}W_{\min 1}$ і $\operatorname{Re}W_{\min 2}$

Зі збільшенням величин $\operatorname{Re}W_{\min 1}$ і $\operatorname{Re}W_{\min 2}$ відбувається зменшення $\delta_{f_{23}}$, що у діапазоні зміни значень $\operatorname{Re}W_{\min 1} = \operatorname{Re}W_{\min 2} = (1 \dots 10)$ Ом не перевищує 2,5%, що в 2 рази менше, ніж при використанні другого методу.

7.7. Похибки вимірювання W -параметрів потенційно нестійкого чотириполосника

Розв'язується задача дослідження методичних похибок визначення трьох параметрів нестандартної системи W_{11} , W_{22} і $W_{12}W_{21}$ запропонованим в п. 3.3 способом [25].

Використовується такий алгоритм розрахунку відносної зведеної похибки визначення кожного з параметрів W_{11} , W_{22} і $W_{12}W_{21}$.

На першому етапі, виходячи з отриманих виразів (3.21), (3.23), розраховуються в загальному вигляді частинні похідні з виразу:

$$\frac{\partial Z}{\partial x_j} = \frac{\partial [f(x_1, \dots, x_k)]}{\partial x_j}, \quad (7.89)$$

де $Z = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$ – заздалегідь відома функція; x_j – вимірне значення кожного із k параметрів.

На другому етапі, використовуючи довідкові значення відносних похибок δ_j і задаючись граничним значенням величини x_{jn} , знаходяться с.к.в. кожного із параметрів

$$\sigma_j(x_j) = \frac{\delta_j x_{jn}}{a_j}, \quad (7.90)$$

де a_j – коефіцієнт, обумовлений заданою довірчою імовірністю і законом розподілу параметрів x_j .

На третьому етапі, скориставшись розрахованими значеннями частинних похідних і значеннями, отриманими з виразу (7.90) розраховується загальне с.к.в. функції

$$\sigma(Z) = \sqrt{\sum_1^k \sigma_j^2(Z)} = \sqrt{\sum_1^k \left(\frac{\partial Z}{\partial x_j} \right)^2 \sigma^2(x_j)}. \quad (7.91)$$

На четвертому етапі, використовуючи отримане значення $\sigma(Z)$ і задаючись межею вимірювання шуканого параметра, на підставі (7.90) знаходимо зведене значення відносної похибки δ_j вимірювання параметра.

З (3.21) виразимо модуль $|W_{11}|$ та фазу $\varphi_{W_{11}}$ комплексного параметра W_{11} (отримані вирази досить об'ємні і не наводяться в даній роботі через обмеженість її обсягу). Спочатку оцінимо похибку визначення модуля $|W_{11}|$. Оскільки кількість параметрів, що впливають на загальну похибку визначення цього модуля $\delta_{|W_{11}|}$, рівна шести: W_{ex1} , W_{ex2} , W_{vix1} , W_{n1} , W_{n2} , W_{z1} (а в разі виділення модуля та фази кожного з них рівна дванадцяти: $|W_{ex1}|$, $|W_{ex2}|$, $|W_{vix1}|$, $|W_{n1}|$, $|W_{n2}|$, $|W_{z1}|$, φ_{ex1} , φ_{ex2} , φ_{vix1} , φ_{n1} , φ_{n2} , φ_{z1}), то доцільно дослідити вплив похибки $\delta_j(x_j)$ визначення

кожного з них на величину загальної похибки. Для цього будемо вважати, що 5 з 6 параметрів x_j виміряні без похибок, а в результати вимірювання модуля та фази параметра, що залишився, послідовно штучно вводимо дискретну відносну похибку в діапазоні від 0 до 10% з кроком 2%. Аналіз будемо проводити на прикладі Y -параметрів. Дослідимо вплив на загальну похибку визначення модуля $|Y_{11}|$ похибки визначення параметра Y_{ex1} . Для цього експериментальним шляхом на частоті 200 МГц отримуємо: $|Y_{n1}| = 0,0171$; $|Y_{n2}| = 0,0126$; $|Y_{z1}| = 0,0139$; $\varphi_{n1} = -59\pi/180$; $\varphi_{n2} = 18,4\pi/180$; $\varphi_{z1} = -56,3\pi/180$; $|Y_{ex1}| = 16,22$; $|Y_{ex2}| = 16,23$; $|Y_{vix1}| = 1,85$; $\varphi_{ex1} = -51,68\pi/180$; $\varphi_{ex2} = -51,85\pi/180$; $\varphi_{vix1} = 86,94\pi/180$ (в якості чотирьохполюсника використовувався польовий транзистор типу 3П321, включений за схемою з спільним стоком, робоча точка якого вибиралася в активній області вихідної ВАХ для $I_c = 10$ мА, $U_3 = -3$ В). Виконуємо послідовно дії алгоритму, наведеного в попередньому пункті: знаходимо частинні похідні $\partial|Y_{11}|/\partial|Y_{ex1}|$ і $\partial|Y_{11}|/\partial\varphi_{ex1}$; припускаємо нормальний закон розподілу параметрів x_j , для якого значення коефіцієнта $a_j = 3$; задаємо граничні значення величин $|Y_{ex1}|_n = 20$ См, $\varphi_{ex1n} = 170\pi/180$; з виразу (7.90) знаходимо с.к.в. частинних вимірювань для кожного з значень дискретної відносної похибки визначення модуля та фази Y_{ex1} в діапазоні від 0 до 10% з кроком 2%; скориставшись виразом (7.91) і задавши граничне значення величини $|Y_{11}|_n = 50$ См, розраховуємо шукані оціночні значення відносної похибки визначення модуля $|Y_{11}|$ в залежності від похибки визначення Y_{ex1} , на підставі яких побудовано графік (рис. 7.15а).

Виходячи з аналогічних міркувань отримано залежності відносної похибки визначення модуля $|Y_{11}|$ від параметрів Y_{ex2} , Y_{vix1} , Y_{n1} , Y_{n2} , Y_{z1} (рис. 7.15, б–е).

Аналізуючи отримані дані, можна зробити висновок, що на похибку визначення модуля $|Y_{11}|$ незначно впливають похибки визначення навантажень. Максимальна загальна похибка у цьому випадку не перевищує 0,5%. З графіків видно також те, що вплив похибки визначення фази кожного із навантажень на загальну похибку менше 0,1%, що також знижує вимоги до вибору самих навантажень. Загалом, максимальна загальна похибка у найгіршому випадку не перевищує 5%, що показує високу завадостійкість точності визначення параметра $|Y_{11}|$.

Наступним етапом є оцінка похибки визначення фази $\varphi_{Y_{11}}$ комплексного параметра Y_{11} . Провівши аналогічні розрахунки і задавши граничне значення величини $\varphi_{Y_{11}n} = 170\pi/180$, отримуємо залежності, показані на рис. 7.16.

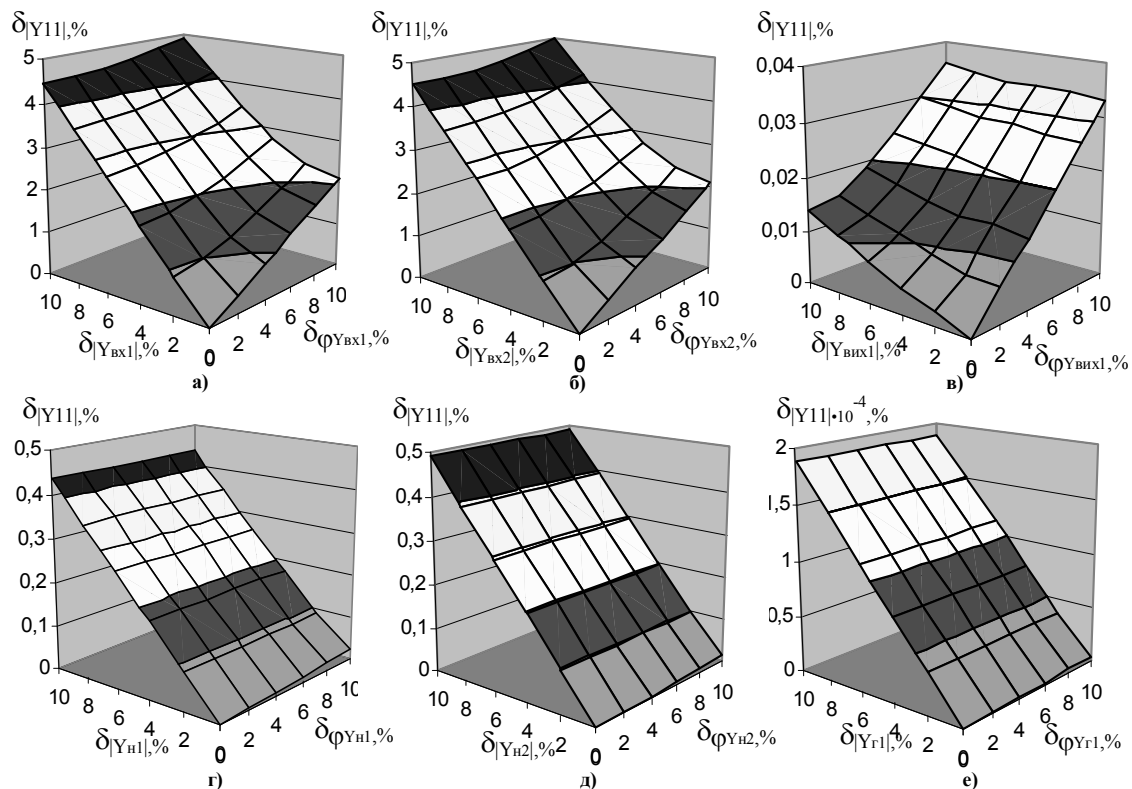


Рис. 7.15. Залежності відносної похибки визначення модуля $|Y_{11}|$ від параметрів $Y_{vx1}, Y_{vx2}, Y_{vux1}, Y_{n1}, Y_{n2}, Y_{r1}$

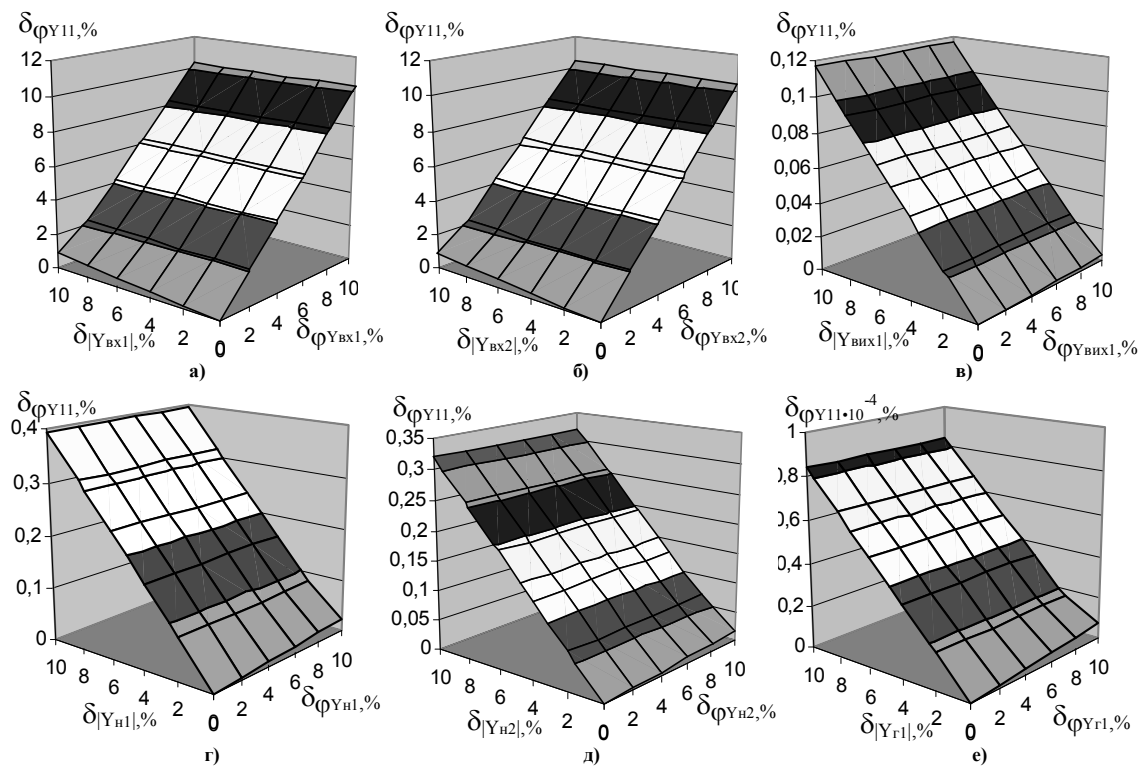


Рис. 7.16. Залежності відносної похибки визначення фази φ_{Y11} від параметрів $Y_{vx1}, Y_{vx2}, Y_{vux1}, Y_{n1}, Y_{n2}, Y_{r1}$

Отримані результати є аналогічними до попередніх. Максимальна похибка, що вноситься в кінцевий результат навантаженнями, не перевищує 0,4%. Точність визначення фази $\varphi_{Y_{11}}$ також незначно залежить від похибки визначення вихідного імітанса чотириполюсника $Y_{вих1}$ (максимальна похибка в цьому випадку на рівні 0,1%). Найбільше загальна похибка залежить від похибки визначення фази вхідних імітансів чотириполюсника $Y_{вх1}$ і $Y_{вх2}$, хоч і тут не перевищує 11%.

З (3.22) виразимо модуль $|Y_{22}|$ та фазу $\varphi_{Y_{22}}$ комплексного параметра Y_{22} , з (3.24) виразимо модуль $|Y_{12}Y_{21}|$ та фазу $\varphi_{Y_{12}Y_{21}}$ комплексного параметра $Y_{12}Y_{21}$ та оцінимо похибки їх визначення за методикою аналогічною до оцінки похибок визначення параметра Y_{11} . Результати показано на рис. 7.17–7.20.

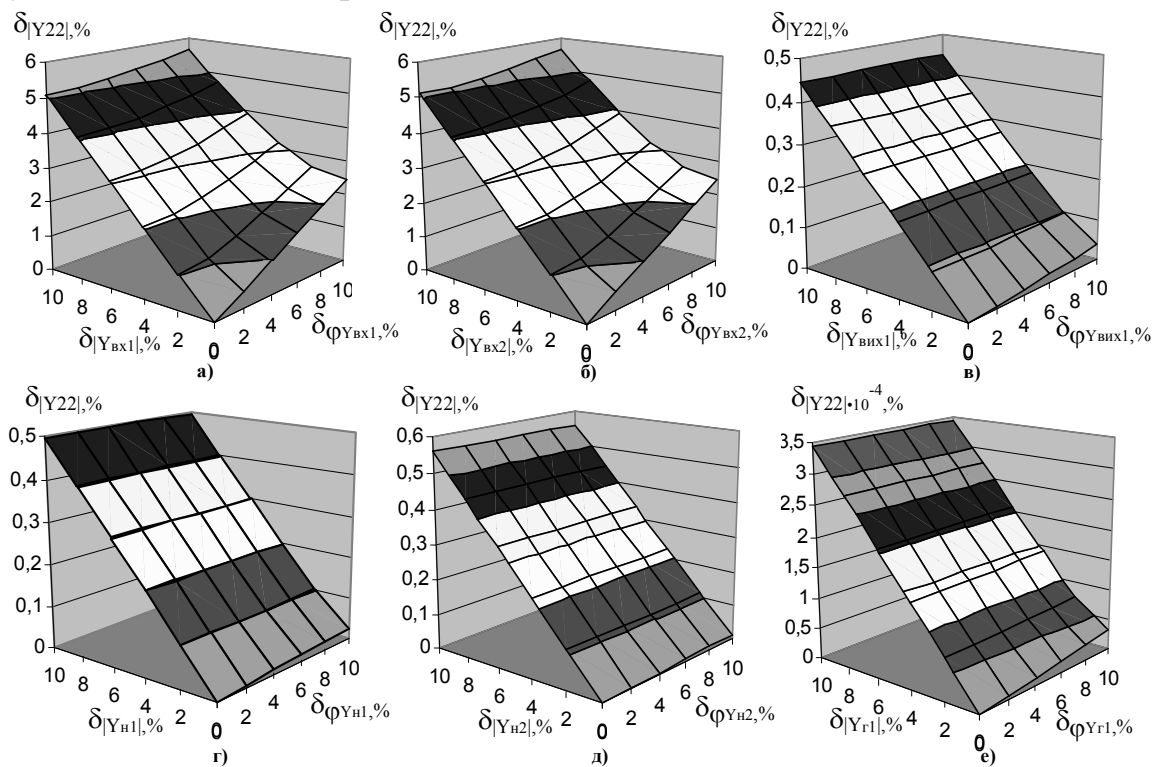


Рис. 7.17. Залежності відносної похибки визначення модуля $|Y_{22}|$ від параметрів $Y_{вх1}$, $Y_{вх2}$, $Y_{вих1}$, $Y_{н1}$, $Y_{н2}$, $Y_{г1}$

Як видно з рис. 7.17, максимальна відносна похибка визначення модуля $|Y_{22}|$ не перевищує 6% в залежності від параметрів $Y_{вх1}$, $Y_{вх2}$ і в межах 0,6% для параметрів $Y_{вих1}$, $Y_{н1}$, $Y_{н2}$, $Y_{г1}$. Аналогічна ситуація спостерігається і для загальної похибки визначення фази $\varphi_{Y_{22}}$ (рис. 7.18): сумарна похибка значно більше залежить від похибки визначення вхідних імітансів чотириполюсника $Y_{вх1}$, $Y_{вх2}$ (не перевищує 11%), ніж від параметрів $Y_{вих1}$, $Y_{н1}$, $Y_{н2}$, $Y_{г1}$, $\Gamma_{г1}$ (в усіх випадках загальна похибка

менше 0,4%). Це вказує на високу точність визначення даного параметра для діапазону НВЧ.

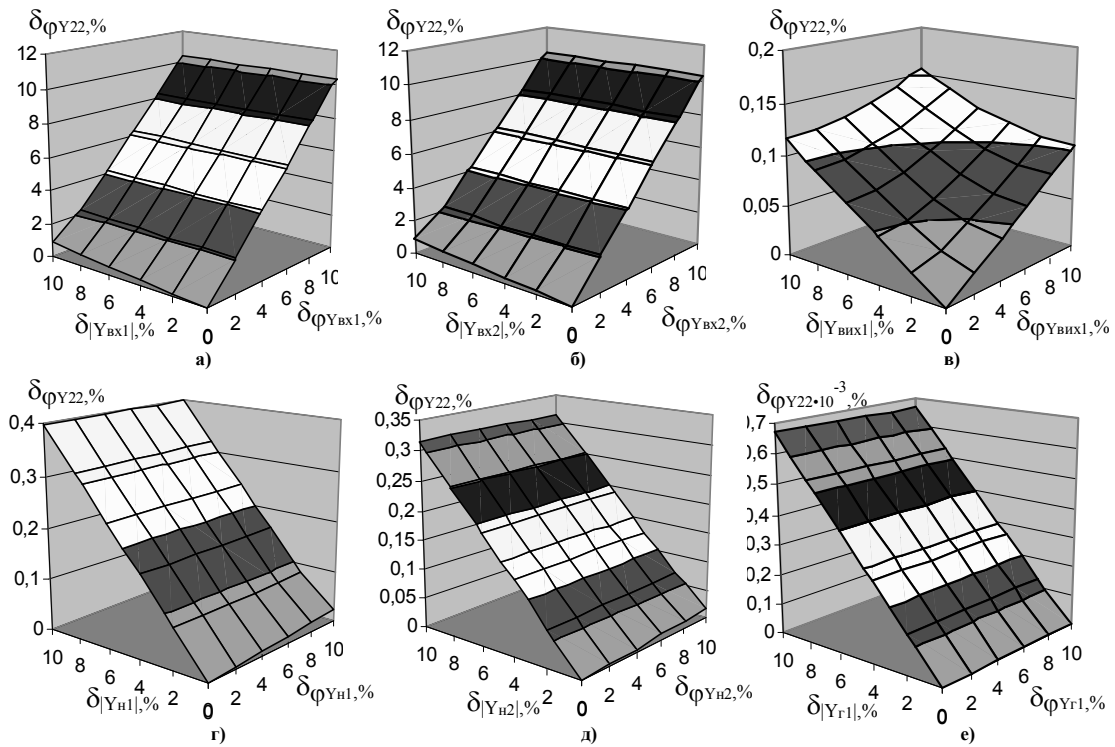


Рис. 7.18. Залежності відносної похибки визначення фази ϕ_{Y22} від параметрів Y_{vx1} , Y_{vx2} , Y_{vix1} , Y_{n1} , Y_{n2} , Y_{r1}

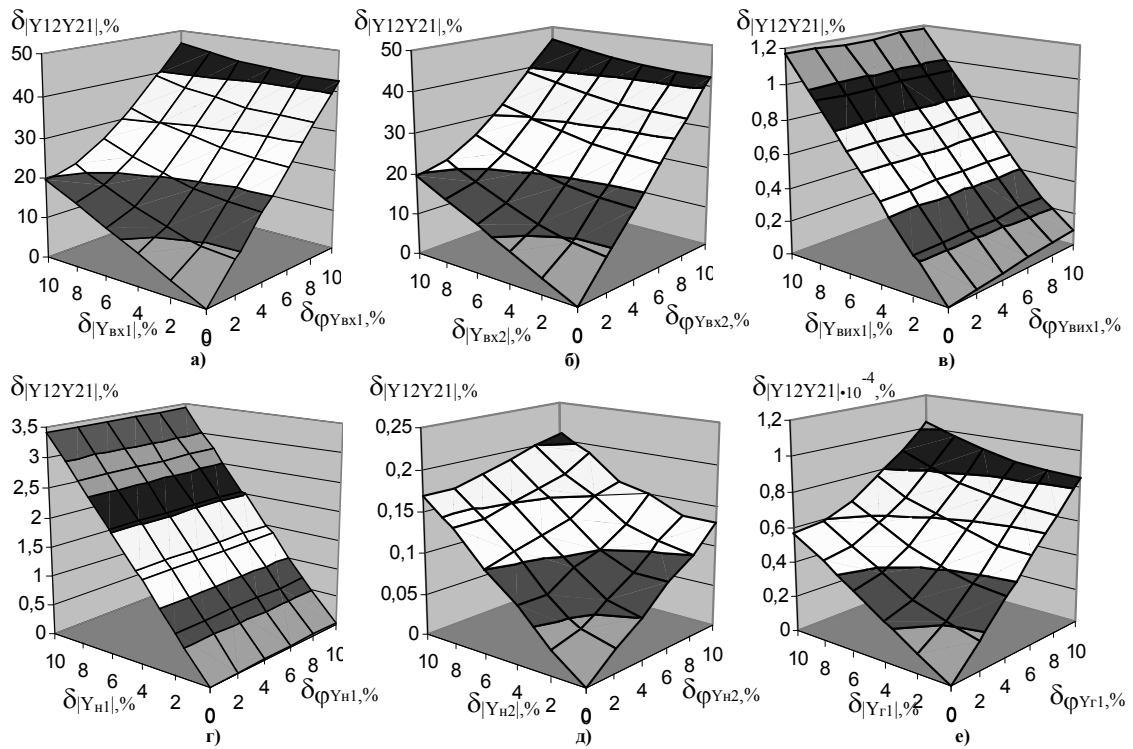


Рис. 7.19. Залежності відносної похибки визначення модуля $|Y_{12}Y_{21}|$ від параметрів Y_{vx1} , Y_{vx2} , Y_{vix1} , Y_{n1} , Y_{n2} , Y_{r1}

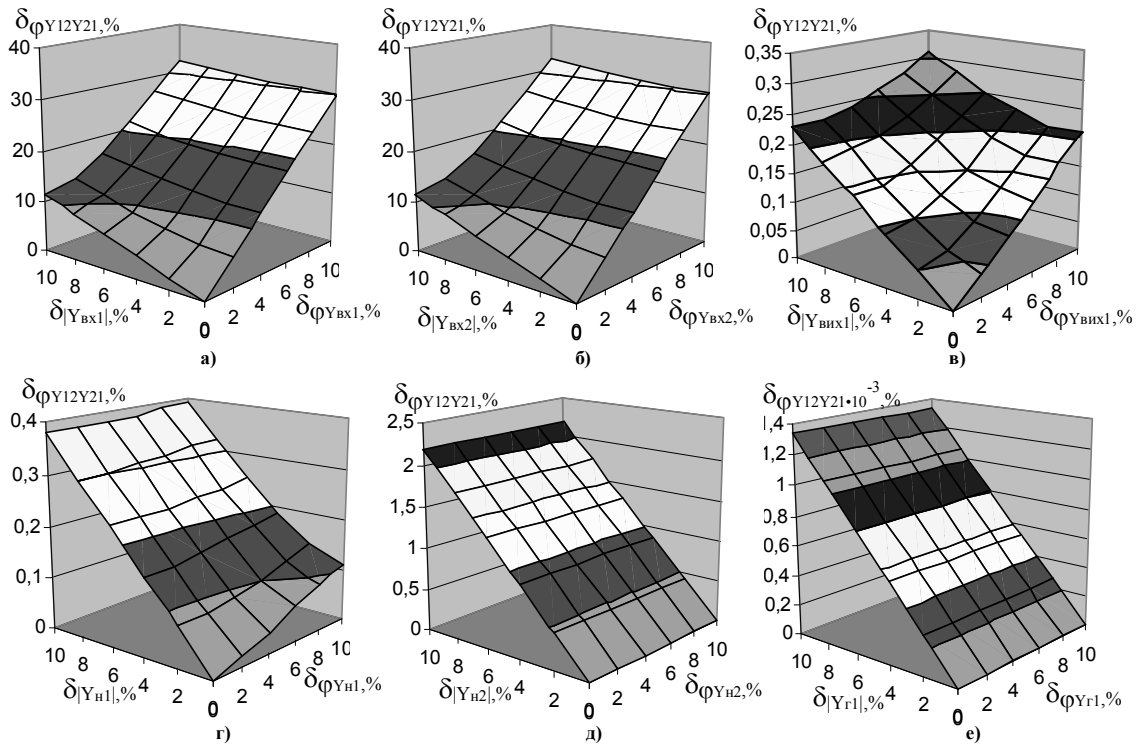


Рис. 7.20. Залежності відносної похибки визначення фази $\varphi_{Y_{12}Y_{21}}$ від параметрів $Y_{вх1}$, $Y_{вх2}$, $Y_{вих1}$, $Y_{н1}$, $Y_{н2}$, $Y_{г1}$

Знову ж таки відмічаємо, що похибка визначення величини навантажень майже не впливає на визначення і модуля $|Y_{22}|$, і фази $\varphi_{Y_{22}}$ (менше 0,6% у найгіршому випадку).

Як видно з рис. 7.19, похибка визначення модуля $|Y_{12}Y_{21}|$ значно залежить від похибки визначення вхідних імпедансів $Y_{вх1}$, $Y_{вх2}$, а саме від похибки визначення фази кожного з них. Тому в цьому випадку вимірювання потрібно проводити з особливою точністю. Залежність сумарної похибки від інших параметрів не значна: для вихідного імпеданса – менше 1,2%; для навантажень – менше 3,5% у найгіршому випадку.

Проаналізувавши отримані дані для визначення відносної похибки фази $\varphi_{Y_{12}Y_{21}}$ (рис. 7.20), бачимо аналогічні до попередніх залежності: максимальна похибка для вхідних імпедансів у найгіршому випадку на рівні 30%, що припустимо для НВЧ діапазону; в інших випадках лежить в межах 2,5%.

7.8. Похибки вимірювання S -параметрів потенційно нестійкого чотириполосника

Похибка існуючих методів вимірювання системи S -параметрів складає понад 20% і пов'язана з необхідністю двостороннього узгодження кінцевих навантажень, наявністю у вимірювальному тракті коаксіально-смужових переходів і інших неоднорідностей, що призводить до істотних

помилки, і, як наслідок, до невірних розрахунків параметрів електронних схем.

Зважаючи на сказане, в роботі [26] запропоновано спосіб вимірювання системи нестандартних S -параметрів чотириполюсника, що відрізняється від відомих своєю простотою. Розрахунки з використанням нестандартних S -параметрів є точнішими, оскільки вихідна інформація отримується безпосередньо з вимірювань значень коефіцієнтів відбиття, що виконуються з високою точністю.

Ставиться задача дослідження похибок визначення трьох параметрів нестандартної системи S_{11} , S_{22} і $S_{12}S_{21}$ за запропонованим опосередкованим способом їх вимірювання.

З (3.29) виразимо модуль $|S_{11}|$ та фазу $\varphi_{S_{11}}$ комплексного параметра S_{11} (отримані вирази досить об'ємні і не наводяться в даній роботі через обмеженість її обсягу). Спочатку оцінимо похибку визначення модуля $|S_{11}|$. Оскільки кількість параметрів, що впливають на загальну похибку визначення цього модуля $\delta_{|S_{11}|}$, рівна шести: Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1} , Γ_{ex1} , Γ_{ex2} , Γ_{vix1} (а при виділенні модуля та фази кожного з них дорівнює дванадцяти: $|\Gamma_{n1}|, |\Gamma_{n2}|, |\Gamma_{z1}|, |\Gamma_{ex1}|, |\Gamma_{ex2}|, |\Gamma_{vix1}|, \varphi_{n1}, \varphi_{n2}, \varphi_{z1}, \varphi_{ex1}, \varphi_{ex2}, \varphi_{vix1}$), то доцільно дослідити вплив похибки $\sigma_j(x_j)$ визначення кожного з них на величину загальної похибки. Для цього будемо вважати, що 5 з 6 параметрів x_j є ідеальними, а в результаті вимірювання модуля та фази параметра, що залишився, послідовно штучно вводимо дискретну відносну похибку в діапазоні від 0 до 10% з кроком 2%. Дослідимо вплив на загальну похибку визначення модуля $|S_{11}|$ похибки визначення параметра Γ_{ex1} . Для цього експериментальним шляхом отримуємо: $|\Gamma_{n1}| = 0,8$; $|\Gamma_{n2}| = 0,7$; $|\Gamma_{z1}| = 0,6$; $\varphi_{n1} = 25\pi/180$; $\varphi_{n2} = 45\pi/180$; $\varphi_{z1} = 65\pi/180$; $|\Gamma_{ex1}| = 0,7889$; $|\Gamma_{ex2}| = 0,7985$; $|\Gamma_{vix1}| = 1,0034$; $\varphi_{ex1} = -7,6577\pi/180$; $\varphi_{ex2} = -8,02012\pi/180$; $\varphi_{vix1} = -1,218\pi/180$ (в якості чотириполюсника використовувався біполярний транзистор типу КТ391, включений за схемою з спільною базою, робоча точка якого вибиралася в активній області вихідної ВАХ при $I_k = 5\text{mA}$, $U_{кб} = 5\text{В}$). Виконуємо послідовно дії алгоритму, наведеного в попередньому пункті: знаходимо частинні похідні $\partial|S_{11}|/\partial|\Gamma_{ex1}|$ і $\partial|S_{11}|/\partial\varphi_{ex1}$; припускаємо нормальний закон розподілу параметрів x_j , для якого значення коефіцієнта $a_j = 3$; задаємо граничні значення величин $|\Gamma_{ex1}|_n = 0,9$; $\varphi_{ex1n} = 170\pi/180$; знаходимо с.к.в. частинних вимірювань для кожного зі значень дискретної відносної похибки визначення модуля та фази Γ_{ex1} в діапазоні від 0 до 10% з кроком 2%; скориставшись виразами (7.90) та (7.91) і задавши

граничне значення величини $|S_{11}|_n = 1$, отримаємо шукані оціночні значення відносної похибки визначення модуля $|S_{11}|$ в залежності від похибки визначення Γ_{ex1} , на підставі яких побудовано графік (рис. 7.21а).

Виходячи з аналогічних міркувань отримано залежності відносної похибки визначення модуля $|S_{11}|$ від параметрів Γ_{ex2} , Γ_{vix1} , Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1} (рис. 7.21б–е).

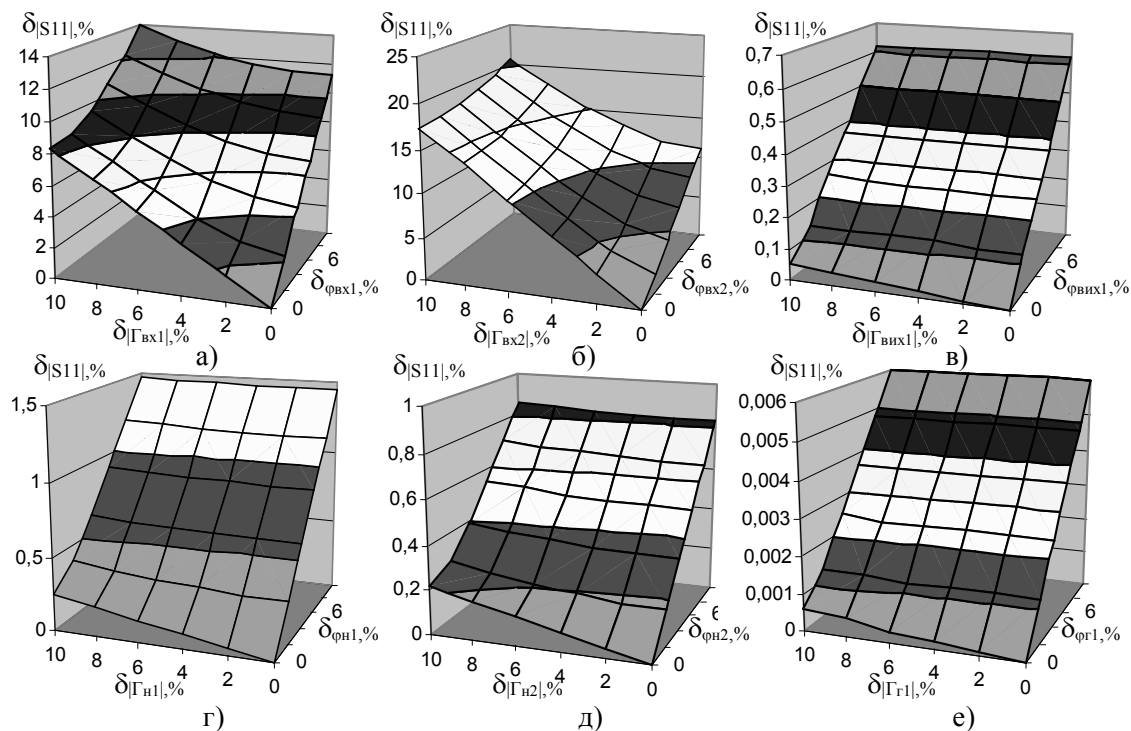


Рис. 7.21. Залежності відносної похибки визначення модуля $|S_{11}|$ від параметрів Γ_{ex1} , Γ_{ex2} , Γ_{vix1} , Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1}

Аналізуючи отримані дані, можна зробити висновок, що на похибку визначення модуля $|S_{11}|$ не суттєво впливають похибки визначення навантажень. Максимальна загальна похибка у цьому випадку не перевищує 1,5%, що зменшує вимоги до вибору самих навантажень. З графіків видно і те, що похибка визначення фази кожного із параметрів справляє значно більший вплив на похибку визначення модуля $|S_{11}|$, ніж похибки визначення модулів параметрів. Загалом, максимальна загальна похибка у найгіршому випадку не перевищує 20%, що цілком задовільно для діапазону НВЧ.

Наступним етапом є оцінка похибки визначення фази $\varphi_{S_{11}}$ комплексного параметра S_{11} . Провівши аналогічні розрахунки і задавши граничне значення величини $\varphi_{S_{11}n} = 170\pi/180$, отримаємо залежності, показані на рис. 7.22.

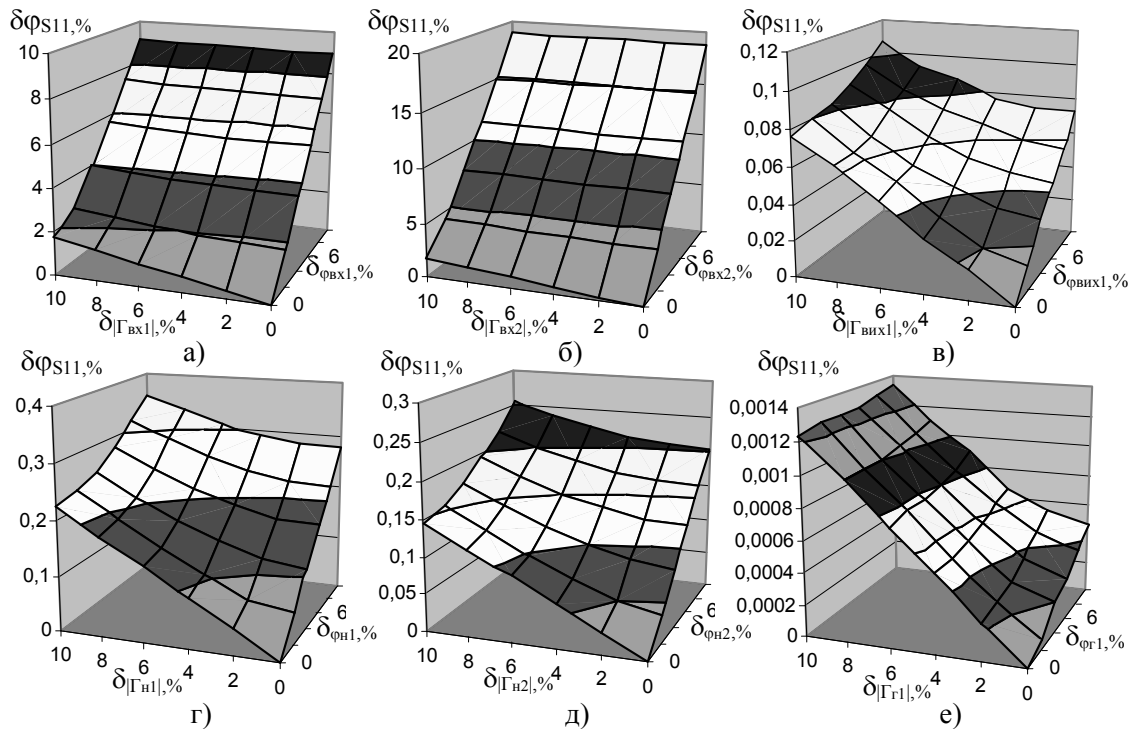


Рис. 7.22. Залежності відносної похибки визначення фази $\varphi_{S_{11}}$ від параметрів Γ_{vx1} , Γ_{vx2} , Γ_{vux1} , Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1}

Отримані результати є аналогічними до попередніх. Максимальна похибка, що вноситься в кінцевий результат навантаженнями, не перевищує 0,4%. Визначення фази $\varphi_{S_{11}}$ також не залежить від коефіцієнта відбиття чотириполюсника по виходу Γ_{vux1} (максимальна похибка в цьому випадку на рівні 0,1%). Найбільше загальна похибка залежить від коефіцієнтів відбиття чотириполюсника по входу Γ_{vx1} і Γ_{vx2} , хоч і тут не перевищує 20%.

З (3.30) виразимо модуль $|S_{22}|$ та фазу $\varphi_{S_{22}}$ комплексного параметра S_{22} , з (3.31) виразимо модуль $|S_{12}S_{21}|$ та фазу $\varphi_{S_{12}S_{21}}$ комплексного параметра $S_{12}S_{21}$ та оцінимо похибки їх визначення за методикою аналогічною до оцінки похибок визначення комплексного параметра S_{11} . Отримані результати показано на рис. 7.23–7.26.

Як видно з рисунку, максимальна відносна похибка визначення модуля $|S_{22}|$ не перевищує 10% в залежності від параметрів Γ_{vx1} , Γ_{vx2} , Γ_{vux1} і в межах 1% для параметрів Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1} . Це вказує на високу точність визначення даного параметра для діапазону НВЧ.

Як і в попередньому випадку, спостерігаємо (див. рис. 7.24) значно більшу залежність сумарної похибки від вхідних Γ_{vx1} , Γ_{vx2} (не перевищує 5%) та вихідного Γ_{vux1} (не перевищує 10%) коефіцієнтів відбиття, ніж від коефіцієнтів відбиття навантажень Γ_{n1} , Γ_{n2} і генератора Γ_{z1} (в обох

випадках загальна похибка менша 1%). Аналіз отриманих результатів також показує, що відносна похибка визначення фази $\varphi_{S_{22}}$ в основному визначається похибкою фази параметрів, а вплив похибки модуля кожного з параметрів не перевищує 1%.

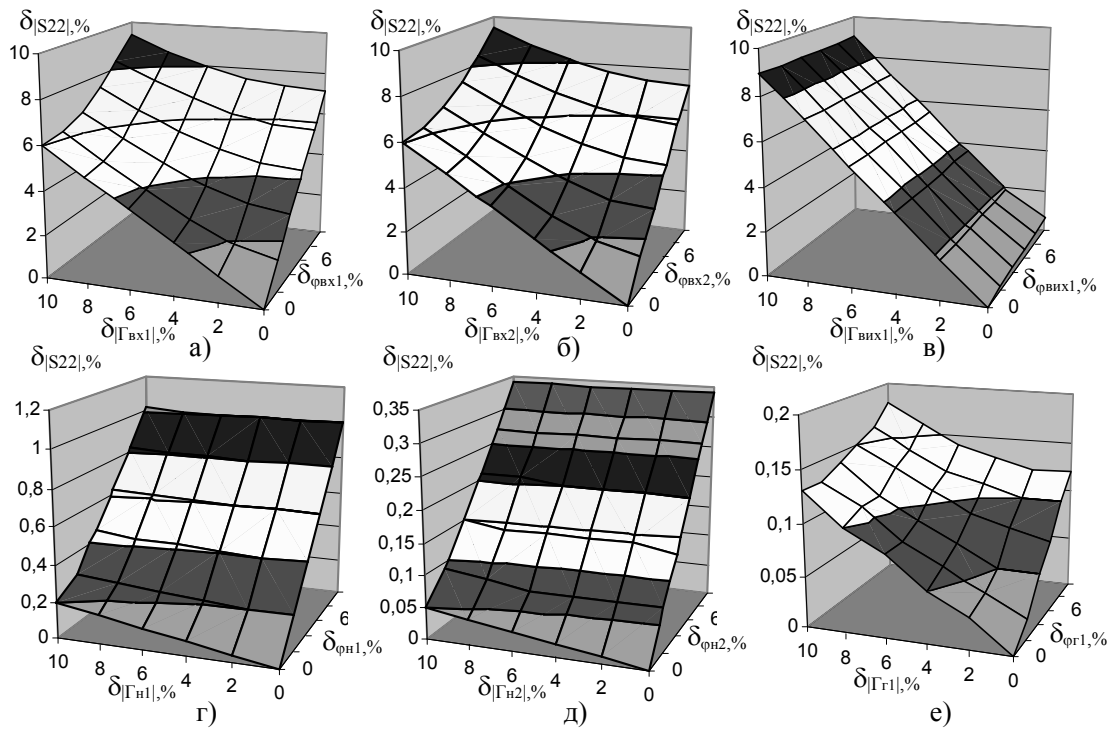


Рис. 7.23. Залежності відносної похибки визначення модуля $|S_{22}|$ від параметрів Γ_{vx1} , Γ_{vx2} , Γ_{vix1} , Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1}

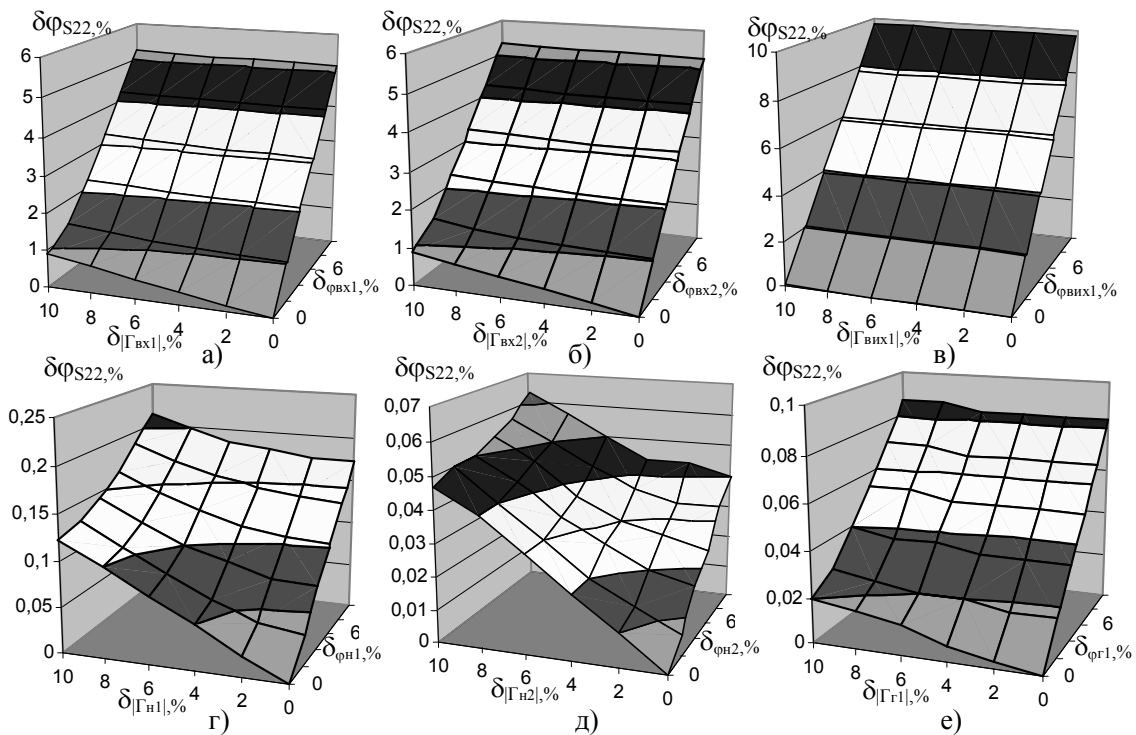


Рис. 7.24. Залежності відносної похибки визначення фази $\varphi_{S_{22}}$ від параметрів Γ_{vx1} , Γ_{vx2} , Γ_{vix1} , Γ_{n1} , Γ_{n2} , Γ_{z1}

Проаналізувавши отримані дані для визначення відносної похибки модуля $|S_{12}S_{21}|$ (рис. 7.24), бачимо, що максимальна похибка не перевищує 14% в залежності від коефіцієнтів відбиття чотиріполюсника по входу $\Gamma_{вх1}$, $\Gamma_{вх2}$, в інших випадках лежить в межах 1,5%.

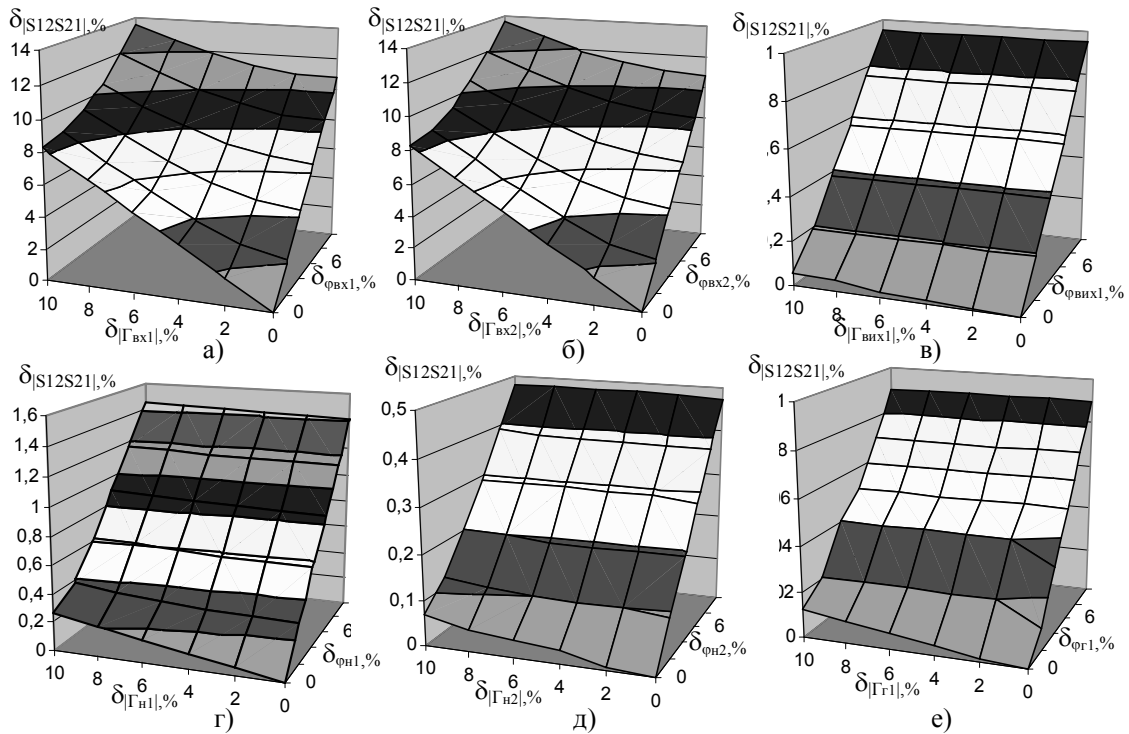


Рис. 7.25. Залежності відносної похибки визначення модуля $|S_{12}S_{21}|$ від параметрів $\Gamma_{вх1}$, $\Gamma_{вх2}$, $\Gamma_{внх1}$, $\Gamma_{н1}$, $\Gamma_{н2}$, $\Gamma_{г1}$

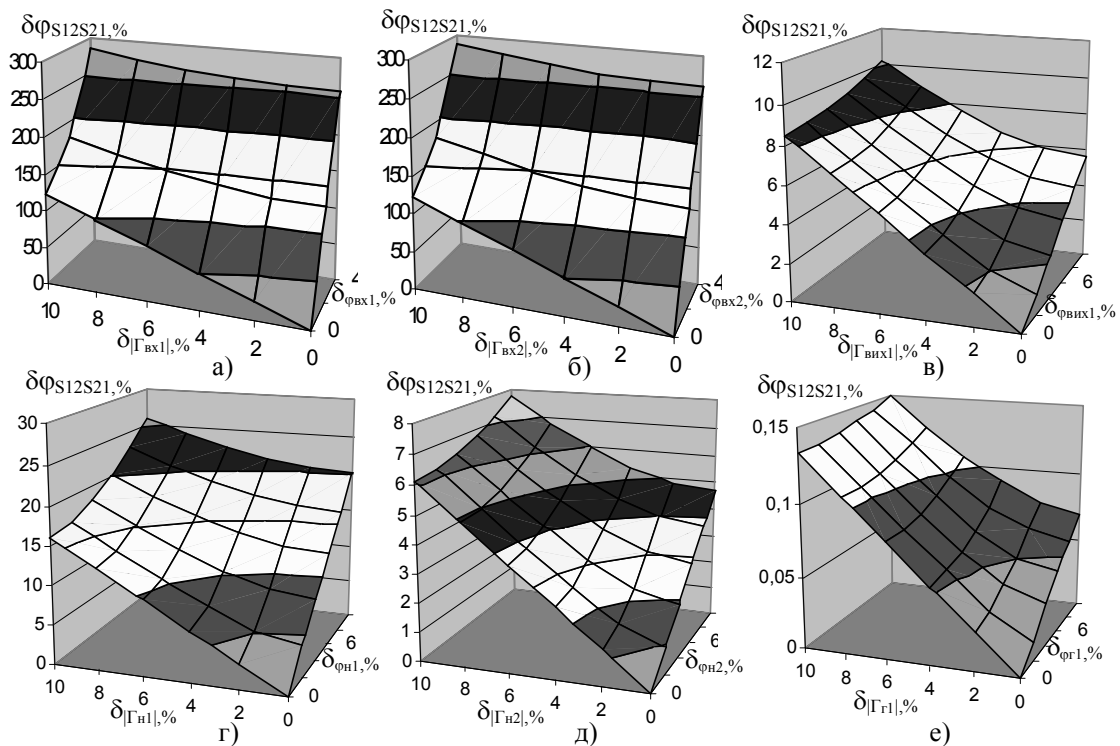


Рис. 7.26. Залежності відносної похибки визначення фази $\varphi_{S_{12}S_{21}}$ від параметрів $\Gamma_{вх1}$, $\Gamma_{вх2}$, $\Gamma_{внх1}$, $\Gamma_{н1}$, $\Gamma_{н2}$, $\Gamma_{г1}$

Як видно з рис. 7.25, відносна похибка визначення фази $\varphi_{S_{12}S_{21}}$ дуже сильно залежить від похибки фази коефіцієнтів відбиття Γ_{ex1} , Γ_{ex2} чотирьохполюсника по входу і може призвести до неправильних розрахунків. Тому в цьому випадку вимірювання потрібно проводити з особливою точністю. Залежність загальної похибки від інших параметрів припустима для НВЧ діапазону (в залежності від Γ_{H1} не перевищує 25%, для інших параметрів – не перевищує 10%).

Перелік літератури, використаної в розділі 7

1. Музыка З.Н., Пустоваров В.Е., Сеницкий Б.Г. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах. – М.: Энергия, 1975, –160 с.
2. ГОСТ 20271.5–83. Изделия электронные СВЧ. Методы измерения частотных параметров. –М.: Изд-во. стандартов. 1983. – 57 с.
3. ГОСТ 20271.0–81. Изделия электронные СВЧ. Методы измерения электрических параметров. Общие положения. – М.: Изд-во. стандартов. 1981. – 41 с.
4. ДСТУ 2681–94. Метрологія. Терміни і визначення. – К.: Держстандарт України. 1994. – 245 с.
5. Филинюк Н.А., Гаврилов Д.В. Анализ погрешностей радиочастотных измерений рабочих параметров потенциально неустойчивых четырехполюсников // Труды 4 Междунар. конф. "Микроэлектронные преобразователи и приборы на их основе" (МЭПП–2003). – Баку-Сумгаит (Азербайджан). – 2003. – С. 85–87.
6. Поджаренко В.О., Кухарчук В.В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка: Навчальний посібник / ВПІ. – К.: НМК ВО, 1991. – 240 с.
7. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю: Навчальний посібник / Є.Т. Володарський, В.В. Кухарчук, В.О. Поджаренко, Г.Б. Сердюк. – Вінниця: ВДТУ, 2001. – 219 с.
8. Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю. Оцінка статичних метрологічних характеристик опосередкованих вимірювань // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 2. – С. 54–58.
9. Павленко Ю.Ф., Шканвон П.А. Измерение параметров частотно-модулированных колебаний. – М.: Радио и связь, 1986. – 208 с.
10. Рабинович С.Г. Погрешности измерений. – Л.: Энергия, 1978. – 262 с.
11. Зайцев А.Н., Иващенко П.А., Мельников А.В. Измерения на сверхвысоких частотах и их метрологическое обеспечение. – М.: Изд. стандартов, 1989. – 238 с.
12. Кукуш В.Д. Определение погрешностей результатов и средств измерений. – Харьков, 1979, – 116 с.

13. Новицкий П.В., Зограф. И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
14. Філінюк М.А., Гаврілов Д.В., Ліщенко С.А. Методи і засоби вимірювання параметрів потенційно нестійких багатополюсників // Вісник Технологічного університету Поділля. – 2002. – Т.1. – №3. – С. 42–48.
15. Шварц Н.З. К определению инвариантного коэффициента устойчивости СВЧ транзисторов // Полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Я.А. Федотова. – М.: Сов. Радио, 1972. – Вып. 26. – С. 245–248.
16. Филинюк Н.А., Гаврилов Д.В., Огородник К.В. Измерение инвариантного коэффициента устойчивости четырехполюсника // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2003. – №1. – С. 88–91.
17. Барбашин Е.А. Введение в теории устойчивости. – М.: Наука, 1967. – 224 с.
18. Rollett Y.M. Stability and Power-gain Invariants of linear Two-ports // IRE Trans. Circuit Theory. – 1962. – Vol. CT-9, №1. – P. 29–32.
19. Філінюк М.А., Возняк О.М. Методи визначення параметрів потенційно нестійких чотирьополюсників. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1995. – №1. – С. 48–52.
20. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний / Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, Н.Ф. Николаевского. - М.: Сов. радио, 1968. – 504 с.
21. Терешин А.Е., Сафронов В.А. Справочник по эксплуатации радиоизмерительных приборов. – К.: Техника, 1969. – 454 с.
22. Абубакиров Б.А., Гудков К.Г., Нечаев Э.В. Измерение параметров радиотехнических цепей. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
23. Бондаренко И.К. и др. Автоматизация измерений параметра СВЧ трактов. – М.: Сов. радио, 1969. – 304 с.
24. Способ определения коэффициента устойчивости четырехполюсника: А.с. 1335895 СССР. / Филинюк Н.А. (СССР). – Заявл. 25.09.84; Опубл. 23.11.87, – Бюл. №33. – 5 с.
25. Лазарев О.О., Філінюк М.А., Огородник К.В. Спосіб вимірювання нестандартної системи імітансних параметрів чотирьополюсника. Патент України, №5780, 15.03.05, – Бюл. №3.
26. Філінюк М.А., Огородник К.В., Лазарев О.О. Спосіб вимірювання S-параметрів чотирьополюсника // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005. – №1. – С. 86–89.
27. ГОСТ 8.493–83. Измерители полных сопротивлений коаксиальные. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1983. – 8 с.

Наукове видання

Микола Антонович Філінюк
Дмитро Володимирович Гаврілов

МЕТРОЛОГІЧНІ ОСНОВИ НЕГАТРОНІКИ

Монографія

Редактор С.А. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено Д.В. Гавріловим

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК №746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к.114
Тел.: (0432) 58-01-59

Підписано до друку
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк.
Наклад 100 прим. Зам. №

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК №746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95