

621.389
Ф-53

М. А. Філінюк

**ОСНОВИ
НЕГАТРОНІКИ**
Том II
**Прикладні
аспекти
негатроніки**

The background of the cover features a blue and white concentric circular pattern. Overlaid on this are technical drawings in orange. The upper portion shows a complex circuit diagram with various components like resistors, capacitors, and diodes. The lower portion shows a graph on a grid with several lines representing different waveforms or data points.

621 396 6
953

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

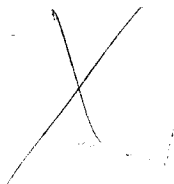
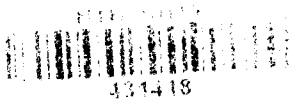
М. А. Філінюк

ОСНОВИ НЕГАТРОНІКИ

Том II

Прикладні аспекти негatronіки

Монографія



УНІВЕРСУМ-Вінниця

2006

07

Рецензенти:

В. М. Кичак, доктор технічних наук, професор

Ф. Д. Касімов, доктор фізико-математичних наук, професор

О. В. Негоденко, кандидат технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол №12 від 29.06.2006 р.)

Філінюк М. А.

Ф 57 Основи негatronіки. Том II. Прикладні аспекти негatronіки. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006 – 306 с.

ISBN 966-641-203-9

В монографії розглянуті теоретичні і фізичні основи негatronіки. Проведено аналіз параметрів напівпровідникових негatronів. Розглянуті принципи побудови та надані результати досліджень комбінованих динамічних негatronів. Обґрунтована теорія узагальнених перетворювачів імітансу, яка лежить в основі створення комбінованих динамічних негatronів. Книга розрахована на наукових співробітників, аспірантів, студентів та спеціалістів, що займаються проектуванням і розробкою інформаційних систем та пристроїв на базі негatronів.

УДК 621.396.6:621.774.011.3

ISBN 966-641-203-9

431418



©М. Філінюк, 2006

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	7
ПЕРЕДМОВА	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ І СИНТЕЗ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИБОРІВ	10
1.1. Класифікація інформаційних пристроїв.....	10
1.2. Аналіз чутливості взаємних інформаційних пристроїв.....	14
1.3. Аналіз стійкості взаємних інформаційних пристроїв.....	17
1.4. Аналіз шумів взаємних інформаційних пристроїв.....	22
1.5. Синтез взаємних інформаційних пристроїв.....	26
Перелік літератури до розділу 1.....	33
РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ І СИНТЕЗ НЕВЗАЄМНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИБОРІВ	36
2.1. Визначення чутливості невід взаємних інформаційних пристроїв.....	36
2.2. Аналіз стійкості невід взаємних інформаційних пристроїв.....	37
2.3. Аналіз шумів невід взаємних інформаційних пристроїв.....	41
2.4. Постановка задачі синтезу невід взаємних інформаційних пристроїв.....	48
2.5. Синтез для режиму узгодження виходу УПП.....	53
2.6. Синтез для режиму узгодження входу УПП.....	59
Перелік літератури до розділу 2.....	66
РОЗДІЛ 3. ІНФОРМАЦІЙНІ ПРИБОРІ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНИХ ДИНАМІЧНИХ НЕГАТРОНІВ	68
3.1. Керуючі елементи.....	68
3.2. Некеровані активні фільтри.....	75
3.2.1. Некеровані активні фільтри на базі біполярних транзисторів.....	75
3.2.2. Некеровані активні фільтри на польових транзисторах.....	86
3.3. Керовані активні фільтри.....	102
3.4. Логічні пристрої.....	115
3.5. Кодувальні пристрої.....	121
3.6. Комутатори.....	128
3.7. Елементи синтезаторів частоти.....	134
Перелік літератури до розділу 3.....	140

РОЗДІЛ 4. СТАБІЛЬНІСТЬ ПАРАМЕТРІВ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ НЕГАТРОНІВ.....	146
4.1. Методи і засоби зменшення чутливості параметрів інформаційних пристроїв до зміни імтансів навантаження і генератора.....	146
4.2. Динамічна нестабільність.....	155
4.2.1. Модель динамічної нестабільності.....	155
4.2.2. Методи і засоби розширення динамічного діапазону.....	158
4.3. Температурна нестабільність.....	163
4.3.1. Моделювання температурної нестабільності.....	163
4.3.2. Методи і засоби термостабілізації.....	167
4.4. Режимна нестабільність.....	173
Перелік літератури до розділу 4.....	179

РОЗДІЛ 5. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ФІЗИЧНИХ НЕГАТРОНІВ НА НИЗЬКИХ ЧАСТОТАХ.....	182
5.1. Мости змінного струму для вимірювання імпедансу компонентів.....	182
5.2. Резонансні вимірювачі імпедансу компонентів.....	191
5.3. Вимірювання форми вольт-амперної характеристики приладів з від'ємним опором.....	194
5.4. Вимірювання параметрів тунельного діода.....	196
5.5. Вимірювання параметрів негatronів з p-n-p-n-структурою.....	200
Перелік літератури до розділу 5.....	203

РОЗДІЛ 6. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ БЕЗСТРУКТУРНИХ МОДЕЛЕЙ ПОТЕНЦІЙНО-НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ.....	204
6.1. Стандартні методи вимірювання параметрів безструктурних моделей чотиріполосників.....	204
6.2. Нестандартні методи вимірювання параметрів безструктурних моделей чотиріполосників.....	210
6.3. Визначення області реалізації імтансу негatronа на основі активного чотиріполосника.....	223
Перелік літератури до розділу 6.....	226

РОЗДІЛ 7. ВИМІРЮВАННЯ РОБОЧИХ ПАРАМЕТРІВ ПОТЕНЦІЙНО-НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ.....	228
7.1. Вимірювання коефіцієнтів підсилення (передачі).....	228
7.2. Вимірювання внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості.....	229
7.3. Вимірювання максимальнодосяжного стійкого коефіцієнта	

передачі за потужністю.....	235
7.4. Вимірювання мінімальнодосяжного значення дійсної складової вхідного (вихідного) імітанса.....	241
7.5. Вимірювання коефіцієнта невзаємності.....	250
7.6. Вимірювання частотних параметрів.....	253
7.7. Визначення шумових параметрів.....	258
Перелік літератури до розділу 7.....	264

РОЗДІЛ 8. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ФІЗИЧНИХ МОДЕЛЕЙ БАГАТОЕЛЕКТРОДНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР.....267

8.1. Визначення параметрів активної області кристала біполярного транзистора.....	267
8.2. Визначення параметрів активної області кристала польового транзистора.....	274
8.3. Визначення параметрів двозатворного польового транзистора.....	277
Перелік літератури до розділу 8.....	283

РОЗДІЛ 9. КРИТЕРІАЛЬНА ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ НЕГАТРОНІВ.....285

9.1. Аналіз критеріїв ефективності інформаційних пристроїв та систем.....	285
9.2. Узагальнена математична модель ефективності ІП.....	289
9.3. Визначення потенційних параметрів інформаційного пристрою.....	293
9.4. Визначення інформаційного ККД.....	294
9.5. Визначення повного енергетичного ККД.....	299
9.6. Економічний ККД.....	301
9.7. Динамічний ККД.....	302
Перелік літератури до розділу 9.....	305

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АЛЗ	– активна лінія затримки
АСКК	– автоматизована система контролю й керування
АФ	– активний фільтр
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
ВВ	– вимірювач відношень
ВГ	– вимірювальний генератор
ВО	– від’ємний опір
ВО і ВП	– від’ємний опір і від’ємна провідність
ВП	– вимірювальний перетворювач
ВП	– вимірювач потужності
ВПО	– вимірювач повних опорів
ВЧ	– вимірюваний чотириполюсник
ГВЧ	– генератор високої частоти
ДВО	– динамічний ВО
ДД	– двобазовий діод
ДПТШ2	– подвійна уніполярна структура із затвором Шоттки
ЕРС	– електрорушійна сила
ІЛІТГ	– інжекційно-лавинно-пролітний транзистор
ІІ	– інформаційний пристрій
ІІД	– інжекційно-пролітний діод
ІІП	– інформаційний пристрій перетворення
ІІТ	– інжекційно-пролітний транзистор
К	– комутуючий пристрій
КАФ	– керований АФ
КДС	– коло динамічної стабілізації
КЕ	– керуючий елемент
КЗ	– коротке замикання
ККД	– коефіцієнт корисної дії
ЛП	– логічний пристрій
ЛПД	– лавинно-пролітний діод
ЛТ	– лавинний транзистор
НВЧ	– надвисока частота
ОД	– обернений діод
П	– підсилювач
ПВП	– первинний вимірювальний перетворювач
ПД	– пристрій декодування
ПЗЗ	– прилад з зарядовим зв’язком
ПК	– пристрій кодування
ППЗ	– смуго-загороджувальний фільтр
ППФ	– смуго-пропускаючий фільтр

ПТ	– польовий транзистор
ПТШ	– польовий транзистор
СВО	– статичний ВО
СЧ	– синтезатор частоти
Т	– трійник
ТД	– тунельний діод
ТКЕ	– температурний коефіцієнт ємності
УН	– узгоджене навантаження
УП	– узагальнений перетворювач імітансу
ФВ	– фазовий вольтметр
ФВЧ	– фільтр верхніх частот
ФНЧ	– фільтр нижніх частот
ФП	– формуючий пристрій
ХХ	– холостий хід
ЧМ і АМ	– частотна і амплітудна модуляція

ПЕРЕДМОВА

Прогрес сучасного суспільства неперервно пов'язаний із вдосконаленням інформаційних технологій. В їх основі лежить досягнення в сфері електроніки, зокрема напівпровідникової електроніки. У витоків "ери" напівпровідникової електроніки лежить відкриття інженером О. В. Лосевим у 1922 році падаючої ділянки на вольт-амперній характеристиці напівпровідникового кристала, де, порушуючи класичний закон Ома, диференційний опір є від'ємним. Використовуючи цю властивість кристала О. В. Лосев вперше в світі здійснив генерацію та підсилення електромагнітних коливань з використанням напівпровідникового кристала. У подальшому були відкриті та винайдені різні види електронних приладів, що мають негативний опір. Незважаючи на те, що у них використовують різні фізичні ефекти не лише в напівпровідниках, але в газі та вакуумі, усі вони отримали назву "негатрони".

Розвиток негатронів та теорія проектування інформаційних пристроїв на їх основі протягом десятків років здійснювалася у самостійних напрямках, незважаючи на те, що загальні закони та принципи їх побудови були спільними.

Враховуючи це, на початку 80-х років минулого сторіччя відбулося об'єднання вчених, які займаються створенням негатронів та інформаційних пристроїв на їх основі в єдиному науковому напрямку, який отримав назву "Негатроніка".

Другий том монографії присвячений прикладним аспектам негатроніки. В ньому розглянуто теоретичні питання проектування взаємних та невзаємних інформаційних пристроїв на базі негатронів. Велику увагу приділено конкретним технічним рішенням створення інформаційних елементів та пристроїв на базі динамічних негатронів та стабілізації їх параметрів.

Враховуючи, що інформаційні пристрої на базі негатронів є в загальному випадку потенційно нестійкими, особливу увагу приділено питанням метрологічного забезпечення негатроніки.

В заключному розділі розглянуто питання критеріальної оцінки ефективності інформаційних пристроїв на основі критеріїв негатронів та сформульовані напрямки досліджень, що забезпечать підвищення ефективності.

В одній монографії неможливо розглянути всі напрямки розвитку негатроніки. Основну увагу приділено галузі динамічних комбінованих негатронів, інформаційним пристроям на їх основі, де автор має понад 30-ти річний досвід досліджень. Для отримання глибшої інформації в таких найважливіших галузях негатроніки, як вакуумна негат-

роніка, негatronіка, що використовує схемотехнічні аналоги, та інші рекомендується звертатися до фундаментальних публікацій в цих напрямках, список яких наведений в першому розділі першого тома.

Розуміючи, що запропоноване видання не позбавлене недоліків, автор буде вдячний усім, хто висловить свої зауваження та побажання за адресою

E-mail: Filinyuk@vstu.vinnica.ua

В завершення висловлюю щирю подяку усім співробітникам лабораторії динамічної негatronіки Вінницького національного технічного університету за багаторічну працю, а також співробітнику кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури ВНТУ С. Є. Швейкиній та редактору Т. А. Ягельській за допомогу у підготовці цієї книги до видання.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ І СИНТЕЗ ВЗАЄМНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИБОРІВ

1.1. Класифікація інформаційних пристроїв

Технічні системи, які призначені для одержання, перетворення, передачі, накопичення, відображення та зберігання інформації, що одержується від будь-якого об'єкта спостереження та керування, називаються інформаційними системами [1]. До них відносяться: автоматизовані системи контролю та керування, системи електронно-обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, системи зв'язку, телемеханічні, навігаційні та телевізійні системи й т.п.

Якою б складною не була інформаційна система, вона складається з окремих найпростіших інформаційних пристроїв (ІП), призначених для здійснення інформаційних процесів малої складності.

Інформаційні пристрої, алгоритм функціонування яких не залежить від алгоритму функціонування інформаційної системи, призначені для перетворення повідомлень в сигнал і навпаки, а також для зміни фізичної природи або параметрів сигналу, назвемо інформаційними пристроями перетворення (ІПП). Прикладами таких пристроїв є: пристрої кодування та декодування, вимірювальні перетворювачі, акусто-електричні та електронно-оптичні перетворювачі, перетворювачі імтансу, логічні пристрої й т.п.

Інформаційні пристрої, алгоритм функціонування яких змінюється з часом за законом, який визначається алгоритмом функціонування інформаційної системи (тобто відбувається керування алгоритмом функціонування), назвемо інформаційними пристроями керування (ІПК). Прикладами таких пристроїв є: комутатори, керовані атенюатори, фазообертачі, фільтри й т.п.

Враховуючи, що в більшості інформаційних систем основним носієм інформації є електричний сигнал, в подальшому розглядаються ІП перетворення та керування електричними сигналами. Узагальнену функціональну схему цих пристроїв представимо у вигляді рис. 1.1. Пристрої мають три основні групи клем: вхідного сигналу, вихідного сигналу та сигналу керування.

В залежності від виду ІП вхідні та вихідні клеми сигналу можуть бути різними – пристрої прохідного типу, або вони можуть бути об'єднані – пристрої відбивного типу.

В ІПП відсутні клеми сигналу керування, але можуть бути клеми опорного сигналу.

Крім інформаційних сигналів в ІІ потрапляє сигнал перешкоди. Він може потрапляти як по колах основного сигналу та сигналу керування, так і по колах живлення або породжується в самому ІІ.

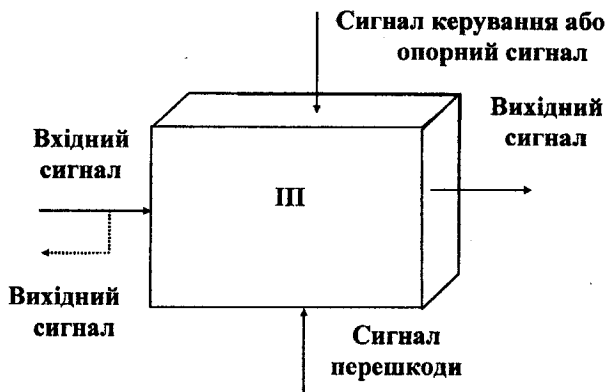


Рис. 1.1. Узагальнена функціональна схема інформаційного пристрою

Виконаємо класифікацію ІІ відповідно до області досліджень (рис.1.2).

В залежності від виду електричних сигналів, всі ІІ поділяються на ІІ, що використовують відеоімпульсні сигнали та на ІІ, що використовують гармонічні сигнали [2–4].

Інформаційні пристрої другого виду підрозділяються на аналогові та радіоімпульсні. Основним елементом більшості типів ІІ є активний прилад. В якості активних приладів сучасні ІІ використовують напівпровідникові прилади, які утворені різними напівпровідниковими структурами. Вони відрізняються в залежності від матеріалу, який використовується, діапазону робочих частот, потужності розсіювання, призначення. Крім того, всі напівпровідникові структури можна поділити на напівпровідникові структури, що мають від'ємний опір (ВО) і не мають ВО. Напівпровідникові структури з ВО, які одержали назву негатрони, поділяються на дві групи: на двоелектродні, які використовуються в діодах, та на багатоелектродні, які в теперішній час переважно використовуються в транзисторах, тиристорах, польових тетрадах, двобазових діодах (ДД) та приладах з зарядовим зв'язком (ІЗЗ).

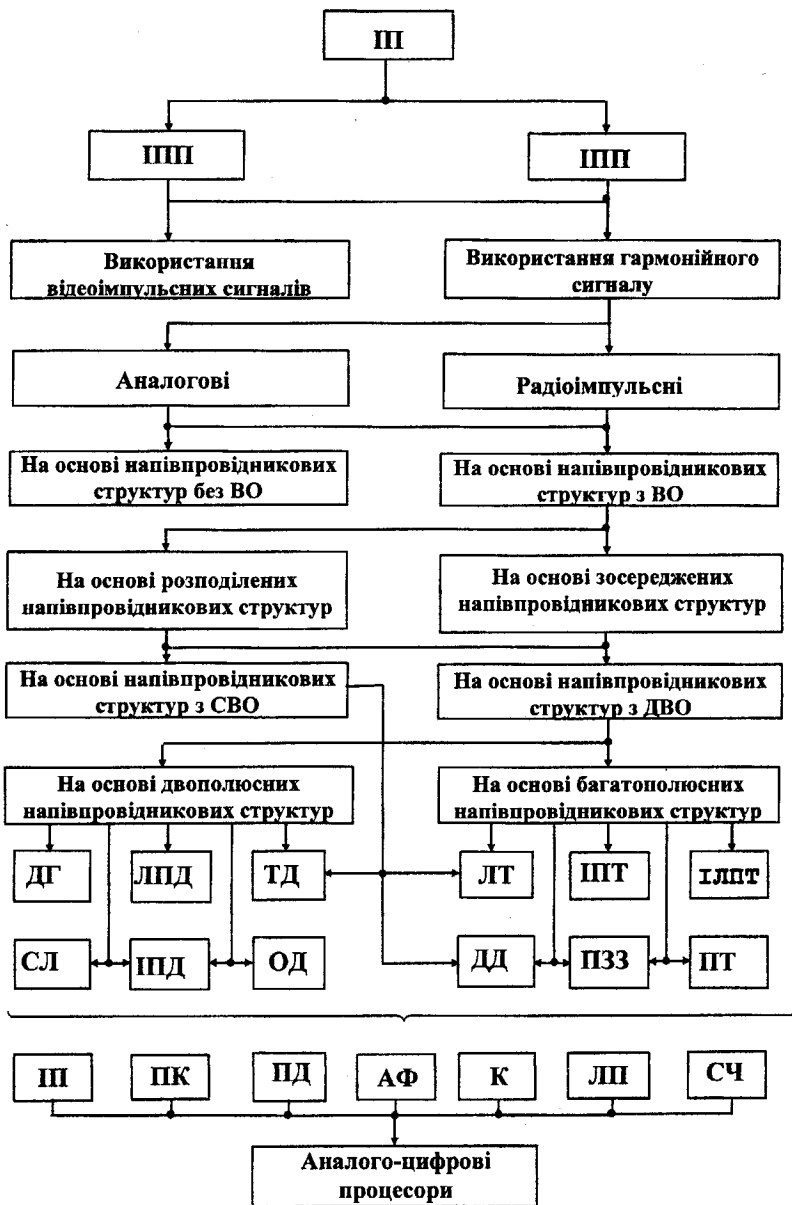


Рис. 1.2. Класифікація інформаційних пристроїв

В свою чергу напівпровідникові структури цих груп можна поділити на ті, в яких ВО спостерігається на спадаючій ділянці статистичної вольт-амперної характеристики – статичні ВО (СВО) (наприклад, напівпровідникові структури, що використовуються в тунельних діодах (ТД), обернених діодах (ОД), лавинних транзисторах (ЛТ)) та на напівпровідникові структури, в яких цей опір спостерігається тільки в динамічному режимі – динамічні ВО (ДВО) (наприклад: напівпровідникові структури, що використовуються в лавинно-пролітних діодах (ЛПД), інжекційно-пролітних діодах (ІПД), інжекційно-пролітних транзисторах (ІПТ), інжекційно-лавинно-пролітних транзисторах (ІЛПТ), польових транзисторах (ІПТ)).

Перевагою останньої групи структур, а тому і ІП на їх основі, є більш висока надійність та стабільність, пов'язана з наявністю ДВО в обмеженому діапазоні частот, що виключає загрозу їх самозбудження за робочим діапазоном і дозволяє відмовитися від застосування спеціальних кіл стабілізації, а значить, покращити масогабаритні характеристики та спростити проектування [5].

В загальному випадку всі напівпровідникові структури з ВДО є елементами з розподіленими параметрами. Але в залежності від співвідношення між довжиною електромагнітної хвилі в них λ_e та їх геометричними розмірами, вони підрозділяються на структури з розподіленими та з зосередженими параметрами.

Коли довжина хвилі λ_e співрозмірна з геометричними розмірами напівпровідникового кристала – їх розглядають як структури з розподіленими параметрами [6].

Під напівпровідниковими структурами з зосередженими параметрами розуміють такі, геометричні розміри яких значно менше довжини хвилі λ_e електромагнітних коливань в них [7].

В теперішній час як двоелектродні, так і багатоелектродні напівпровідникові структури з ДВО знаходять застосування в ІП, які можна поділити на сім основних груп. Це вимірювальні перетворювачі (ВП), пристрої кодування (ПК) – модулятори, пристрої декодування (ПД) – демодулятори, активні фільтри (АФ) та лінії затримки (АЛЗ), комутаційні пристрої (К), логічні пристрої (ЛП), синтезатори частоти (СЧ). Класифікація цих груп ІП, технічні вимоги до них і система їх робочих параметрів розглянуті в роботах [1, 8–17].

Приведена класифікація ІП на основі напівпровідникових структур з ВО є умовною, оскільки більшість пристроїв мають функціональні властивості пристроїв інших груп (наприклад, К можуть бути використані в якості ПК, а СЧ в якості ЛП).

1.2. Аналіз чутливості взаємних інформаційних пристроїв

В залежності від схеми включення УПІ та пасивних RLC елементів, схеми всіх ПІ можна узагальнити у вигляді рис. 1.3. Поділ всіх ПІ на взаємні та не взаємні за структурною ознакою дозволяє створити загальну теорію кожної з цих груп ПІ незалежно від їх функціонального призначення, доповнюючи її при проектуванні конкретних груп пристроїв специфічними розділами.

Структурна схема взаємного ПІ зображена на рис. 1.3а. Наявність УПІ тільки в паралельних гілках обумовлена вимогою зменшити вплив паразитних реактивних елементів на його параметри, що забезпечує більшу можливість повторення характеристик пристрою, який розробляється. Основне призначення RLC елементів – формування потрібної функції передачі. Введення в схему УПІ переслідує декілька цілей: компенсація дисипативних втрат, синтез реактивних елементів, підвищення чутливості (для випадку реалізації вимірного перетворювача).

В загальному випадку, взаємний ПІ, що розглядається, має схожий пасивний прототип, до паралельних RLC елементів якого або замість них підключаються вхідні або вихідні клеми УПІ, а до протилежних клем підключаються додаткове RLC пасивне коло, що перетворюється. Синтез, аналіз параметрів і методів розрахунку пасивних схожих структур розглянуті досить детально в роботах [18–23, 27, 28]. Тому основну увагу приділимо елементарній ланці взаємного ПІ (на рис.1.3а обведено пунктиром).

Відносно клем УПІ, наприклад зі сторони генератора, всі пасивні RLC кола можна представити у вигляді еквівалентних $L_{екв}$, $C_{екв}$ і $R_{екв}$ елементів, включених послідовно, як показано на рис. 1.4а. Оцінимо чутливість потрібної добротності $Q_{п. 63}$ даної схеми до зміни її параметрів. Добротність $Q_{п. 63}$ вибрана як інтегральний параметр, який є функцією еквівалентних параметрів пасивних RLC кіл і УПІ.

Поблизу резонансної частоти власна добротність послідовного LC контуру (рис. 1.4а), з урахуванням дисипативних втрат дорівнює

$$Q_0 = (1/R_{екв}) \sqrt{L_{екв}/C_{екв}}. \quad (1.1)$$

Підключення УПІ в режимі синтезу ДВО компенсує дисипативні втрати $R_{екв}$ в результаті чого добротність елементарної ланки ПІ $Q_{п. 63}$ зростає.

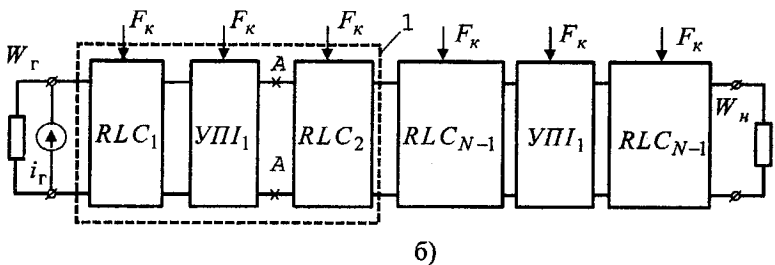
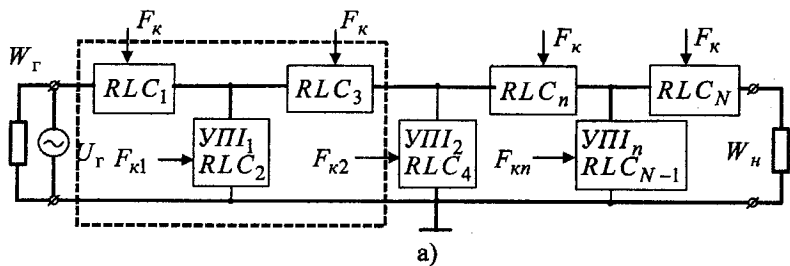


Рис. 1.3. Узагальнені структурні схеми ІІ на основі УПІ

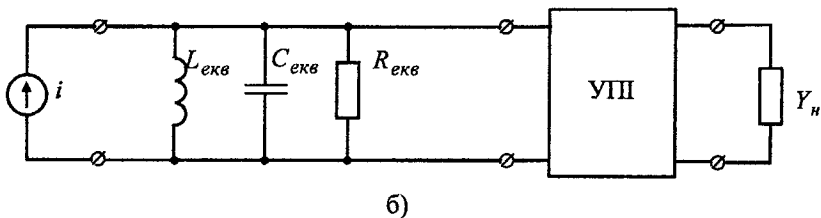
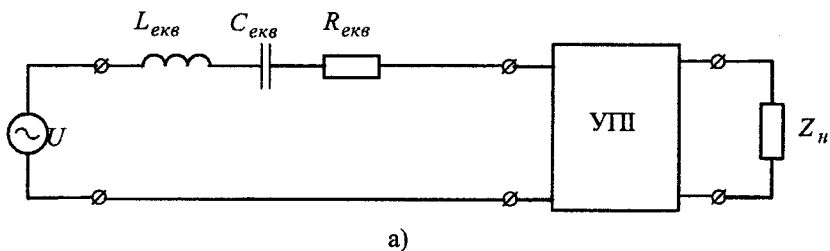


Рис. 1.4. Еквівалентні схеми елементарної ланки взаємного ІІ:
а) – послідовна, б) – паралельна

Дослідимо, як при цьому зміниться чутливість добротності $Q_{п.єз}$ до зміни коефіцієнта компенсації втрат

$$V_{к1} = \operatorname{Re} W^{(-)} / R_{екв}, \quad (1.2)$$

що дорівнює відношенню параметра УП $\operatorname{Re} W^{(-)}$ (синтезований ДВО) і пасивного RLC кола $-R_{екв}$.

Коло, що досліджується, має характеристичне рівняння передатної функції у вигляді

$$P_n^2 + P_n \left[(1 - V_{к1}) / Q_0 \right] + 1 = 0, \quad (1.3)$$

де $P_n = P / \omega_0$, $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_{екв} C_{екв}}$.

Дане рівняння має корені

$$P = -(1 - V_{к1}) / 2Q_0 \pm \sqrt{(1 - V_{к1})^2 / 4Q_0^2 - 1}. \quad (1.4)$$

Елементарна ланка П, що аналізується, має другий порядок, тому добротність її дорівнює добротності комплексно-спряжених полюсів функції передачі [18] $Q_{п.єз} = Q_0 / (1 - V_{к1})$.

Звідки чутливість добротності дорівнює

$$S_{V_{к1}}^{Q_{п.єз}} = -1 / (1 - V_{к1}) = -Q_{п.єз} / Q_0 = -m, \quad (1.5)$$

де m – коефіцієнт збільшення добротності.

Коефіцієнт $V_{к1}$ є функцією коефіцієнта перетворення УП. Наприклад, при використанні в якості УП узагальненого конвертора імітансу маємо $V_{к1} = \operatorname{Re}(T_K W_n) / R_{екв}$. З ростом коефіцієнта компенсації $V_{к1}$ відбувається збільшення добротності $Q_{п.єз}$, але одночасно збільшується чутливість добротності до зміни параметра $V_{к1}$, який є функцією коефіцієнта перетворення T_K . Із (1.5) видно, що чутливість взаємного П залежить винятково від коефіцієнта збільшення добротності m . Для того, щоб одержати меншу чутливість добротності $Q_{п.єз}$ взаємного П до зміни параметрів пасивних RLC кіл і УП, при заданому значенні добротності $Q_{п.єз}$, необхідно використовувати якомога більші значення

добротності Q_0 пасивних еквівалентних RLC кіл. Даний висновок співпадає з результатами робіт [18, 23, 24], які присвячені дослідженню стабільності генераторів електромагнітних коливань.

Враховуючи, що характеристичне рівняння для паралельної еквівалентної схеми елементарної ланки взаємного ПП (рис. 1.46), за умови $V_{к2} = \text{Re}W^{(-)}/G_{екв}$, $Q_0 = G_{екв}/\sqrt{L_{екв}/C_{екв}}$, аналогічно (2.3), всі одержані результати та висновки справедливі і для нього.

При реалізації ПП в вигляді гібридної мікросхеми з напиленими RLC елементами, маємо $Q_0 \approx 50$ [29]. Враховуючи, що прийнятні для практики значення $Q_{п.вз}$ дорівнюють $100 \div 200$ одиниць [28], знаходимо $m = 2 \div 4$, $V_{к1} = 0,5 \div 0,75$. В [21] рекомендовано при реалізації низькочастотних ПП використовувати $m \leq 20$, що відповідає $V_{к1} \leq 0,95$. Але, на нашу думку, дані рекомендації не прийнятні для використання в спеціальних ПП, які працюють в широкому температурному діапазоні ($-60^\circ \div +80^\circ \text{C}$). Цей висновок підтверджують результати експериментальних досліджень резонансного LC контуру, який використовує для компенсації дисипативних втрат вихідний імітанс УПП^б в режимі зворотного перетворення імітансу ємності C . В режимі, коли добротність контуру дорівнює 100 одиниць, і діапазоні температур $\pm 60^\circ \text{C}$ маємо середнє значення $S_{V\Gamma}^{Q\Gamma} = -2$ при $Q_0 = 40$ і $m = 2,5$. Підвищення $Q_{п}$ до величини 300 одиниць, шляхом збільшення струму емітера транзистора привело до збільшення чутливості до -8 одиниць (теоретичне значення $S_{V\Gamma}^{Q\Gamma} = -m = -7,5$).

431418

1.3. Аналіз стійкості взаємних інформаційних пристроїв

З метою оцінки граничних умов забезпечення стійкості взаємних ПП скористуємося характеристичним рівнянням (1.3). Виходячи з загальної теорії стійкості Ляпунова [30], кола (рис. 1.4) стійкі, якщо дійсні частини коренів характеристичного рівняння (1.3) будуть від'ємними.

З (1.4) випливає, що елементарна ланка взаємного ПП буде стійка в випадку, коли

$$V_k < 1. \tag{1.6}$$

Якщо $(1 - V_k)/Q_0 > 1$, корні P_{n1} і P_{n2} характеристичного рівняння (1.3) будуть дійсними і від'ємними, і схеми (рис. 1.4) можуть працювати в якості демодуляторів і синтезаторів частоти з підсиленням. Якщо

$$(1 - V_k)/Q_0 < 0, \tag{1.7}$$

корені рівняння (1.3) P_{n1} і P_{n2} – комплексні числа з від'ємною дійсною частиною і в схемі (рис. 1.4) буде мати місце затухаючий коливальний процес, що дозволяє використовувати її в фільтрах, лініях затримки та вимірних перетворювачах.

З урахуванням (1.6) і (1.7) загальна умова забезпечення стійкості роботи елементарного кола взаємного ПП має вигляд

$$1 > V_{k1} > (1 - 2Q_0). \quad (1.8)$$

Права частина цієї нерівності практично завжди виконується, оскільки $Q_0 > 0,5$, а ліва частина виконується як для УПП стійкий до режиму КЗ, так і до режиму ХХ, за винятком таких параметрів елементів кола, коли ці режими спостерігаються.

Визначимо інваріантний коефіцієнт стійкості УПП $K_{свн}$, необхідний для одержання потрібної добротності $Q_{п.єз}$ елементарної ланки взаємного ПП. У випадку опису цієї ланки паралельною еквівалентною схемою (рис. 1.4б), дана добротність дорівнює

$$Q_{п.єз} = 1 / \rho_{екв} (G_{екв} - \operatorname{Re} Y_{ex}^{(-)}), \quad (1.9)$$

де $\rho_{екв}$ – еквівалентний хвилевий опір кола, яке досліджується.

При прямому перетворенні оптимальної провідності [26]

$$\operatorname{Im} W_{opt} = \frac{\operatorname{Re} Y_{11} [|Y_{12} Y_{21}| - \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})]}{\operatorname{Im}(Y_{12} Y_{21})} - \operatorname{Im} Y_{22},$$

де Y_{11} , Y_{21} , Y_{12} , Y_{22} – параметри матриці провідності УПП, дійсна складова перетвореної провідності дорівнює

$$\operatorname{Re} W_{\max ex}^{(-)} = |W_{12} W_{21}| (1 - K_{свн}) / 2 \operatorname{Re} W_{22}. \quad (1.10)$$

Враховуючи, що інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{свн}$ пов'язаний з Y -параметрами чотириполосника співвідношенням [26]

$$K_{свн} = \frac{[\operatorname{Re} Y_{11} \operatorname{Re} Y_{22} - \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21})]}{|Y_{12} Y_{21}|}. \quad (1.11)$$

Розв'язуючи систему рівнянь (1.9)–(1.11) відносно $K_{свн}$, одержимо

$$K_{свн}(Y_{ax}) = 1 - \frac{2(Q_{п.вз} - Q_0) \operatorname{Re} Y_{22}}{Q_0 Q_{п.вз} \rho_{екв} |Y_{12} Y_{21}|} = - \frac{2(m-1) \operatorname{Re} Y_{22}}{Q_{п.вз} \rho_{екв} |Y_{12} Y_{21}|}. \quad (1.12)$$

З (1.12) випливає, що в режимі компенсації ($Q_{п.вз} > Q_0$) інваріантний коефіцієнт стійкості УПІ повинен бути завжди менше одиниці, тобто $K_{свн}(Q_{п.вз} > Q_0) < 1$.

Знайдений вираз (1.12) дозволяє виконати порівняння значень потрібного інваріантного коефіцієнта стійкості при реалізації ПІ на основі різних видів УПІ.

Наприклад, знайдемо відношення значень інваріантних коефіцієнтів стійкості, необхідних для реалізації елементарної ланки взаємного ПІ з заданими $\rho_{екв}$ і $Q_{п.вз}$ при використанні вхідних клем УПІ^к $K_{свн}^k(Y_{ax})$ і УПІ^б $K_{свн}^b(Y_{ax})$.

З даною метою, використовуючи (1.12), запишемо

$$\frac{K_{свн}^k(\operatorname{Re} Y_{ax}) - 1}{K_{свн}^b(\operatorname{Re} Y_{ax}) - 1} = \frac{\operatorname{Re} Y_{22}^k |Y_{12}^b Y_{21}^b|}{\operatorname{Re} Y_{22}^b |Y_{12}^k Y_{21}^k|}. \quad (1.13)$$

Підставляючи в (1.13) елементи матриць біполярного транзистора

$$\left\| \begin{array}{l} i_b \\ i_k \\ i_e \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{ccc} \frac{Z_n + r_b}{Z_n \cdot r_b} & -\frac{1}{Z_n} & -\frac{1}{r_b} \\ \frac{(Z_n + r_b)(1 - \alpha) - Z_n}{Z_n r_b (1 - \alpha)} & \frac{Z_a(1 + \alpha) + Z_n}{Z_n Z_a (1 - \alpha)} & -\frac{r_b + \alpha Z_a}{r_b Z_a (1 - \alpha)} \\ \frac{1}{r_b(1 - \alpha)} & \frac{1}{Z_a(1 - \alpha)} & \frac{Z_a + r_b}{Z_a r_b (1 - \alpha)} \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{l} u_b \\ u_k \\ u_e \end{array} \right\| \quad (1.14)$$

де $Z_a = 1/j\omega C_{к1}$, $Z_n = 1/j\omega C_{к2}$, $Z_e = r_e/(1 + j\omega r_e C_e)$, r_b – омичний опір бази; $C_{к1}$ і $C_{к2}$ – активна та пасивні ємності колекторного переходу; α – коефіцієнт передачі транзистора в схемі зі спільною базою, знаходимо $K_{свн}^k(Y_{ax})/K_{свн}^b(Y_{ax}) = 1$, тобто потрібні значення інваріантних коефіцієнтів стійкості даних УПІ рівні, $K_{свн}^k(Y_{ax}) = K_{свн}^b(Y_{ax})$.

Якщо для реалізації ПІ використовуються вихідні клемі УПІ, потрібне значення інваріантного коефіцієнта стійкості дорівнює [25]

$$K_{свн}(Y_{вх}) = 1 - \frac{2(m-1)\text{Re}Y_{11}}{Q_{п.вз} \rho_{екв} |Y_{12} Y_{21}|}. \quad (1.15)$$

Підставивши в (1.15) елементи матриць (1.14), знайдемо

$$\left[K_{свн}^{\kappa}(Y_{вих}) - 1 \right] / \left[K_{свн}^{\beta}(Y_{вих}) - 1 \right] = \omega_{\tau} C_{\kappa 1} r_{\beta} \ll 1.$$

Отже, при використанні вихідних клем УПП для реалізації елементарної ланки взаємного ІП потрібно використовувати УПП^б з меншим значенням інваріантного коефіцієнта стійкості ніж у УПП^к.

Визначимо зв'язок між потрібним значенням інваріантного коефіцієнта стійкості УПП в режимі компенсації і максимальної величини від'ємної дійсної провідності на клеммах УПП. Для випадку використання вихідної провідності УПП

$$\left[K_{свн}(Y_{вих}) - 1 \right] / \text{Re}Y_{вих \max}^{(-)} = 2\text{Re}Y_{11} / |Y_{12} Y_{21}|. \quad (1.16)$$

Аналогічний вираз отримуємо при використанні вхідної провідності УПП

$$\left[K_{свн}(Y_{вх}) - 1 \right] / \text{Re}Y_{вх \max}^{(-)} = 2\text{Re}Y_{22} / |Y_{12} Y_{21}|. \quad (1.17)$$

Поділивши (1.16) на (1.17) знайдемо формулу

$$\frac{K_{свн}(Y_{вих}) - 1}{K_{свн}(Y_{вх}) - 1} \frac{\text{Re}Y_{вх \max}^{(-)}}{\text{Re}Y_{вих \max}^{(-)}} = \frac{\text{Re}Y_{11}}{\text{Re}Y_{22}},$$

використовуючи яку, з урахуванням (1.29), одержуємо:
для УПП^к

$$\frac{K_{свн}^{\kappa}(Y_{вих}^{\kappa}) - 1}{K_{свн}^{\kappa}(Y_{вх}^{\kappa}) - 1} \frac{\text{Re}Y_{вх \max}^{\kappa(-)}}{\text{Re}Y_{вих \max}^{\kappa(-)}} = 1, \quad (1.18)$$

для УПП^б

$$\frac{K_{свн}^{\bar{b}}(Y_{вих}^{\bar{b}}) - 1 \operatorname{Re} Y_{вх \max}^{\bar{b}(-)}}{K_{свн}^{\bar{b}}(Y_{вх}^{\bar{b}}) - 1 \operatorname{Re} Y_{вих \max}^{\bar{b}(-)}} = \frac{1}{\omega_{\Gamma} r_{\bar{b}} C_{к1}} \gg 1. \quad (1.19)$$

З (1.18) і (1.19) випливає, що при однакових значеннях $\operatorname{Re} Y_{\max}^{(-)}$, при використанні УПП^к, потрібні однакові значення $K_{свн}$, а при використанні УПП^б ці значення повинні відрізнятись в $1/\omega_{\Gamma} r_{\bar{b}} C_{к1}$ разів.

Встановимо зв'язок між інваріантним коефіцієнтом стійкості елементарної ланки взаємного ПП $K_{сл}$, і потрібним значенням інваріантного коефіцієнта стійкості УПП $K_{свн}$. Розглядаючи дану елементарну ланку як чотириполосник, навантажений з однієї сторони імітансом УПП $Y_{нл} = Y_{вх}$ (УПШ) або $Y_{нл} = Y_{вих}$ (УПШ), а з іншої сторони – імітансом генератора $G_{Гл}$, який враховує дисипативні втрати $G_{екв}$ в пасивних RLC елементах, тобто $G_{Гл} = 2\operatorname{Re} Y_{\Gamma} + G_{екв}$, на основі виразу [26]

$$K_c = [2\operatorname{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})\operatorname{Re}(W_{22} + W_{н}) - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})] / |W_{12} W_{21}|,$$

який визначає інваріантний коефіцієнт стійкості навантаженого чотириполосника [26], знайдемо

$$K_{сл}(Y_{вх}) = 2\operatorname{Re} Y_{вх \max}^{(-)} / G_{Гл} - 1 = 2/V'_k - 1 = (m+1)/(m-1), \quad (1.20)$$

де $V'_k = \operatorname{Re} Y_{вх \max}^{(-)} / (2\operatorname{Re} Y_{\Gamma} + G_{екв})$.

Розв'язавши (1.20) і (1.12), визначимо

$$K_{сл}(Y_{вх}) = 2(m+1)\operatorname{Re} Y_{22} / Q_{п.вз} \rho_{екв} [1 - K_{свн}(Y_{вх})] |Y_{12} Y_{21}|. \quad (1.21)$$

Подібний вираз отримуємо і при використанні вихідного кола УПШ

$$K_{сл}(Y_{вих}) = 2(m+1)\operatorname{Re} Y_{11} / Q_{п.вз} \rho_{екв} [1 - K_{свн}(Y_{вих})] |Y_{12} Y_{21}|. \quad (1.22)$$

Порівнявши (1.21) і (1.22), з урахуванням елементів матриць (1.14), знайдемо

$$K_{сл}^k(Y_{вх}) = K_{сл}^k(Y_{вих}) = K_{сл}^{\bar{b}}(Y_{вх}) < K_{сл}^{\bar{b}}(Y_{вих}),$$

тобто елементарна ланка ПІ, що використовує вихідну провідність УПІ⁶, має найбільшу стійкість.

Знайдені вирази і зроблені висновки справедливі також для випадку послідовної еквівалентної схеми елементарної ланки ПІ при заміні індексів провідності на індекси опору.

1.4. Аналіз шумів взаємних інформаційних пристроїв

Ефективність ПІ тим вище, чим ширше динамічний діапазон ПІ. Нижня границя цього діапазону визначається шумовими властивостями ПІ, кількісною мірою яких є коефіцієнт шуму.

Для оцінки шумових властивостей взаємних ПІ на основі УПІ, представимо їх шумову еквівалентну схему у вигляді рис. 1.5а, яку в режимі малого сигналу можна вважати лінійною. Вона відповідає випадку реалізації малошумлячих взаємних ПІ, коли в них використовуються тільки пасивні LC кола, а джерелами шумів є УПІ провідності генератора та навантаження.

За визначенням [31], коефіцієнт шуму такої схеми дорівнює

$$F_{ш} = P_{ш\Sigma} / P_{шт},$$

де $P_{ш\Sigma}$ – сумарна потужність шумів, яка виділяється на навантаженні;

$P_{шт}$ – потужність шумів на навантаженні, обумовлена лише шумами опору джерела сигналу при нормальній температурі ($T^\circ=300^\circ$ К).

Для визначення коефіцієнта шуму взаємного ПІ з одним УПІ віднесемо імітанс Z_{01e} до імітансу генератора W_r , а імітанс Z_{12e} до імітансу навантаження W_n . В даному випадку можна вважати, що всі генератори шумового струму включені паралельно і коефіцієнт шуму дорівнює [16]

$$F_{ш} = 1 + \bar{i}_{шг}^2 / \bar{i}_{шт}^{2(*)} + \bar{i}_{шн}^2 / \bar{i}_{шт}^{2(*)}, \quad (1.23)$$

де $\bar{i}_{шг}^2$ і $\bar{i}_{шн}^2$ – середньоквадратичні значення шумових струмів генератора та навантаження з урахуванням приведення до їх імітансів, імітансів послідовних LC кіл.

В загальному випадку для знаходження сумарної інтенсивності шумів на виході взаємного ПІ можна застосувати принцип суперпозиції [32], в відповідності з яким вираз для коефіцієнта шуму взаємного ПІ на основі УПІ можна представити у вигляді

$$F_{ш} = (1 + h_{вих}) / h_r', \quad (1.24)$$

де h_r' і $h_{вих}$ – інтенсивність шумів генератора і сумарна інтенсивність шумів на виході ПП.

Вираз (1.23) і (1.24) можна застосовувати для розрахунку коефіцієнта шуму всіх видів взаємний ПП на основі УПП. Методику застосування цих виразів розглянемо на прикладі ПП на основі УПП^к в режимі зворотного перетворення, в якому паралельні і послідовні кола являють ємності (рис. 1.5б). Дана схема може застосовуватися при аналізі шумових властивостей фільтрів, ліній затримки, пристроїв кодування та комутаторів.

Еквівалентну шумову схему УПП^к при зворотному перетворенні індуктивної провідності $\text{Im} Y_L$ представимо в вигляді рис. 1.5в.

На основі теореми про еквівалентний генератор, перетворимо схему (рис. 1.5г) до еквівалентного шумового двополосника, зображеного на рис. 1.5д. На цій схемі середньоквадратичне значення шумового струму еквівалентного генератора становить

$$\bar{i}_{шд}^2 = \left(e_e^{\delta} + e_e^2 \left| Z_{6p} / Z'_{\delta} \right| + e_k^2 Z_{6p} / Z_{\kappa} \right) \left| Y_{вих}^{\kappa} \right|^2. \quad (1.25)$$

Запишемо вираз для шумових струмів генератора та навантаження з урахуванням приведення до них опорів ємностей зв'язків C_{01} і C_{12} у вигляді:

$$\bar{i}_{шг}^{2(*)} = \bar{i}_{шг}^2 \text{Re}^2 Z_r / |Z_r|^2, \quad \text{де } |Z_r|^2 = \text{Re}^2 Z_r + (1/\omega C_{01})^2; \quad (1.26)$$

$$\bar{i}_{шн}^{2(*)} = \bar{i}_{шн}^2 \text{Re}^2 Z_n / |Z_n|^2, \quad \text{де } |Z_n|^2 = \text{Re}^2 Z_n + (1/\omega C_{12})^2. \quad (1.27)$$

Підставивши в (1.23) вирази (1.26)–(1.27) знайдемо

$$F_{ш} = 1 + \frac{\text{Re} Z_n \left(\text{Re}^2 Z_r + X_{C01}^2 \right)}{\text{Re} Z_r \left(\text{Re}^2 Z_n + X_{C02}^2 \right)} + N_{ш} \frac{|Y|^2 |Z_r|^2}{\text{Re} Z_r}, \quad (1.28)$$

$$\text{де } Y^2 = 1 / \left| Z_{вих}^{\kappa} \right|^2 + \omega^2 C_1^2; \quad X_{C01} = 1/\omega C_{01}; \quad X_{C12} = 1/\omega C_{12};$$

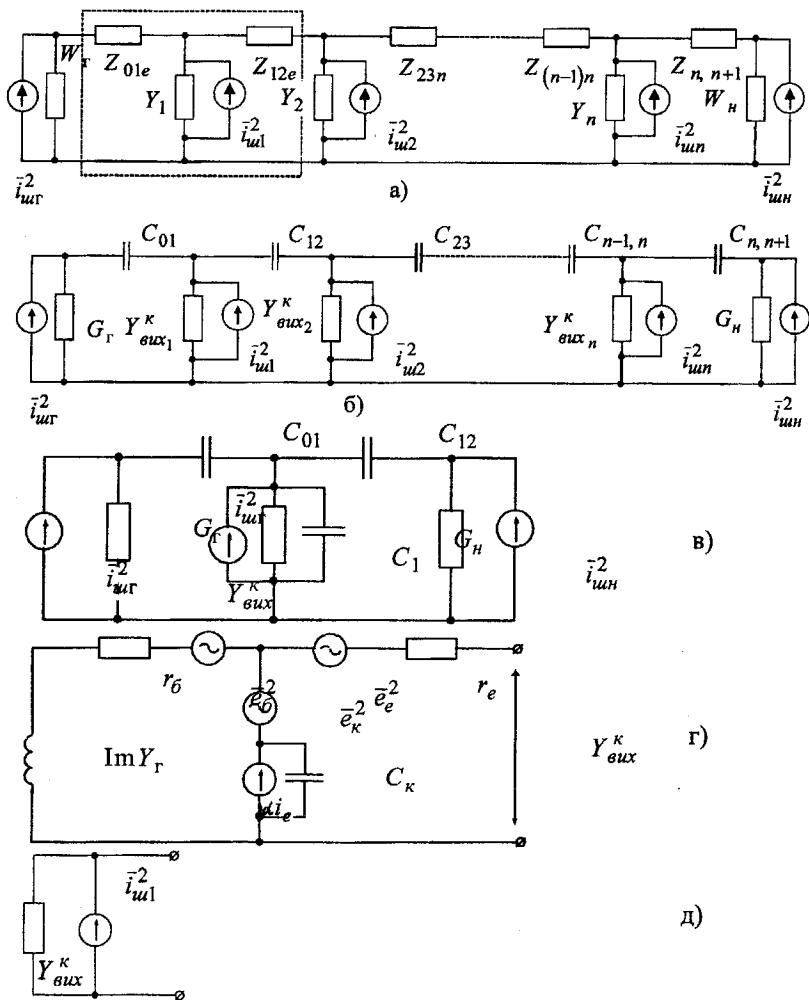


Рис. 1.5. Еквівалентні шумові схеми взаємних ІП і їх елементів:
 а) – узагальнена; б) – з ємнісними зв'язками, що використовує UPP^k ;
 в) – елементарної ланки; г) – повна для UPP^k ; д) – приведена для UPP^k .
 На схемі: $\bar{i}_{ш1}^2, \bar{i}_{шn}^2$ – середньоквадратичні значення шумових струмів
 компенсуючих двополосників; \bar{e}_e^2, \bar{e}_b^2 і \bar{e}_k^2 – середньоквадратичні ЕРС
 шуму емітера, бази і колектора

$$N_{ш} = \frac{r_e}{2} + r_6 \left| \frac{Z_{6P}}{Z_6'} \right| + \frac{\alpha_0(1-\alpha_0) \left| Z_{6P}^2 \right| \left[1 + \Omega_T^2 / 1 - \alpha_0 \right]}{2r_e(1 + \Omega_T^2)}$$

Як випливає з (1.28), коефіцієнт шуму взаємного ПП, який використовує один УПП^к, залежить як від параметрів УПП, так і від параметрів пасивних елементів схеми. Зі збільшенням зв'язку УПП з генератором ($X_{C01} \rightarrow 0$) і зменшенням зв'язку з навантаженням ($X_{C12} \rightarrow \infty$), коефіцієнт шуму взаємного ПП прямує до величини $F_{ш\min} = 1 + N_{ш} |Y|^2 \operatorname{Re} Z_r$. Наприклад, у випадку використання УПП^к на транзисторі типу КТ317А ($r_e = 5$ Ом, $r_6 = 5$ Ом, $\alpha_0 = 0,985$, $C_k = 1$ пФ, $f_T = 3$ ГГц), величина $F_{ш\min}$ на частоті 0,6 ГГц дорівнює 3,2 дБ. При реалізації взаємного ПП з смугою пропускання $\Delta f = 8$ МГц і смістю зв'язку $C_{01} = 1$ пФ маємо $F_{ш} = 6$ дБ. Подальше зменшення зв'язку призводить до росту $F_{ш}$, але сприяє звуженню смуги пропускання.

У випадку використання УПП^к при реалізації багатоланкового взаємного ПП, з урахуванням, що інтенсивність шумів УПП h_i зв'язана з середньоквадратичним значенням шумового струму $\bar{i}_{шi}^2$ співвідношенням [32] $h_i(f) = \lim \left(\bar{i}_{шi}^2 / 4\Delta f \operatorname{Re} Y_{вих}^k \right)$ для $\Delta f > 0$, одержуємо вираз для коефіцієнта шуму взаємного ПП у вигляді

$$F_{ш} = 1 + N_{ш} \left\{ \left(\operatorname{Im} Y_{вих}^k \operatorname{Re} Y_i \right)^2 \left[1 + \sum_{i=0}^{n-2} \left(\frac{C_{i,i+1}^{th}}{C_{i+1,i+2}} \right)^2 \right] + \left(\frac{\operatorname{Im} Y_{вих}^k}{\omega C_{01}} \right)^2 \left[1 + \sum_{i=1}^{\psi} \left(\frac{C_{2i-1,2i}}{C_{2i,2i+1}} \right)^2 \right] \right\}, \quad (1.29)$$

де $C_{i,i+1}^e = C_{i,i+1}$ для $i > 0$;

$\psi = (n-1)/2$, якщо n – непарне;

$\psi = (n-3)/2$, якщо n – парне;

$$C_{01}^e = C_{01} / \left[1 + (\omega_0 C_{01} \operatorname{Re} Y_r)^2 \right].$$

Наприклад, у випадку реалізації двоконтурного взаємного ПП з 2% смугою пропускання і центральною частотою $f_0 = 0,6$ ГГц, розраховане

за допомогою (1.29) значення $F_{ш} = 9,2$ ГГц, що співпадає з результатами, які одержані в [33] для дворезонаторного активного фільтра.

1.5. Синтез взаємних інформаційних пристроїв

Метою синтезу ІП є визначення конфігурації та параметрів його кола, що забезпечують реалізацію заданих вимог. В залежності від призначення ІП ці вимоги різні, але загальним для всіх ІП є вимога забезпечення заданої кількості інформації на його виході. Враховуючи, що в розглянутих ІП носієм інформації є електромагнітні коливання, виникає задача реалізації заданої функції передачі спектра електромагнітних коливань, тобто кожний взаємний ІП можна розглядати як електричний фільтр, в основу їх синтезу покласти теорію синтезу фільтра, а синтез ІП розбити на дві частини: синтез пасивного фільтра-прототипу і синтез квазіактивного кола на основі УПІ. Блок-схема алгоритму синтезу взаємного ІП представлена на рис. 1.6. Передатна функція сходової структури з заземленими з одного боку контурами виражається за допомогою дробів, а при вузькій смузі пропускання (запирання), характеристики робочого затухання такого кола можна розглядати як поліноміальні. Фільтри, розраховані шляхом заміни дробу на поліном, відносяться до квазіполіноміальних. Синтез пасивних фільтрів даного типу викладено в [34]. ІП, які синтезуються, утворюються пасивним фільтром-прототипом, до елементів якого (або замість них) підключаються вхідні або вихідні клеми УПІ, а протилежні клеми навантажуються потрібним імітансом. Тому другою частиною синтезу ІП, після синтезу фільтру-прототипу, є синтез квазіактивного кола, що утворюється УПІ і імітансом, який перетворюється. Процедура цієї частини синтезу складається з трьох етапів: вибір типу і параметрів УПІ; функціональний синтез схеми імітансу, який перетворюється; параметричний синтез схеми імітансу, який перетворюється.

Вибір типу і параметрів УПІ оснований на вимозі синтезу заданого характеру імітансу, забезпечення мінімального рівня шуму і заданого рівня насичення. При цьому враховується також конструктивні та технологічні вимоги. З цією метою використовуються розроблені в [25] таблиці перетворення імітансу. За їх допомогою вибираються можливі види УПІ, а також характер імітансу, який перетворюється. Потім, виходячи з технологічних міркувань, рівня насичення та діапазону частот роботи ІП, вибирається тип транзистора. На основі його параметрів і математичної моделі УПІ виконується розрахунок параметрів кола імітансу, який перетворюється. Наприклад, використання запропонованого алгоритму синтезу взаємних ІП розглянуто в табл. 1.1.

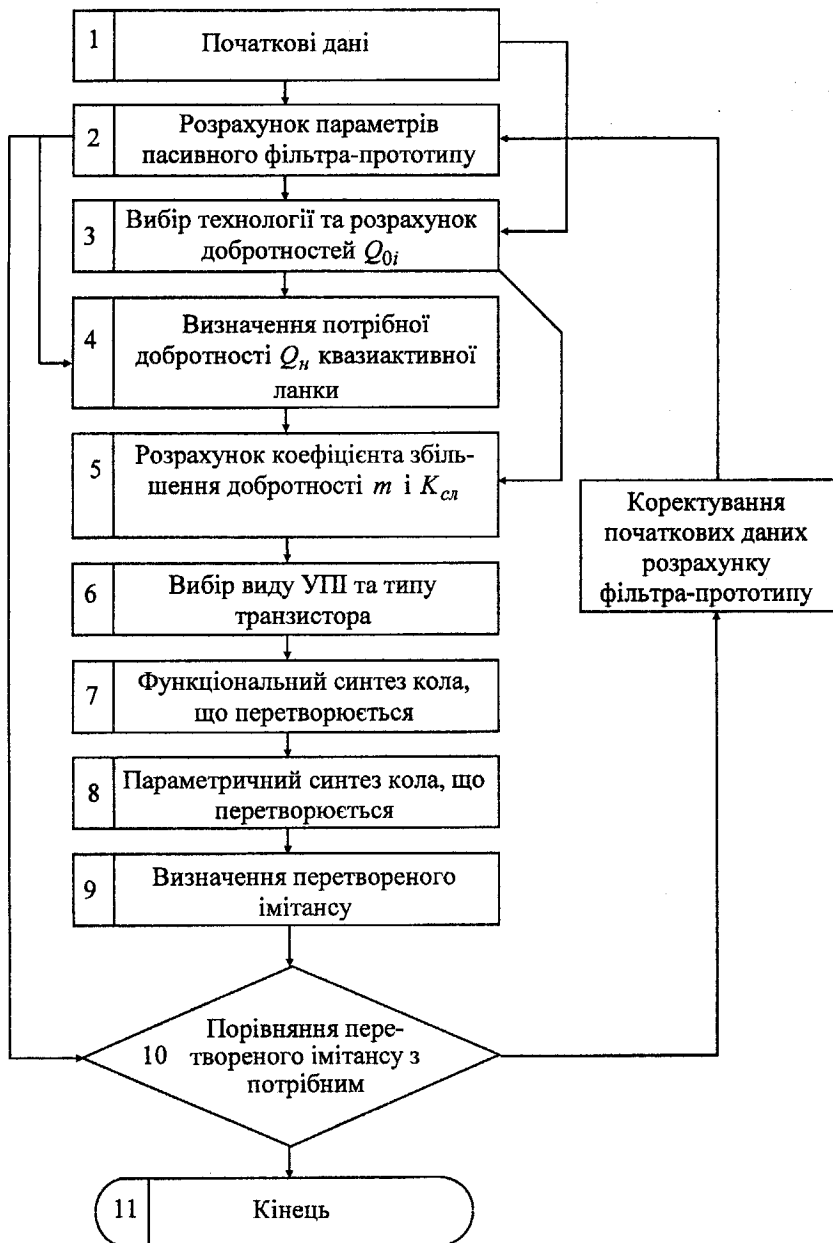


Рис. 1.6. Блок-схема алгоритму синтезу взаємних ІІ

Одним з недоліків багатоланкових ПП є їх низька стабільність, пов'язана з використанням в них декількох УПП, які, як правило, неіден-тичні і в різній мірі піддаються впливу дестабілізуючих факторів. В результаті УПП мають різну крутизну зміни параметрів під впливом деста-білізуючих факторів.

Характерним прикладом прояву цієї нестабільності є спотворення форми АЧХ синтезованого фільтра при зміні температури та потужності сигналу (рис. 1.8). Зменшити ці спотворення можна шляхом реалізації взаємних ПП на одному УПП, що використовує імітанс, який перетворюється, складної сходової структури [37].

З аналізу, проведеного в [25] випливає, що УПП перетворює імітанс сходової структури без зміни форми самої структури. Таким чином, якщо відомий перетворений імітанс, який при використанні елементарної ланки (рис. 1.5а) забезпечує потрібну форму АЧХ ПП, можна розрахувати імітанс, який після перетворення в УПП забезпечував би аналогічну форму АЧХ. Приклад реалізації даної методики синтезу розглянуто в [36].

Приклад синтезу взаємного ПП

Найменування процедури	Числовий результат	Примітка
Початкові дані	$f_0 = 0,6 \text{ ГГц}$, $\Delta f = 10 \text{ МГц}$ $\Delta K_0 = 1 \text{ дБ}$, $K_0 = 0$ $K_c = 1,1$, $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ $K(f = f_0 \pm 20 \text{ МГц}) = -20 \text{ дБ}$, $P_n < 10 \text{ мкВт}$	[25]
Розрахунок параметрів пасивного фільтра-прототипу	$n = 2$, $C_j = C_3 = C_4 = 15,37 \text{ пФ}$ $C_1 = C_5 = 1,85 \text{ пФ}$ $L_j = 4 \text{ нГн}$, $C_3 = 0,58 \text{ пФ}$	[28]
Вибір технології і розрахунок добротностей	Гібридна, плівкова $Q_{0j} = 20$	[29]
Визначення потрібної добротності квазіактивного кола	$Q_{nj} = 297$	Рис. 1.7а
Розрахунок коефіцієнта збільшення добротності і інваріантного коефіцієнта стійкості	$m = 14,35$ $K_c = 1,35$	Рис. 1.7б
Вибір виду УПП і типу транзистора	УПП ^к КТ354	
Функціональний синтез кола, яке перетворюється	$Z_r = R_r + j\omega L_r$	
Параметричний синтез кола, яке перетворюється	$R_r = 0$ $L_r = 11,8 \text{ нГн}$	
Визначення перетвореного імітансу	$L_{вих}^k = 11,6 \text{ нГн}$ $\text{Re}Y_{вих}^k = 3,06 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}^{-1}$	

Продовження табл. 1.1

Найменування процедури	Числовий результат	Примітка
Порівняння перетвореного імітансу з потрібним	$L_{вих}^k > L_j$	Паралельно до виходу УПІ ^к потрібно включити додаткову індуктивність $L_{\sigma}=6,1\text{нГн}$
Кінець		Експериментальні результати представлені в [25]

Примітка. Окрім використання номограми (рис. 1.7в), процедура параметричного синтезу може бути виконана з використанням або S -параметрів [35], або Y -параметрів [36] транзистора.

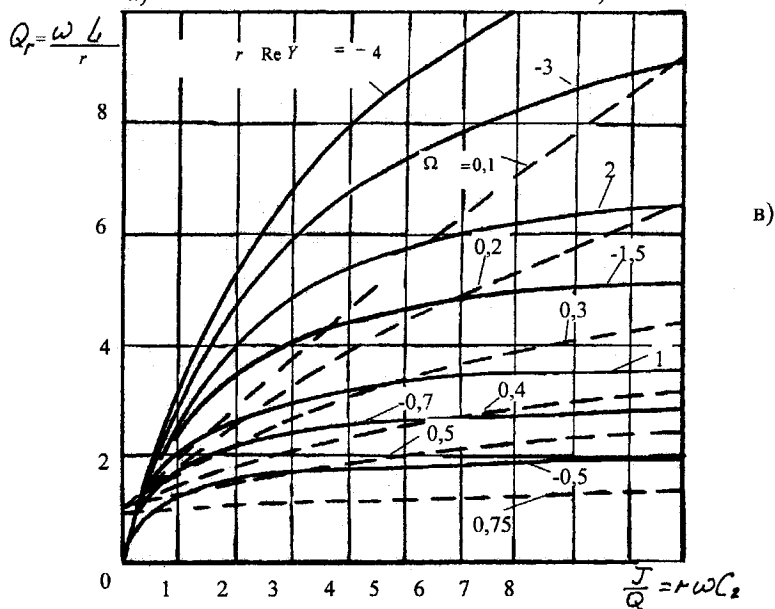
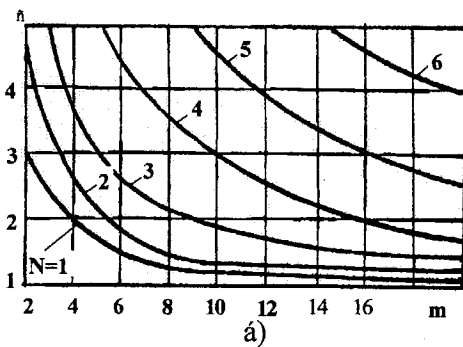
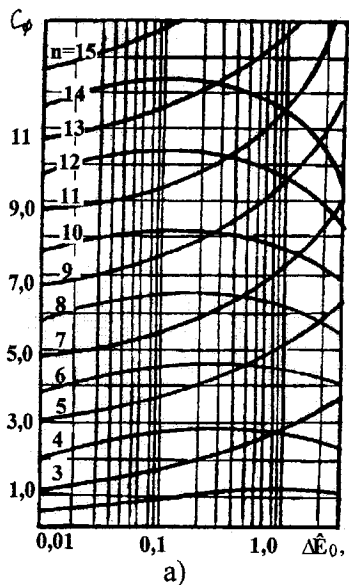


Рис. 1.7. Номограми, що використовуються при синтезі взаємних ПП: а) – для визначення коефіцієнта C_ϕ , б) – для визначення запасу стійкості, в) – для визначення Q_r

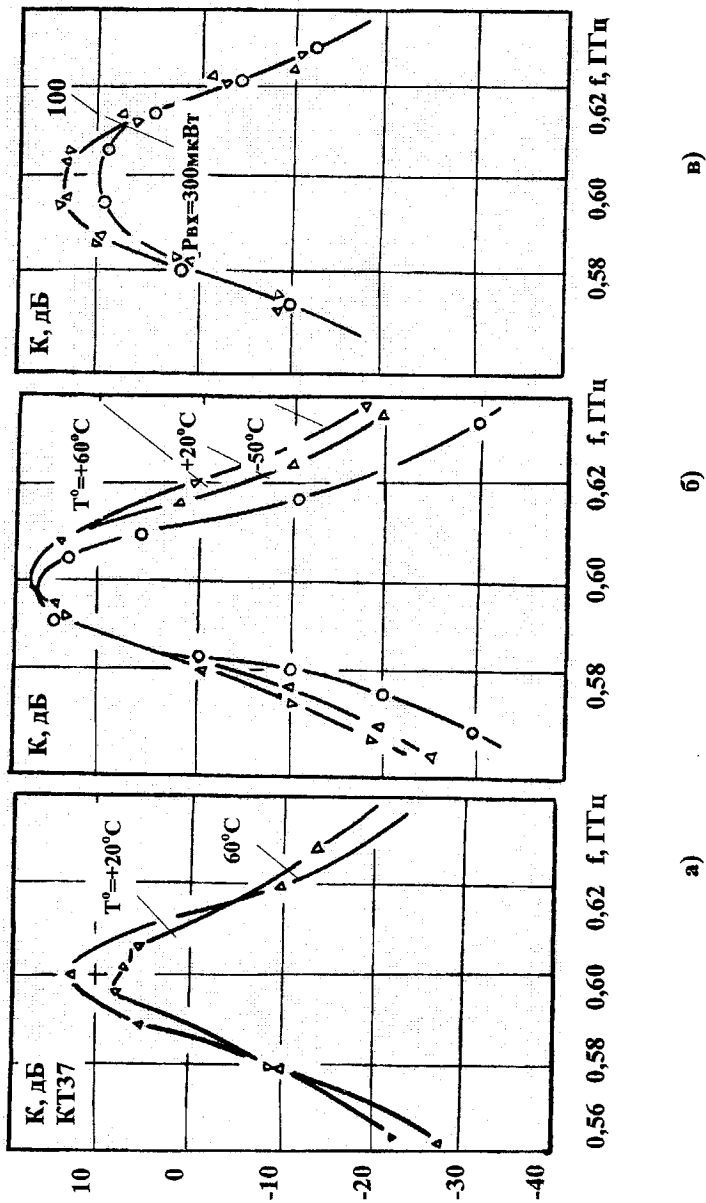


Рис.1.8. Зміна амплітудно-частотних характеристик дворезонаторного (а) та однорезонаторного (б, в) АФ під впливом температури T° і потужності сигналу $P_{вх}$

Перелік літератури до розділу 1

1. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. – К.: Вища школа, 1977. – 280 с.
2. Митропольский Ю.А., Молчанов А.А. Машинный анализ нелинейных резонансных цепей. – К.: Наукова думка, 1981. – 238с.
3. Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокomпоненты, элементы и устройства на поверхностных акустических волнах. М.: Сов. радио, 1980. – 264 с.
4. Солганик Б.Д., Невгасимый А.Ф., Скорик Е.Т. Оптоэлектронные СВЧ управляющие устройства. // Известия вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1978. – Т.21, №12, С. 88–91.
5. Стафеев В.Н., Комаровских К.Ф., Фурсин Г.И. Нейристорные и другие функциональные схемы с объемной памятью. – М.: Радио и связь, 1981. – 112 с.
6. Кабанов Д.А. Функциональные устройства с распределенными параметрами. – М.: Сов. радио, 1976. – 64 с.
7. Федотов Я.А. Основы физики полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио, 1969. – 592 с.
8. Баев Е.Ф., Бурьлин Е.И. Миниатюрные электрические линии задержки. – М.: Сов. радио, 1977. – 248 с.
9. Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. – К.: Техніка, 1973. – 164 с.
10. Долгов В.А., Касаткин А.С., Сретенский В.Н. Радиоэлектронные АСК (системный анализ и методы реализации): Под ред. В.Н. Сретенского. – М.: Сов. радио, 1978. – 384 с.
11. Зарецкий М.М., Мовшович М.Е. Синтезаторы частоты с кольцевой фазовой автоподстройкой. – Л.: Энергия, Ленингр. отд., 1974. – 254 с.
12. Захаров В.К. Электронные элементы автоматки. – Л.: Энергия, Ленингр. отд., 1975. – 336 с.
13. Николаев И.М., Филинюк Н.А. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования. – М.: Энергия, 1979. – 336 с.
14. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование высокочастотных свойств индуктивных транзисторов. – Диэлектрики и полупроводники. – К.: Вища школа, 1979. – Вып. 5, С. 33–35.
15. Первачев В.С. Радиоавтоматика. – М.: Радио и связь, 1982. – 296с.
16. СВЧ устройство на полупроводниковых диодах / Под ред. И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого. – М.: Сов. радио, 1969. – 580с.

17. Удалов Н.П. Электронные устройства автоматики. – М.: Машиностроение, 1982. – 288 с.
18. Филяновский И.М., Персианов А.Ю., Рыбин В.К. Схемы с преобразователями сопротивлений. Л.: Энергия, Ленингр. отд., 1973. – 192с.
19. Знаменский А.Е., Теплюк И.П. Активные RC-фильтры. – М.: Связь, 1970. – 280 с.
20. Ионкин П.А., Миронов В.Г. Синтез RC-схем с активными взаимными элементами. – М.: Энергия, 1976. – 240 с.
21. Маклюков М.И. Инженерный синтез активных RC фильтров низких и инфранизких частот. – М.: Энергия, 1971. – 184с.
22. Славский Г.Н. Активные RC и RCL - фильтры и избирательные усилители. - М.: Связь, 1960. – 216 с.
23. Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х. Активные фильтры для интегральных схем. – М.: Связь, 1980. – 656 с.
24. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах. – М.: Сов. радио, 1975. – 288 с.
25. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры. – М.: Радио и связь, 1987. – 112с.
26. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978. – 334 с.
27. Белецкий А.Ф. Теоретические основы электропроводной связи. – М.: Связьиздат, 1959. – 391 с.
28. 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.
29. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Сов. радио, 1976. – 216 с.
30. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования / Под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1967. – 768 с.
31. Белоусов А.П. Расчет коэффициента шума радиоприемников. – М.: Оборонгиз, 1959. – 184 с.
32. Айбиндер И.М. Шумы радиоприемников. -М.: Связь, 1974. – 328с.
33. Adams D.K., Ho R.Y.C. Active filter for UHF and microwave frequencies; – IEEE transactions on microwave theory and techniques; 1969. – V.M.TT-17, N9. – P. 662-670.
34. Знаменский А.Е., Попов Е.С. Перестраиваемые электрические фильтры. – М.: Связь, 1979. – 128 с.

35. Филинюк Н.А. Определение параметров транзисторного аналога индуктивности на основании S параметров транзистора. // Радиоизмерения: Доклады VI республ. научн.-техн. конф. – Каунас, 1975. – Т.3. – С. 28.

36. Филинюк Н.А. Синтез активных СВЧ фильтров на основе одностранзисторных преобразователей импеданса. // СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств: Тез. докл. Всесоюзн. научн.-техн. семинара. – М.: 1981. – С. 6.

37. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры на основе обобщенных преобразователей иммитанса. // Радиотехника и электроника, 1983. – Т.8, №5. – С. 817–833.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ І СИНТЕЗ НЕВЗАЄМНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИБОРІВ

2.1. Визначення чутливості невзаємних інформаційних пристроїв

Структурна схема невзаємного ПІ зображена на рис. 1.36. Проведемо аналіз чутливості елементарної ланки 1 невзаємного ПІ, що складається з УПІ, на виході та вході якого включені пасивні RLC кола, включаючи імітанси генератора W_G і навантаження W_H . Висока ефективність невзаємного ПІ, також як і взаємного, досягається в результаті зміщення полюсів функції передачі даного пристрою до осі ординат. Це веде до збільшення частотної вибіркової, "якості" і чутливості відповідних видів ПІ (фільтрів, елементів керування, вимірних перетворювачів). Оцінимо чутливість потрібної добротності $Q_{\text{пн}}$ даної ланки до зміни її параметрів. При аналізі будемо використовувати позначення та визначення дані в підрозділі 1.2 при аналізі чутливості взаємних ПІ.

З цією метою представимо еквівалентну схему кола, розміщеного зліва від точок AA (рис. 1.36), у вигляді еквівалентного генератора $i_{r_{\text{екв}}}$ з еквівалентною провідністю $Y_{\text{екв}}$, яка є результатом зворотного перетворення УПІ імітансів генератора W_G і пасивного RLC₁ кола. Приведемо імітанс пасивного RLC₂ кола та навантаження W_H до точок AA в вигляді провідності $Y_{H_{\text{екв}}}$. В результаті отримаємо еквівалентну схему елементарної ланки невзаємного ПІ у вигляді рис. 2.1. Враховуючи, що в реальних ПІ дисипативні втрати в RLC₂ колі значно менше, ніж в імітансі навантаження, характеристичне рівняння елементарної ланки невзаємного ПІ, на підставі рис. 2.1, має вигляд

$$P_H^2 + P_H \left[(1 - V_{K2}) / Q_{0H} \right] + 1 = 0, \quad (2.1)$$

де $V_{K2} = \text{Re}Y_{\text{екв}}^{(-)} / \text{Re}Y_{H_{\text{екв}}}$ – коефіцієнт компенсації втрат, який є інтегральною характеристикою параметрів елементів ланки ПІ, яка аналізується;

$Q_{0H} = \text{Re}Y_{H_{\text{екв}}} \sqrt{L_{\text{екв}} C_{\text{екв}}}$ – власна добротність елементарної ланки невзаємного ПІ, при відсутності компенсації дисипативних втрат;

$L_{\text{екв}}$ і $C_{\text{екв}}$ – еквівалентні індуктивність і ємність імітансу, що перетворюється, та пасивного RLC₂ кола.

З порівняння (2.1) з (2.3) видно, що вони подібні. Це дозволяє поширити висновки, зроблені в § 1.2, на аналіз чутливості елементарної ланки не взаємного ПП і записати

$$S_{V_{к2}}^{Q_{пн}} = -1/(1 - V_{к2}) = -Q_{пн}/Q_{0н} = -m \quad (2.2)$$

З (2.2) випливає, що чутливість добротності не взаємного ПП залежить винятково від коефіцієнта збільшення добротності m .

Для того, щоб одержати меншу чутливість добротності $Q_{пн}$ не взаємного ПП до зміни параметрів пасивних RLC кіл і УПП при заданому значенні добротності $Q_{пн}$, необхідно використовувати якомога більші значення добротності пасивних RLC кіл. Це є однією з основних причин рекомендації виконувати ПП у вигляді гібридної мікросхеми на підкладниках типу СТ-38-1. СТ-32-1 і інших, які мають $tg\delta \geq 10^{-3}$ і дозволяють реалізувати LC кола з $Q_0 \approx 50$ [1], що відповідає $Q_{пн} = 100 \div 200$ одиниць при $S_{V_{к2}}^{Q_{пн}} = -(2 \div 4)$.

2.2. Аналіз стійкості не взаємних інформаційних пристроїв

Можлива (або потрібна) нестійкість не взаємних ПП зумовлена потенційною нестійкістю УПП, коли його інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{свн} < 1$. Для характеристики його стійкості скористуємося виразом для інваріантного коефіцієнта стійкості ПП у формі [2]:

$$K_c = [2\text{Re}(W_{11} + W_r)\text{Re}(W_{22} + W_n) - \text{Re}(W_{12}W_{21})] / |W_{12}W_{21}|. \quad (2.3)$$

Визначимо цей коефіцієнт через параметри не взаємного ПП.

Використовуючи припущення підрозділу 2.1, на підставі (2.1) запишемо вираз для потрібної добротності не взаємного ПП у вигляді

$$Q_{пн} = 1 / \left[\rho_{екв} (\text{Re}Y_{некв} + \text{Re}Y_{екв}) \right], \quad (2.4)$$

де $\rho_{екв} = \sqrt{\text{Im}Y_{екв} / \text{Im}Y_{некв}}$ – еквівалентний хвильовий опір не взаємного ПП.

Максимальне значення потрібної добротності $Q_{пн}^{\max}$ відповідає мінімальному значенню $\text{Re}Y_{екв}$, яке визначається (1.10). Перетворивши

(2.4) і (1.10) з врахуванням (2.3), знайдемо вираз для інваріантного коефіцієнта стійкості невзаємного ІП

$$K_{\alpha(n)} = 1 + 2\operatorname{Re}(Y_{11} + Y_{\Gamma}) / Q_{\text{пн}}^{\max} \rho_{\text{екв}} |Y_{12} Y_{21}|. \quad (2.5)$$

З (2.5) випливає, що з ростом потрібної добротності $Q_{\text{пн}}^{\max} \rightarrow \infty$, $K_{\alpha(n)} \rightarrow 1$ (рис. 2.2). Підвищити стійкість можна шляхом побудови ІП з малим еквівалентним хвильовим опором $\rho_{\text{екв}}$. До збільшення стійкості приводить також підвищення дійсної складової провідності генератора $\operatorname{Re} Y_{\Gamma}$. Для більшості ІП ця провідність визначається стандартним значенням опору передачі, рівного для мікросмугових ліній 50 Ом (відповідно $\operatorname{Re} Y_{\Gamma} = 0,02 \text{ Ом}^{-1}$) або опором датчика, що включається на вході УІП.

Враховуючи, що $Q_{\text{пн}}$ залежить від $\operatorname{Re} Y_n$, з (2.5) випливає, що стійкість невзаємного ІП зростає при збільшенні дійсної частини провідності навантаження $\operatorname{Re} Y_n$. З цією метою рекомендується [3, 4] між джерелом сигналу і ІП, і між ІП і навантаженням включати трансформатор імітанса з дійсним коефіцієнтом трансформації, рівним відповідно n_T і m_T . Величина цих коефіцієнтів знаходиться шляхом розв'язання (2.4) і (2.5).

Включення трансформатора імітансу на вході ІП може призвести до збільшення його коефіцієнта шуму. Тому перевагу слід віддавати включенню трансформаторів імітансу на виході ІП. Внаслідок реальної частотної залежності коефіцієнтів трансформації n_T і m_T , їх застосування найбільш ефективно у вузькосмугових ІП.

Підвищити коефіцієнт стійкості невзаємних ІП можна шляхом вибору відповідного виду УІП. З даною метою, для порівняння різних видів УІП, введемо поняття максимального коефіцієнта стійкості невзаємного ІП $K_{\text{сн}}^{\max}$.

Максимальним коефіцієнтом стійкості невзаємного ІП назвемо коефіцієнт, який реалізується при нульовому значенні дійсної складової петрвореної провідності на вході УІП, тобто

$$\operatorname{Re} Y_{\text{екв}} = 0. \quad (2.6)$$

Розв'язавши (1.10), з урахуванням (2.6) відносно $\operatorname{Re}(Y_{11} + Y_{\Gamma})$ і, підставивши одержаний розв'язок в (2.5), знайдемо

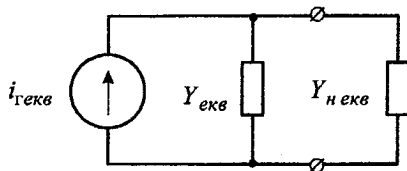
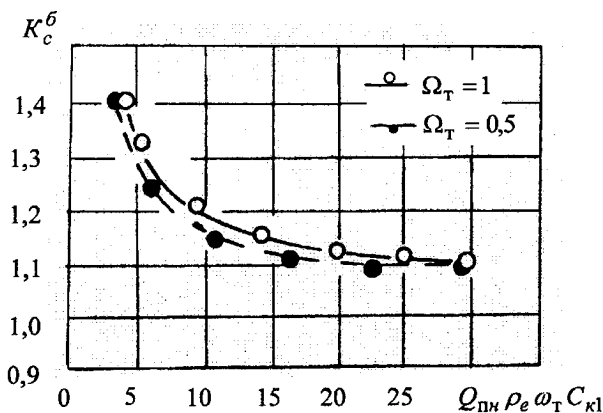
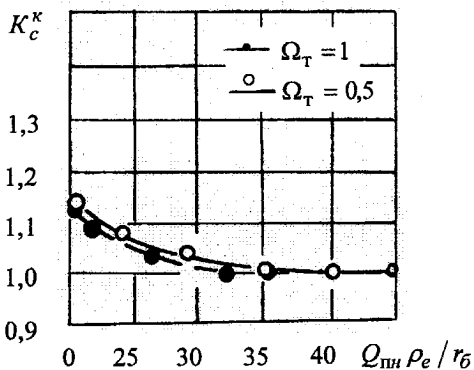


Рис. 2.1. Еквівалентна схема елементарної ланки незасягного ПІ на основі УПІ



а)



б)

Рис. 2.2. Залежність інваріантного коефіцієнта стійкості елементарної ланки незасягного ПІ від його параметрів для різних видів УПІ

$$K_{c(n)}^{\max} = 1 + \left[|Y_{12} Y_{21}| + \operatorname{Re}(Y_{12} Y_{21}) \right] / Q_{\text{пн}} \rho_{\text{екв}} |Y_{12} Y_{21}| \operatorname{Re} Y_{22}. \quad (2.7)$$

Підставивши в (2.7) елементи матриці провідності біполярного транзистора (1.14) та елементи матриці провідності польового транзистора [5].

$$\begin{pmatrix} i_3 \\ i_c \\ i_g \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\Omega_s^2}{R_i} - j \frac{\Omega_s}{R_i} & -j \frac{\Omega_s \xi_s}{R_i} & \frac{\Omega_s^2}{R_i} - j \frac{\Omega_s}{R_i} \\ S_0 - j S_0 & G + j \Omega_s (\xi_s + \xi_g) / R_i & -S_0 + j \Omega_s (R_i S_0 + \xi_g) / R_i \\ -(\Omega_s^2 + S_0 R_i) / R_i - j \Omega_s (1 - S_0 R_i) / R_i & -G + j \Omega_s \xi_g / R_i & (\Omega_s^2 + S_0 R_i) / R_i + \Omega_s (1 - S_0 R_i + \xi_g) / R_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_3 \\ u_c \\ u_g \end{pmatrix}, \quad (2.8)$$

де $\Omega = \omega / \omega_s$, $\omega_s = 1 / R_g C_{g3}$, $\xi_s = C_{c3} / C_{c3}$, $\xi_g = C_{g3} / C_{g3}$, ω_s – гранична частота за крутизною польового транзистора, C_{c3} – ємність "стік-затвор" і C_{g3} – ємність "витік-затвор"; R_i – диференційний опір між затвором і витком частини каналу, що не перекривається, S_0 – низькочастотне значення крутизни, знайдемо максимальні інваріантні коефіцієнти стійкості незасмнених ПІ при використанні, відповідно, УП^к ($K_{c(n)}^{\kappa \max}$), УП^б ($K_{c(n)}^{\beta \max}$), УП^с ($K_{c(n)}^{c \max}$), УП^в ($K_{c(n)}^{v \max}$) і УП^з ($K_{c(n)}^{z \max}$).

$$K_{c(n)}^{\kappa \max} = 1 + \frac{r_g \left(\Omega_T + \sqrt{1 + \Omega_T^2} \right)}{Q_{\text{пн}} \rho_{\text{екв}} \sqrt{1 + \Omega_T^2}}; \quad (2.9)$$

$$K_{c(n)}^{\beta \max} = 1 + \frac{\Omega_T + \sqrt{1 + \Omega_T^2}}{Q_{\text{пн}} \rho_{\text{екв}} \omega_T C_{\kappa 1} \sqrt{1 + \Omega_T^2}}; \quad (2.10)$$

$$K_{c(n)}^{c \max} = 1 + \frac{R_i \left(\Omega_s + \sqrt{1 + 2\Omega_s^2} \right)}{Q_{\text{пн}} \rho_{\text{екв}} \left(\Omega_s^2 + S_0 R_g \sqrt{1 + 2\Omega_s^2} \right)}; \quad (2.11)$$

$$K_{\alpha(n)}^{\varepsilon \max} = 1 + \frac{2(2GR_{\varepsilon} + \Omega_s \xi_{\varepsilon})}{Q_{\text{пн}} \rho_{\text{екв}} G(GR_{\varepsilon} + \Omega_s \xi_{\varepsilon})}; \quad (2.12)$$

$$K_{\alpha(n)}^{\varepsilon \max} = 1 + \frac{\sqrt{1 + \Omega_s^2} - \Omega_s^2}{Q_{\text{пн}} \rho_{\text{екв}} \sqrt{1 + \Omega_s^2}}. \quad (2.13)$$

Порівнявши (2.9) з (2.10) на частотах, де для біполярних транзисторів виконується нерівність $\Omega_T^2 \ll 1$, знайдемо

$$\left(K_{\alpha(n)}^{\kappa \max} - 1\right) / \left(K_{\alpha(n)}^{\beta \max} - 1\right) \approx r_{\beta} C_{\kappa 1} \omega_T \ll 1. \quad (2.14)$$

Для сучасних біполярних транзисторів справедлива умова $r_{\beta} C_{\kappa 1} \omega_T \ll 1$, у відповідності з якою з (2.13) випливає, що невзаємні ПП на основі УПП^κ мають в $1/r_{\beta} C_{\kappa 1} \omega_T$ разів менший запас максимальної стійкості ніж аналогічні ПП на основі УПП^β. Але при цьому потрібно враховувати, що максимальна величина ДВО, яка синтезується за допомогою УПП^β, менше максимальної величини ДВО, що синтезується за допомогою УПП^κ.

Порівнявши (2.11) з (2.13) на частотах, де для польових транзисторів виконуються нерівності $\Omega_s^2 \ll 1$ і $\Omega_i^2 \ll S_0 R_i$, знайдемо $\left(K_{\alpha(n)}^{\varepsilon \max} - 1\right) / \left(K_{\alpha(n)}^{\kappa \max} - 1\right) \approx S_0 / G > 1$.

Таким чином, найбільший запас максимальної стійкості мають ПП на основі УПП^β і УПП^β. Взнявши співвідношення (2.12) до (2.11), після перетворень для діапазону частот, де $\Omega < 1$, знайдемо $\left(K_{\alpha(n)}^{\varepsilon \max} - 1\right) / \left(K_{\alpha(n)}^{\beta \max} - 1\right) \approx \omega_T C_{\kappa 1} / G$, тобто $K_{\alpha(n)}^{\varepsilon} < K_{\alpha(n)}^{\beta}$. Таким чином найбільший запас максимальної стійкості мають ПП, які реалізовані на основі УПП^β.

2.3. Аналіз шумів невзаємних інформаційних пристроїв

Структурна схема (рис. 1.36) невзаємних ПП, що розглядаються, утворена каскадним з'єднанням УПП і пасивних RLC кіл. Шумові властивості таких кіл детально досліджені в роботах [6–10]. Але в більшості досліджень нехтують зворотним зв'язком активного чотириполосника ($W_{12} = 0$), що дозволяє знехтувати впливом імітансу, що підключається до його виходу, на коефіцієнт шуму кола, який розглядається.

Але в реальних колах, особливо в НВЧ діапазоні, це припущення некоректне. Тим більше воно не може бути застосовано до даного класу ІІ, принцип дії яких базується на використанні зворотного зв'язку ($W_{12} \neq 0$) в багатоелектродних напівпровідникових структурах.

Дослідимо залежність коефіцієнта шуму $F_{ш}$ невзаємних ІІ від імітансів генератора, навантаження і параметрів УП, а також визначимо умови, що необхідні для реалізації мінімального значення $F_{ш \min}$ коефіцієнта шуму ІІ.

При аналізі будемо використовувати відомі положення з теорії шумів лінійних активних чотириполосників:

- коефіцієнт шуму каскадного з'єднання лінійних чотириполосників однозначно визначається через коефіцієнт шуму окремих каскадів [11, 12];

- шумові властивості лінійного чотириполосника характеризуються шумами його внутрішніх генераторів, які є стаціонарними і ергодичними [10];

- будь-який лінійний шумлячий чотириполосник може бути представлений неавтономним нешумлячим чотириполосником з включеними на його вході та виході генераторами шумового струму (ЕРС) [8];

- імітанси пасивних кіл, які включені на вході та виході чотириполосника, враховуючи імітанси генератора $W_{Г}$ та навантаження $W_{Н}$ можуть бути перераховані в площину вхідних і вихідних клем чотириполосника [13].

З врахуванням цих положень, про шумові властивості ІІ можна робити висновки на підставі результатів дослідження елементарної ланки ІІ (рис. 2.1).

Наявність дисипативних втрат у вхідному RLC_1 колі є причиною додаткових шумів невзаємного ІІ, які, при використанні $(4 \div 8)$ елементних LC кіл в дециметровому діапазоні частот, при плівковій технології виготовлення, досягають $(8 \div 16)$ дБ [11]. З метою зменшення коефіцієнта шуму ІІ рекомендується в якості вхідного RLC_1 кола використовувати одноелементні L або C кола з максимальною добротністю. В цьому випадку, при постійній температурі всіх елементів невзаємного ІІ і безпосередньому підключенні генератора сигналу до входу УП, коефіцієнт шуму невзаємного ІІ, на підставі формули К.А. Смогилева, одержаної для резонансних підсилювачів на трьохполосниках [10], представимо виразом

$$F_{ш} = 1 + \frac{R_{ш} \operatorname{Re}^2(Y_{ex} + Y_{г}) + G_{ш} + 2\gamma_{ш} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г})}{\operatorname{Re}Y_{г}} + \alpha_{г}^2 \frac{R_{ш\alpha} \operatorname{Re}^2(Y_{ex} + Y_{г})}{\operatorname{Re}Y_{г}} + 2\alpha_{г} \left[\frac{\gamma_{ш\alpha} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г}) + \gamma_{ш0\alpha} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г})}{\operatorname{Re}Y_{г}} \right], \quad (2.15)$$

де $\alpha_{г}$ – узагальнене розладнання вхідного кола,

$$\alpha_{г} = \operatorname{Im}(Y_{ex} + Y_{г}' + Y_{RLC_1}') / \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г}' + Y_{RLC_1}');$$

$\operatorname{Re}Y_{г}$, $\operatorname{Re}Y_{г}'$ – дійсні складові провідності генератора в площині клем генератора та входу УПП відповідно;

$\operatorname{Re}Y_{RLC_1}$ – дійсна складова провідності RLC_1 кола;

$R_{ш}$, $G_{ш}$, $\gamma_{ш}$, $R_{ш\alpha}$, $\gamma_{ш0\alpha}$, $\gamma_{ш\alpha}$ – шумові параметри, визначені в [10], які залежать тільки від параметрів УПП.

З (2.15) видно, що $F_{ш}$ залежить не тільки від дійсної складової $\operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г})$, але й від уявної частини сумарної провідності генератора $Y_{г}$ і входу УПП $Y_{вх}$, що характеризується узагальненим розладнанням $\alpha_{г}$.

При реалізації невзаємних ПП можливе одне з двох значень цього коефіцієнта: $\alpha_{г} = 0$, що відповідає резонансу струмів у вхідному колі УПП і знаходить застосування при реалізації фільтрів, ліній затримки, комутаторів, логічних пристроїв; $\alpha_{г} \neq 0$, що відповідає позитивному та від'ємному розладнанню вхідного кола і використовується у вимірних перетворювачах. Визначимо умову реалізації мінімального значення коефіцієнта шуму при цих режимах.

При $\alpha_{г} = 0$ вираз (2.15) приймає вигляд (2.16) в табл. 2.1.

Розв'язавши рівняння вигляду $\partial F(\alpha_{г} = 0) / \partial \operatorname{Re}Y_{ex}$, знайдемо оптимальне значення (2.17) дійсної частини $\operatorname{Re}Y_{ex \text{ opt}}$ вхідної провідності УПП, при якому досягається мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму, яке описується формулою (2.18).

При $\alpha_{г} \neq 0$ найбільшу практичну цікавість являє таке розладнання

$$\alpha_{г \text{ opt}} = -[\gamma_{ш\alpha} + \gamma_{ш0\alpha} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г})] / R_{ш\alpha} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{г}),$$

при якому досягається мінімальне значення коефіцієнта шуму, рівне (2.19), де:

$$R'_{ш} = R_{ш} - \gamma_{ш0\alpha}^2 / R_{ш\alpha}, \quad G_{ш} = G_{ш} - \gamma_{ш\alpha}^2 / R_{ш\alpha}, \\ \gamma'_{ш} = \gamma_{ш} - \gamma_{ш\alpha} \gamma_{ш0\alpha} / R_{ш\alpha}. \quad (2.20)$$

Математична модель шумів невзаємних
інформаційних пристроїв

Найменування параметра	Розрахункова формула	Номер формули
Режим нульового розладнання кола ($\alpha_{\Gamma} = 0$)		
Коефіцієнт шуму	$F_{ш}(\alpha_{\Gamma} = 0) = 1 + [G_{ш} + 2\gamma_{ш} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{\Gamma}) + R_{ш} \operatorname{Re}^2(Y_{ex} + Y_{\Gamma})] / \operatorname{Re} Y_{\Gamma}$	(2.16)
Оптимальне значення дійсної складової вхідної провідності УП	$\operatorname{Re} Y_{ex \text{ opt}}(\alpha_{\Gamma} = 0) = -\operatorname{Re} Y_{\Gamma} - \gamma_{ш} / R_{ш}$	(2.17)
Мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму	$F_{ш \text{ min}}(\alpha_{\Gamma} = 0) = 1 + \frac{G_{ш}}{\operatorname{Re} Y_{\Gamma}} - \frac{\gamma_{ш}^2}{R_{ш} \operatorname{Re} Y_{\Gamma}}$	(2.18)
Режим оптимального розладнання вхідного кола ($\alpha_{\Gamma} = \alpha_{\Gamma \text{ opt}}$)		
Коефіцієнт шуму	$F_{ш}(\alpha_{\Gamma} = \alpha_{\Gamma \text{ opt}}) = 1 + [G'_{ш} + 2\gamma'_{ш} \operatorname{Re}(Y_{ex} + Y_{\Gamma}) + R'_{ш} \operatorname{Re}^2(Y_{ex} + Y_{\Gamma})] / \operatorname{Re} Y_{\Gamma}$	(2.19)
Оптимальне значення дійсної складової вхідної провідності УП	$\operatorname{Re} Y_{ex \text{ opt}}(\alpha_{\Gamma} = \alpha_{\Gamma \text{ opt}}) = -\operatorname{Re} Y_{\Gamma} - \gamma'_{ш} / R'_{ш}$	(2.20)
Мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму	$F_{ш \text{ min}}(\alpha_{\Gamma} = \alpha_{\Gamma \text{ opt}}) = 1 + \frac{G'_{ш}}{\operatorname{Re} Y_{\Gamma}} - \frac{\gamma'^2_{ш}}{R'_{ш} \operatorname{Re} Y_{\Gamma}}$	(2.21)

Найменування параметра	Розрахункова формула	Номер формули
Режим розладнання вхідного імітансу УПІ з імітансом генератора ($W_{ax} = W_{\Gamma}^*$)		
Коефіцієнт шуму	$F'_{ш}(\alpha_{\Gamma} = 0) = 1 + [4 \operatorname{Re} Y_{0\Gamma} (\gamma_{ш} + R_{ш} \operatorname{Re} Y_{0\Gamma}) + G_{ш}] / \operatorname{Re} Y_{0\Gamma}$	(2.25)
Оптимальне значення дійсної складової вхідної провідності УПІ	$\operatorname{Re} Y'_{ax \text{ opt}}(\alpha_{\Gamma} = 0) = (G_{ш} / 4R_{ш})^{1/2}$	(2.26)
Мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму	$F'_{ш \text{ min}}(\alpha_{\Gamma} = 0) = 1 + 4(\sqrt{R_{ш} G_{ш}} + \gamma_{ш})$	(2.27)

Порівнявши (2.16) і (2.19), зробимо два важливих висновки:

1. Коефіцієнт шуму при оптимальному розладнанні $\alpha_{\Gamma \text{ opt}}$ менше ніж при резонансі ($\alpha_{\Gamma} = 0$) на величину

$$F'_{ш}(\alpha_{\Gamma} = 0) - F'_{ш}(\alpha_{\Gamma \text{ opt}}) = [\gamma_{ш} \alpha \operatorname{Re}(Y_{ax} + Y_{\Gamma}) + \gamma_{ш} \alpha]^2 / \operatorname{Re} Y_{\Gamma} R_{ш} \alpha.$$

На факт зменшення коефіцієнта шуму резонансного активного кола при розладнанні вперше звернули увагу С. Е. Фалькович і З. Н. Музика [11].

2. Коефіцієнт шуму при оптимальному розладнанні ($\alpha_{\Gamma} = \alpha_{\Gamma \text{ opt}}$) і при резонансі ($\alpha_{\Gamma} = 0$) описується подібними виразами, які відрізняються тільки значеннями шумових параметрів УПІ, що мають однозначний взаємозв'язок (2.20).

Другий висновок дозволяє записати вираз (2.21) для оптимального значення дійсної складової $\operatorname{Re} Y'_{ax \text{ opt}}$ вхідної провідності УПІ при оптимальному розладнанні, аналогічний (2.17), при якому досягається мі-

німальнодосяжне значення коефіцієнта шуму $F_{u \min}(\alpha_r = \alpha_{r \text{opt}})$, яке описується формулою (2.22).

Порівнявши (2.17) до (2.21), з урахуванням (2.20) визначимо вирази до шумових параметрів УП $R_u = \gamma_u \gamma_{u0} \alpha / \gamma_{u0} \alpha$, при яких на резонансній частоті вхідного кола досягається мінімальне значення коефіцієнта шуму

$$F_{u \min}(\alpha_{r \text{opt}} = 0) = 1 + G_u / \text{Re} Y_r - \gamma_u \gamma_{u0} \alpha / \gamma_{u0} \alpha \text{Re} Y_r. \quad (2.23)$$

Порівнюючи (2.18), (2.22) і (2.23), видно, що при будь-яких значеннях розладнання α_r і при оптимальному значенні дійсної складової $\text{Re} Y_{ex \text{opt}}$ провідності вхідного кола, мінімальне значення коефіцієнта шуму $F_{u \min}$ знижується з ростом дійсної складової $\text{Re} Y_r$ провідності генератора Y_r .

Визначимо умови, при яких забезпечується мінімальний вплив дійсної складової УП на величину коефіцієнта шуму. З цією метою, враховуючи подібність виразів (2.16) і (2.18), (2.19) і (2.22), запишемо вираз для коефіцієнта шуму невзаємного ПП у вигляді

$$F_u(\alpha_r = 0, \alpha_r = \alpha_{r \text{opt}}) = F_{u \min} + [R_u \text{Re}(Y_{ex} + Y_r) + \gamma_u]^2 / R_u \text{Re} Y_r. \quad (2.24)$$

Використовуючи (2.24), визначимо залежність крутизни S' зміни $F_u(\alpha_r = 0, \alpha_r = \alpha_{r \text{opt}})$ від зміни $\text{Re} Y_{ex}$:

$$S' = \partial F_u(\alpha_r = 0, \alpha_r = \alpha_{r \text{opt}}) / \partial \text{Re} Y_{ex} = 2[R_u \text{Re}(Y_{ex} + Y_r) + \gamma_u] / \text{Re} Y_r.$$

З ростом $\text{Re} Y_r$ величина S' зменшується. Таким чином збільшення дійсної складової $\text{Re} Y_r$ провідності генератора сприяє не тільки зниженню мінімальнодосяжного значення коефіцієнта шуму $F_{u \min}$, але й дозволяє послабити вплив вхідного імітансу УП на величину цього коефіцієнта.

В табл. 2.2 приведені розрахункові та експериментальні значення мінімальних коефіцієнтів шуму на основі різних видів УП, а також оптимальні значення дійсної складової вхідної провідності УП. Окремим випадком проведеного аналізу є режим узгодження вхідного імітансу УП з імітансом генератора ($W_{ex} = W_r^*$). Коефіцієнт шуму

$F'_{ш\min}(\alpha_r = 0)$ невзаємного ПП, знайдений з (2.16), в цьому випадку визначається формулою (2.25), де $\text{Re}Y_{0r}$ – дійсна складова провідності генератора в режимі узгодження.

Таблиця 2.2

Параметр*	Розмірність	Вид УПП		
		УПП ^б	УПП ^к	УПП ^с
$\gamma_{ш}$	–	–4,2	–	–0,144
$\gamma_{ш\alpha}$	–	0,745	$-1,2 \cdot 10^{-3}$	–0,284
$\gamma_{ш0\alpha}$	–	0	0	0
$R_{ш}$	Ом	59,3	58,8	59,3
$R_{ш\alpha}$	Ом	59,3	58,8	59,3
$G_{ш}$	Ом ⁻¹	0,33	0,026	0,023
$\gamma'_{ш}$	–	–4,2	–1	–0,144
$R'_{ш}$	Ом	59,3	58,8	59,3
$G'_{ш}$	Ом ⁻¹	0,32	0,026	0,0016
$\text{Re}Y(\alpha \neq 0)_{ex.opt}$	Ом ⁻¹	0,051	–0,003	–0,018
$\text{Re}Y(\alpha = \alpha_{opt})_{ex.opt}$	Ом ⁻¹	0,051	–0,003	–0,018
$\text{Re}Y(\alpha = 0)_{ex.opt}$	Ом ⁻¹	0,037	0,011	0,018
$F_{ш\min}(\alpha_r = 0)$	дБ	4,2	1,6	3,3
експеримент		4,3	2,9	3,6
$F_{ш\min}(\alpha_r = \alpha_{ш})$	дБ	3,2	1,6	2,54
експеримент		3,1	2,9	2,8
$F'_{ш\min}(\alpha_r = 0)$	дБ	2,7	2,89	5,1
експеримент		3,0	3,1	6,2

*VT – ГТ313, $I_e = 5$ мА, $U_{кб} = -5$ В, $f = 30$ МГц, $\text{Re}Y_2 = 0,02$ Ом⁻¹.

Розв'язавши рівняння вигляду $\partial F'_{ш}(\alpha_r = 0) / \partial \text{Re}Y_{0r} = 0$, з урахуванням того, що в режимі узгодження $\text{Re}Y_{0r} = \text{Re}Y_{вх}$, визначимо оптимальне значення дійсної складової вхідної провідності УПП $\text{Re}Y_{ex.opt}$, яке рівне (2.26) і забезпечує мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму (2.27) невзаємного ПП при узгодженні УПП на вході.

Використовуючи (2.25) і (2.27), знайдемо узагальнений вираз для коефіцієнта шуму невзаємного ПП при узгодженні входу УПП

$$F'_{ш}(\alpha_{\Gamma} = 0) = F'_{ш\min} + \left(\sqrt{G_{ш}} - 2\text{Re}Y_{0\Gamma} \sqrt{R_{ш}} \right)^2 / \text{Re}Y_{0\Gamma}.$$

Одержаний вираз дозволяє дослідити залежність крутизни S'' зміни $F'_{ш}(\alpha_{\Gamma} = 0)$ від зміни $\text{Re}Y_{0\Gamma}$

$$S'' = \partial F'_{ш}(\alpha_{\Gamma} = 0) / \partial \text{Re}Y_{0\Gamma} = \left(\sqrt{G_{ш}} + 2\text{Re}Y_{0\Gamma} \sqrt{R_{ш}} \right)^2 / \text{Re}^2 Y_{0\Gamma}.$$

З ростом $\text{Re}Y_{0\Gamma}$, величина S'' зменшується, що узгоджується з результатами аналізу коефіцієнта шуму для загального режиму роботи не взаємного ПП.

З порівняння результатів табл. 2.2 для оптимальної входної провідності УПП в даному режимі видно, що $\text{Re}Y'_{ex\ opt}(\alpha_{\Gamma} = 0) > 0$. Це відповідає загальній теорії узгодження активних чотириполюсників [72]. В даному випадку величина мінімальнодосяжного значення коефіцієнта шуму $F'_{ш\min}(\alpha_{\Gamma} = 0)$ при використанні УПП^б практично не змінюється, а при використанні УПП^к і, особливо, УПП^с, зростає.

Система рівнянь (2.16) – (2.27) утворює математичну модель шумів не взаємних ПП. Її використання можливе при відомих шумових параметрах багатоелектродної напівпровідникової структури: $R_{ш}$, $R_{ш\alpha}$, $G_{ш}$, $\gamma_{ш}$, $\gamma_{ш\alpha 0}$, $R'_{ш}$, $\gamma'_{ш}$, $G'_{ш}$, методика визначення яких викладена в [14].

2.4. Постановка задачі синтезу не взаємних інформаційних пристроїв

Задачею синтезу не взаємних ПП є визначення характеристик їх пасивних RLC кіл, які забезпечують досягнення екстремальних значень параметрів, котрі мають найбільший пріоритет, і значень параметрів, що залишилися, в межах технічних вимог.

Аналіз ефективності ПП, проведений в першому розділі, показав, що для заданих видів УПП та технологічного рівня виробництва ($\eta_c - const$), підвищення їх ефективності досягається зниженням коефіцієнта шуму $F_{ш}$ і смуги пропускання Δf , а також збільшенням коефіцієнта передачі $K_{ном}$. Враховуючи, що ПП реалізуються на потенційно-нестійких УПП, до найважливіших параметрів яких потрібно також віднести інваріантний коефіцієнт стійкості ПП K_c . При реалізації вимірювальних перетворювачів, а також виходячи з вимог до стабільності параметрів ПП, виникає задача реалізації ПП з заданою чутливістю S їх параметрів до зміни параметрів елементів. Тому для більшості видів ПП на

основі потенційно нестійких УПІ в якості основних параметрів запропоновано використовувати: $K_{ном}$, $F_{ш}$, Δf , K_C і S . Визначимо аналітичну залежність між цими параметрами, характеристиками УПІ і пасивних RLC кіл. Сумарні імітанси генератора та RLC¹ кола, навантаження та RLC² кола, приведені відповідно до вхідних і вихідних клем УПІ, будемо позначати як W_{Γ} і W_H .

Інваріантний коефіцієнт стійкості K_C і коефіцієнт шуму $F_{ш}$ характеризуються виразами, (2.3) і (2.14), а відносна смуга пропускання дорівнює

$$\Delta f / f = 1 / Q_{HH}, \quad (2.28)$$

де Q_{HH} – навантажена добротність вихідного кола ПІ, $Q_{HH} = \text{Im}W_H / \text{Re}(W_{ex} + W_H)$.

Чутливість ПІ у відповідності з (2.2) дорівнює коефіцієнту множення добротності вхідного кола $S_{\nu_k}^{Q_{HH}} = -m = -Q_{HH} / Q_0$. Враховуючи, що власна добротність вхідного кола $Q_0 = \text{Im}W_{\Gamma} / \text{Re}W_{\Gamma}$, а навантажена добротність Q_H визначається імітансом вхідного кола УПІ і дорівнює $Q_H = \text{Im}W_{\Gamma} / \text{Re}(W_{\Gamma} + W_{ex})$, знайдемо вираз для чутливості добротності вхідного кола ПІ

$$S_{W_{\Gamma}}^{Q_H} = -\text{Re}W_{\Gamma} / \text{Re}(W_{\Gamma} + W_{ex}). \quad (2.28)$$

Аналіз виразів (2.3), (2.14), (2.28) і (2.29) показує, що всі основні параметри невзаємних ПІ є функціями (в загальному випадку нелінійними) параметрів УПІ та приведених значень імітансів навантаження W_H і генератора W_{Γ} (рис. 2.3). Вважаючи, що W -параметри відомі, мету синтезу визначимо в знаходженні характеристик W_{Γ} і W_H імітансів, які забезпечують досягнення екстремальних значень параметрів, що мають найбільший пріоритет, і значень параметрів, що залишилися в межах технічних вимог.

Визначимо граничні умови синтезу невзаємних ПІ.

Для виконання умов фізичної можливості реалізації імітансів W_{Γ} і W_H , вони повинні описуватися позитивними дійсними функціями [15].

Для забезпечення максимального значення номінального коефіцієнта $K_{ном21}$ передачі потужності сигналу необхідно двостороннє узгодження УПІ. Але внаслідок потенційної нестійкості УПІ, його двосто-

ронне узгодження неможливе [16]. Тому запропоновано використовувати режими узгодження входу або виходу УПІ.

В загальному випадку УПІ може бути повністю неузгоджений. З урахуванням цього, на кола, що синтезуються, накладаються такі обмеження:

при $\alpha_r = 0$:

- 1) $W_r \neq W_{ex}^*$, $W_n = W_{вих}^*$ – УПІ узгоджений на виході;
- 2) $W_r = W_{ex}^*$, $W_n \neq W_{вих}^*$ – УПІ узгоджений на вході;
- 3) $W_r \neq W_{ex}^*$, $W_n \neq W_{вих}^*$ – УПІ неузгоджений;

при $\alpha_r \neq 0$:

- 4) $W_r \neq W_{ex}^*$, $W_n = W_{вих}^*$ – УПІ узгоджений на виході;
- 5) $W_r \neq W_{ex}^*$, $W_n \neq W_{вих}^*$ – УПІ неузгоджений.

Значення коефіцієнта розладнання вхідного кола α_r накладає обмеження тільки на імітанс W_{0r} вхідного кола.

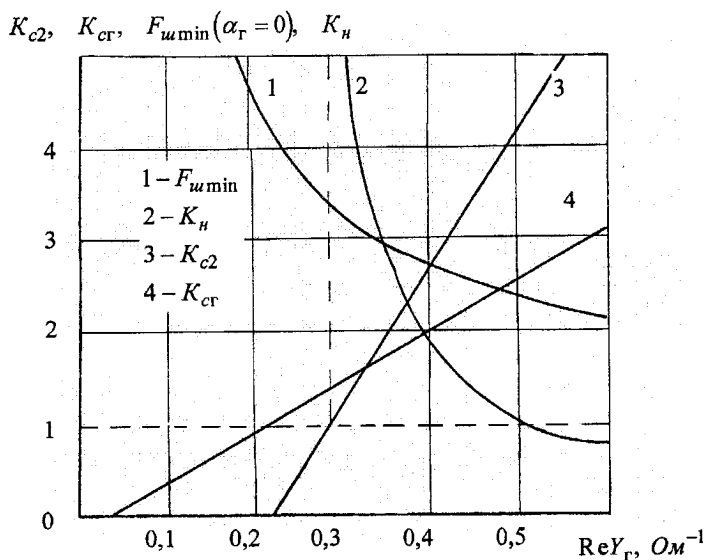


Рис. 2.3. Залежність основних параметрів невзаємного ПІ від дійсної складової провідності генератора $\text{Re} Y_r$

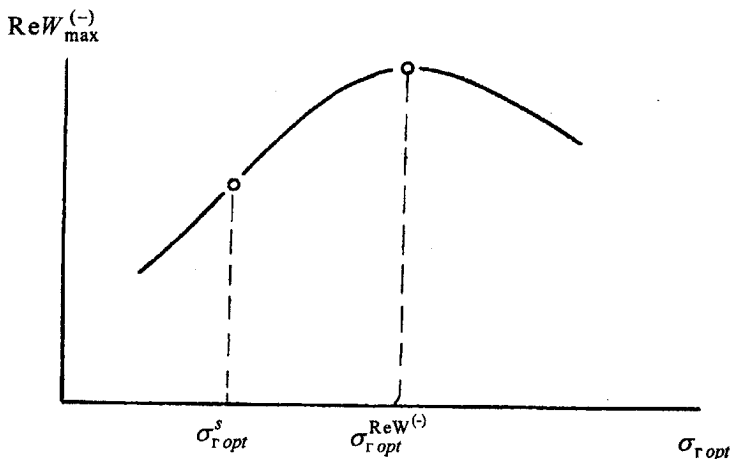


Рис. 2.4. Залежність максимальнодосяжного значення ВДО, що реалізується УПІ, від приведенного значення імітансу, що перетворюється

Тому достатньо розробити синтез невзаємних ПІ при $\alpha_G = 0$ з наступною корекцією параметрів вхідного кола при $\alpha_G = 0$.

Аналізуючи введені граничні умови бачимо, що в режимі часткового узгодження цим незалежним імітансом є тільки імітанс, що підключається до неузгоджених клем УПІ, який однозначно визначає перетворений імітанс, що комплексно-спряжений з іншим шуканим імітансом. Тому в режимі часткового узгодження, параметрами, що контролюються, можуть бути тільки два екстремальних параметра ПІ. В режимі неузгодження цими незалежними імітансами є обидва імітанси W_G і W_H , і при проведенні синтезу параметрами, що контролюються, є чотири екстремальних параметри.

Сформулюємо умови реалізації та визначимо значення екстремальних параметрів.

Теоретично номінальний коефіцієнт $K_{ном21}$ передачі потужності сигналу може дорівнювати нескінченності (наприклад при $W_{вих} = W_H$), що відповідає границі стійкості ПІ. Але в більшості видів ПІ (за винятком деяких типів логічних пристроїв) вимагається забезпечити визначений запас стійкості K_C ПІ. Встановимо зв'язок між $K_{ном}$ і K_C . З цією метою запишемо $K_{ном21}$ у вигляді

$$K_{ном21} = 4Y_{21}^2 \operatorname{Re} Y_r \operatorname{Re} Y_n / (Y_{\delta ux} + Y_n)(Y_{11} + Y_r)^2. \quad (2.30)$$

Ввівши позначення $\alpha_n = \operatorname{Im}(Y_{\delta ux} + Y_n) / \operatorname{Re}(Y_{\delta ux} + Y_n)$, $\sigma_r = \operatorname{Im}(Y_{11} + Y_r) / \operatorname{Re}(Y_{11} + Y_r)$, з урахуванням (2.4) і (2.5), вираз (2.20) прийме вигляд

$$K_{ном21} = 16 \operatorname{Re} W_r \operatorname{Re} W_n / \left((1 + \sigma_r^2)^2 (1 + \alpha_n)^2 (1 - K_c)^2 |Y_{12}|^2 \right). \quad (2.31)$$

На резонансній частоті f_0 , де $\operatorname{Im}(Y_{\delta ux} + Y_n) = 0$, $\alpha_n = 0$, коефіцієнт передачі $K_{ном21}$ максимальний

$$K_{ном21} = 16 \operatorname{Re} W_r \operatorname{Re} W_n / \left((1 + \sigma_r^2)^2 (1 - K_c)^2 |Y_{12}|^2 \right). \quad (2.32)$$

Вираз (2.32) показує, що з ростом запасу стійкості K_c номінальний коефіцієнт передачі $K_{ном210}$ зменшується.

Виходячи з вимоги, що зворотний зв'язок в УПІ не повинен змінювати величину нормованого перетвореного імітансу більше ніж на 20 ÷ 10 %, рекомендується вибирати $K_c = 5 \div 10$ [13]. Практика показує, що для типу пристроїв, що досліджуються, достатнім є значення $K_{c \min} = 5$. Тому в подальшому, під екстремальним значенням $K_{ном}^{\max}$ номінального коефіцієнта передачі потужності сигналу будемо розуміти значення $K_{ном21}$ при $K_c = 5$.

Інваріантний коефіцієнт стійкості ПІ K_c теоретично може змінюватися від -1 до $+\infty$ [17]. Але, як видно з (2.31), з ростом K_c зменшується $K_{ном21}$. Враховуючи, що ПІ з значенням $K_{ном210} < 1$ мають обмежене застосування (за винятком комутаторів в режимі "закрито"), під екстремальним значенням K_c будемо розуміти значення K_c^{\max} , при якому $K_{ном210} = 1$.

Відносна смуга пропускання теоретично може бути зроблена як загодно малою. (При $\operatorname{Re}(W_{\delta ux} + W_n) = 0$ маємо $\Delta f / f = 0$). Але ця умова відповідає границі стійкості ($K_c = 1$). Тому під екстремальним значенням відносної смуги пропускання ($\Delta f^{\min} / f$) ПІ будемо розуміти її значення, що відповідає мінімальному запасу стійкості $K_{c \min}$.

Ці ж міркування застосуємо для визначення екстремального значення чутливості ПП S^{\max} , яка відповідає мінімальному запасу стійкості $K_{c \min}$.

Екстремальне значення коефіцієнта шуму визначено в підрозділі 2.3 і відповідає мінімальнодосяжному значенню коефіцієнта шуму $F_{ш \min}$.

Ці визначення та сформульовані граничні умови дозволяють перейти до розв'язання задачі синтезу, поділивши його на три випадки, що відповідають таким режимам роботи невзаємного ПП: узгодження виходу УПП; узгодження входу УПП; неузгодження УПП.

2.5. Синтез для режиму узгодження виходу УПП

Запропоновано вести розв'язання задачі синтезу за допомогою коефіцієнтів зв'язку, під якими розуміються значення будь-якого параметру ПП (не обов'язково такого, що входить в склад його основних параметрів), який має аналітичний зв'язок з основними параметрами та шуканими імітансами ПП, і однозначну залежність його від екстремального параметра. З використанням коефіцієнта зв'язку, порядок синтезу складається з таких етапів:

1. Вибір екстремальних параметрів.
2. Знаходження значення коефіцієнта зв'язку, що відповідає значенню екстремального параметра.
3. Визначення імітансів W_r і W_n , які підключаються до входу та виходу УПП.
4. Розрахунок параметрів ПП, що реалізуються, і перевірка їх, виходячи з заданої умови працездатності.
5. Корекція вихідних даних у випадку невиконання умов працездатності.
6. Визначення за допомогою знайдених значень імітансів виду та значень параметрів RLC кіл на вході та виході УПП.

Перейдемо до знаходження значень коефіцієнтів зв'язку по кожному екстремальному параметру та встановимо їх зв'язок з шуканими імітансами і основними параметрами ПП.

В якості коефіцієнтів зв'язку використаємо інваріантний коефіцієнт стійкості УПП, що навантажений тільки зі сторони вхідних клем

$$K_{cr} = \left[2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_r) \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21}) \right] / |W_{12} W_{21}|. \quad (2.33)$$

Підставивши в (2.33) значення для інваріантного коефіцієнта стійкості УПП $K_{c \min}$, знайдемо

$$K_{c\Gamma} = K_{cвн} + 2\operatorname{Re}W_{\Gamma} \operatorname{Re}W_{22} / |W_{12} W_{21}|. \quad (2.34)$$

Розв'язавши (2.30), визначимо дійсну складову $\operatorname{Re}W_{0\Gamma}$ імітансу вхідного кола, яка забезпечує інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{c\Gamma}$

$$\operatorname{Re}W_{0\Gamma} = |W_{12} W_{21}| (K_{c\Gamma} - K_{cвн}) / 2\operatorname{Re}W_{22}. \quad (2.35)$$

При узгодженні УПП на виході виконується умова $W_{\text{н}} = W_{\text{вих}}^*$, підставивши яку в (2.30), з урахуванням (2.34), після перетворення одержимо для цього режиму номінальний коефіцієнт $K_{\text{ном}21}$ передачі потужності сигналу в невзаємному ПП

$$K_{\text{ном}21} = 2K_{ms} (K_{c\Gamma} - K_{cвн}) / (K_{c\Gamma}^2 - 1). \quad (2.36)$$

Розв'язавши одержане рівняння відносно $K_{c\Gamma}$, знайдемо вираз (2.37) в табл. 2.3 для значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{c\Gamma\text{opt}}^{K_{\text{ном}}}$, що забезпечує екстремальне значення номінального коефіцієнта передачі.

Використовуючи умову $K_{\text{ном}21} = 1$, на підставі рівняння (2.36), знайдемо вираз (2.38) для оптимального значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{c\Gamma\text{opt}}^{K_c}$, що забезпечує екстремальне значення інваріантного коефіцієнта стійкості ПП K_c^{\max} .

З урахуванням узгодження виходу УПП при нульовому розладнанні вхідного кола ($\alpha_{\Gamma} = 0$) дійсна складова вхідного імітансу УПП дорівнює

$$\operatorname{Re}W_{\text{вх}} = \operatorname{Re}W_{11} - |W_{12} W_{21}| / 2\operatorname{Re}W_{22} K_{c\Gamma}. \quad (2.48)$$

Прирівнявши (2.17) до (2.48), записаному в термінах провідності, після перетворень, знайдемо вираз (2.39) для оптимального значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{c\Gamma\text{opt}}^{F_{ш}}$, який забезпечує для відомого УПП екстремальне значення коефіцієнта шуму $F_{ш\text{min}}$.

При $\alpha_{\Gamma} = 0$ маємо $\operatorname{Im}W_{\Gamma} = \operatorname{Im}W_{\text{вх}}$. Враховуючи, що при узгодженні виходу УПП уявна складова його вхідної провідності дорівнює

[41] $\text{Im}W_{\text{вх}} = \text{Im}W_{11} - \text{Im}(W_{12}W_{21})/2\text{Re}W_{22}$, визначимо потрібне значення уявної складової імітансу генератора

$$\text{Im}W_{0г} = \text{Im}(W_{12}W_{21})/2\text{Re}W_{22} - \text{Im}W_{11}. \quad (2.49)$$

Підставивши (2.36) і (2.49) в $W_{\text{вих}} = W_{22} - W_{12}W_{21}/(W_{11} + W_{г})$ з урахуванням режиму узгодження на виході ($W_{н} = W_{\text{вих}}^*$), визначимо дійсну

$$\text{Re}W_{0н} = \text{Re}W_{22} \left(K_{ст}^2 - 1 \right) / \left(K_{ст}^2 + 2K_{ст} \varphi_w + 1 \right) \quad (2.50)$$

та уявну

$$\text{Im}W_{0н} = 2\text{Re}W_{22} K_{ст} \Theta_w / \left(K_{ст}^2 + 2K_{ст} \varphi_w + 1 \right) - \text{Im}W_{22} \quad (2.51)$$

складові імітансу навантаження. Де $\Theta_w = \text{Im}(W_{12}W_{21})/|W_{12}W_{21}|$.

Підставивши (2.50) і (2.51) в (2.28), знайдемо відносну смугу пропускання П в даному режимі

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2 \left(K_{ст}^2 - 1 \right)}{2K_{ст} \left(\Theta_w - \varphi_w \right) - \beta_w \left(K_{ст}^2 + 1 \right)}, \quad (2.52)$$

де $\beta_w = \text{Im}W_{22}/\text{Re}W_{22}$.

Розв'язавши (2.52) відносно $K_{ст}$, знайдемо вираз (2.40) для значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{ст}^{\Delta f}$, який забезпечує екстремальне значення смуги пропускання Δf^{min} .

Виразимо чутливість добротності вхідного кола П через інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{ст}$. З цією метою, підставивши в (2.29) вираз (2.35) і (2.48), знайдемо

$$S_V^{Q_{ax}} = - \frac{K_{ст} (K_{ст} - K_{свн})}{K_{ст}^2 + K_{ст} \varphi_w - 1}. \quad (2.53)$$

Коефіцієнти зв'язку, що використовуються при синтезі невзаємних ПП на базі потенційнонестійких УПП

Екстремальний параметр	Розрахункова формула	Номер формули
Режим узгодження виходу УПП		
$K_{\text{ном}}^{\text{max}}$	$K_{\text{сr opt}}^{\text{K ном}} = E + \sqrt{E^2 - 2EK_{\text{свн}} + 1}$	(2.37)
$K_{\text{с}}^{\text{max}}$	$K_{\text{сr opt}}^{\text{K с}} = K_{\text{mS}} + \sqrt{K_{\text{mS}}^2 - 2K_{\text{mS}}K_{\text{свн}} + 1}$	(2.38)
$F_{\text{ш min}}$	$K_{\text{сr opt}}^{\text{F ш}} = \sqrt{B_{\text{F}}^2 + 1} - B_{\text{F}}$	(2.39)
Δf^{min}	$K_{\text{сr opt}}^{\Delta f} = \frac{\Theta_w - \varphi_w \pm \sqrt{(\Theta_w - \varphi_w)^2 - \varphi_w(\beta_w - 2Q_{\text{H}})}}{\varphi_w}$	(2.40)
S^{max}	$K_{\text{сr opt}}^{\text{S}} = S_1 + \sqrt{S_1^2 + S_2}$	(2.41)
Режим узгодження входу УПП		
$K_{\text{ном}}^{\text{max}}$	$K_{\text{сr opt}}^{\text{K ном}} = E + \sqrt{E^2 - 2K_{\text{свн}}E + 1}$	(2.42)
$K_{\text{с}}^{\text{max}}$	$K_{\text{сr opt}}^{\text{K с}} = K_{\text{mS}} + \sqrt{K_{\text{mS}}^2 - 2K_{\text{mS}}K_{\text{свн}} + 1}$	(2.43)
$F_{\text{ш min}}$	$K_{\text{сr opt}}^{\text{F ш}} = \left(A_{\text{F}} \varphi_w + \sqrt{1 - A_{\text{P}}^2 \Theta_w^2} \right) / (1 - A_{\text{F}})$	(2.44)
Δf^{min}	$K_{\text{сr opt}}^{\Delta f} = \frac{\Theta_w - \varphi_w \pm \sqrt{(\Theta_w - \varphi_w)^2 - \varphi_w(\gamma_w - 2Q_{\text{H}})}}{\varphi_w}$	(2.45)
Режим неузгодженого УПП		
$\text{Re}W_{\text{max}}^{(-)}$	$\sigma_{\text{r opt}}^{\text{Re}W^{(-)}} = \frac{ W_{12}W_{21} - \text{Re}(W_{12}W_{21})}{\text{Im}(W_{12}W_{21})}$	(2.46)
S^{max}	$\sigma_{\text{r opt}}^{\text{S}} = \frac{3 \text{Re}(W_{12}W_{21})}{2 \text{Im}(W_{12}W_{21})} \pm \sqrt{\frac{9 \text{Re}^2(W_{12}W_{21})}{4 \text{Im}^2(W_{12}W_{21})} + 2}$	(2.47)

$$\begin{aligned}
&\text{Примітка: } E = K_{mS} / K_{ном}, \\
&B_F = \operatorname{Re} Y_{22} \gamma_w / |Y_{12} Y_{21}| R_w + \varphi_w / 2, \\
&Q_w = \operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) / |W_{12} W_{21}|, \\
&\varphi_w = \operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) / |W_{12} W_{21}|, \\
&\beta_w = \operatorname{Im} W_{22} / \operatorname{Re} W_{22}, \\
&S_1 = (S^{\max} \varphi_w - K_{свн}) / 2(S^{\max} + 1), \\
&S_2 = S^{\max} / (S^{\max} + 1), \\
&A_F = (G_w / R_w)^{1/2} / 2 \operatorname{Re} Y_{11}, \\
&\gamma_w = \operatorname{Im} W_{11} / \operatorname{Re} W_{11}.
\end{aligned}$$

Розв'язавши (2.53) відносно $K_{ст}$, визначимо вираз (2.41) для значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{сгорт}^S$, який забезпечує екстремальне значення чутливості вхідного кола III S^{\max} .

Знайдені коефіцієнти $K_{сгорт}^{K_{ном}}$, $K_{сгорт}^{K_c}$, $K_{сгорт}^{F_w}$, $K_{сгорт}^{\Delta f}$ і $K_{сгорт}^S$ є коефіцієнтами зв'язку, за допомогою яких здійснюється синтез не взаємних ПП в режимі узгодження виходу УПП. Процедура синтезу невзаємних ПП з використанням даних коефіцієнтів зображена на структурній схемі рис. 2.5. Практика показує, що для всіх видів ПП одним з параметрів, що контролюються, є квазирезонансна частота f_0 пристрою. Тому в даному режимі синтез можливий тільки за одним екстремальним параметром. Процедура синтезу починається з визначення екстремального параметра та відповідного коефіцієнта зв'язку $K_{сгорт}$ з наступним знаходженням на підставі формул (2.35), (2.49) – (2.51) імітансів W_Γ і W_H пасивних кіл. Подальша процедура синтезу міститься в знаходженні робочих параметрів синтезованого пристрою та перевірці їх на відповідність технічним вимогам. Якщо вимога працездатності не виконується, то необхідно змінити (в сторону погіршення) значення екстремального параметра і повторити процедуру синтезу. Закінчується процедура синтезу пошуком конфігурації пасивних RLC кіл за знайденими імітансами W_Γ і W_H .

Технічні вимоги до ПП								Параметри УПІ	
f_0^n	Δf^n	$K_{ном2}^n$	$F_{ш}^n$	K_c^n	$[W]$	$\gamma, \gamma_{ш}, \gamma_{ш\alpha}, \gamma_{ш0\alpha}, R_{ш}, R$			
1 ↓	2 ↓	3 ↓	4 ↑	5 ↓	6 ↑	7 ↓	8 ↑	9 ↓	10 ↓

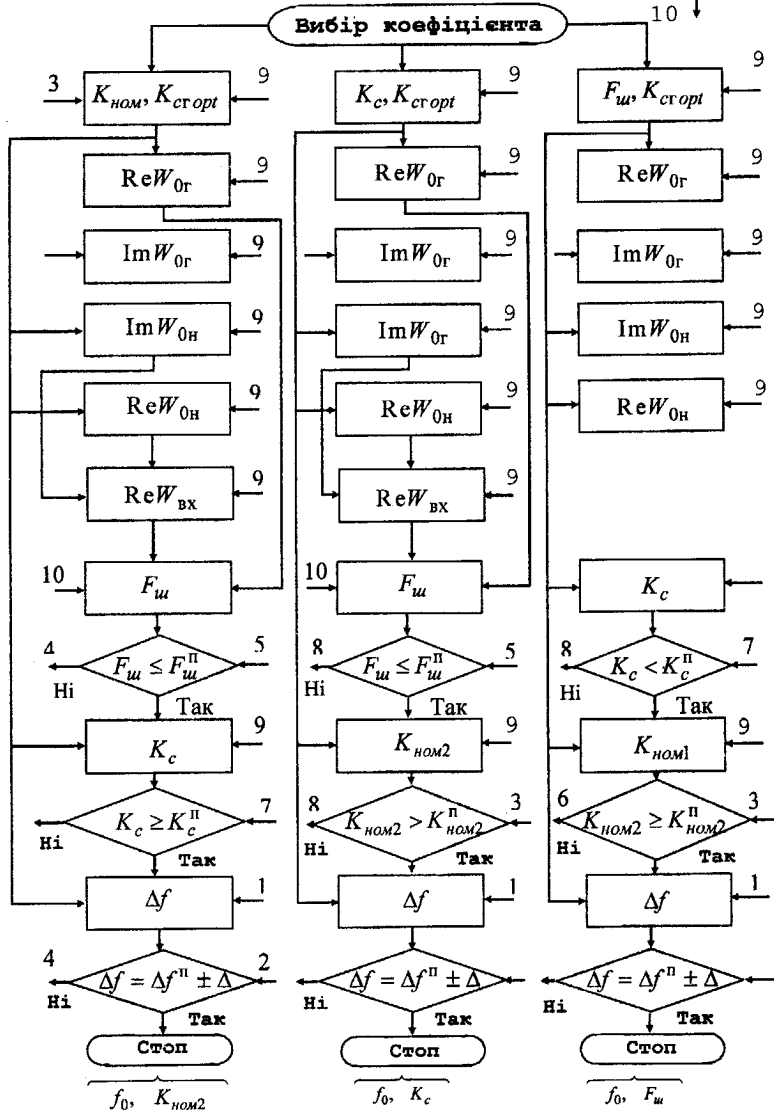


Рис. 2.5. Блок-схема алгоритму синтезу невзаємних ПП з частково узгодженими УПІ

2.6. Синтез для режиму узгодження входу УПШ

Синтез невзаємних ПП в даному режимі також запропоновано вести з використанням коефіцієнтів зв'язку, в якості яких використовуються різні значення інваріантного коефіцієнта стійкості УПШ, навантаженого тільки зі сторони вихідних клем

$$K_{сн} = K_{свн} + 2\text{Re}W_n \text{Re}W_{11} / |W_{12} W_{21}|. \quad (2.54)$$

Визначимо значення даного коефіцієнта для випадку синтезу за різними екстремальними параметрами ПП ($K_{ном21}$, K_c , $F_{ш}$, Δf , S). З цією метою перетворимо (2.54) до вигляду

$$K_{сн} = \frac{2\text{Re}W_{11}(\text{Re}W_{22} + W_n) - \text{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (2.55)$$

Розв'язавши (2.55), визначимо дійсну складову імітансу вихідного кола, який забезпечує інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{сн}$

$$\text{Re}W_{0н} = W_{12} W_{21} (K_{сн} - K_{свн}) / 2\text{Re}W_{11}. \quad (2.56)$$

При узгодженні УПШ на вході виконується умова $W_{\Gamma} = W_{вх}^*$, підставивши яку в (2.30) з урахуванням (2.55), після перетворення одержуємо для даного режиму номінальний коефіцієнт $K_{ном21}$ передачі потужності сигналу в невзаємному ПП

$$K_{ном21} = 2K_{тS} (K_{сн} - K_{свн}) / K_{сн}^2 - 1. \quad (2.57)$$

Розв'язавши дане рівняння відносно $K_{сн}$ для випадку $K_{ном21} = K_{ном}^{\max}$, знайдемо вираз (2.42) в табл. 2.3 значення $K_{сн\text{опт}}^{K_c}$ інваріантного коефіцієнта стійкості УПШ, що забезпечує екстремальну величину номінального коефіцієнта передачі $K_{ном}^{\max}$.

Використовуючи умову $K_{ном21} = 1$, на підставі розв'язку (2.57), знайдемо вираз (2.43) для значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{сн\text{опт}}^{K_c}$, що забезпечує екстремальну величину інваріантного коефіцієнта стійкості K_c^{\max} .

З урахуванням узгодження входу УПІ на квазірезонансній частоті ПІ f_0 , уявна складова навантаження дорівнює [41]

$$\operatorname{Im} W_{0н} = -\operatorname{Im} W_{вх} = \operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) / 2\operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Im} W_{22}. \quad (2.58)$$

Підставивши знайдені значення $\operatorname{Re} W_{0н}$ (2.56) і $\operatorname{Im} W_{0н}$ (2.58) в $W_{вх} = W_{11} - W_{12} W_{21} / (W_{22} + W_{н})$, з урахуванням умови узгодження $W_{г} = W_{вх}^*$, знайдемо імітанс вхідного кола:

$$\operatorname{Im} W_{0н} = 2\operatorname{Re} W_{11} K_{сн} \Theta_w / (K_{сн}^2 + 2K_{сн} \varphi_w + 1) - \operatorname{Im} W_{11}, \quad (2.59)$$

$$\operatorname{Re} W_{0н} = \operatorname{Re} W_{11} (K_{сн}^2 - 1) / (K_{сн}^2 + 2K_{сн} \varphi_w + 1) = \operatorname{Re} W_{вх}. \quad (2.60)$$

Прирівнявши (2.26) до значення (2.60), записаному в термінах провідності, після перетворень знайдемо вираз (2.44) для значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{сн opt}^{F_u}$, що забезпечує екстремальне значення коефіцієнта шуму $F_{u min}$.

Використовуючи (2.59) і (2.60) з урахуванням узгодження та нульового розладнання на вході УПІ ($\alpha_{г} = 0$), знайдемо

$$\operatorname{Re} W_{вх} = \operatorname{Re} W_{22} - |W_{12} W_{21}| / 2\operatorname{Re} W_{22} K_{сн}. \quad (2.61)$$

Підставивши (2.56), (2.58) і (2.61) в (2.28), знайдемо відносну смугу пропускання ПІ в режимі узгодження на вході

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{2(K_{сн}^2 - 1)}{2K_{сн}(\Theta_w - \varphi_w) - \gamma_w(K_{сн}^2 + 1)}, \quad (2.62)$$

де $\gamma_w = \operatorname{Im} W_{11} / \operatorname{Re} W_{11}$.

Розв'язавши одержане рівняння відносно $K_{сн}$, знайдемо вираз (2.45) для значення інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{сн opt}^{\Delta f}$, що забезпечує екстремальне значення смуги пропускання Δf^{\min} .

Виразимо чутливість ПІ через параметри УПІ. З цієї метою підставивши в (2.29) вираз (2.58) і (2.61), знайдемо $S_V^{Q_{вх}} = -1/2$. Таким чи-

ном, в режимі узгодження на вході УП, чутливість добротності вхідного кола невластивого ІП завжди постійна і дорівнює $(-1/2)$.

Порівнюючи одержані в даному параграфі вирази для коефіцієнтів зв'язку K_{CH} (табл. 2.3) з виразами для цих величин, одержаними в попередньому параграфі, видно, що вони відрізняються тільки індексами (за винятком формули для $K_{CH}^{F_u}$). Це дозволяє здійснювати процедуру синтезу невластивого ІП, узгодженого на вході, в такій же послідовності, що і при синтезі невластивих ІП, узгоджених на виході (рис.2.5).

2.7. Синтез для режиму неузгодженого УП

Даний режим не може забезпечити максимальний коефіцієнт $K_{ном21}$ передачі потужності сигналу. Але він дозволяє здійснювати оптимальний синтез відразу за чотирма параметрами, що контролюються. Крім цього, в даному режимі можлива реалізація ДВО як на вході, так і на виході УП, що знижує вимогу до добротності пасивних RLC кіл і дозволяє зменшити кількість елементів в цих колах при реалізації заданої АЧХ [18]. Даний режим роботи одержав застосування при реалізації фільтрів, ліній затримки, вимірювальних перетворювачів і синтезаторів частоти, для яких основні труднощі виникають при реалізації значень, що вимагаються, добротності та стабільності. Тому в якості параметрів зв'язку запропоновано використовувати два коефіцієнти. Перший коефіцієнт $\sigma_{\Gamma opt}^{ReW^{(-)}}$ (2.46) дорівнює значенню імітанса, що перетворюється,

одержаному з розв'язку рівняння вигляду $\partial ReW_{вих}^{(-)} / \partial \sigma_{\Gamma} = 0$ за умови $ReW_{\Gamma} - const$, і відповідає максимальнodosяжному значенню на даній частоті від'ємного дійсного імітансу виходу УП (див. рис. 2.4).

Синтез невластивого ІП з використанням даного коефіцієнта зв'язку не тільки забезпечує реалізацію максимального ДВО, але й зменшує чутливість цього імітансу до зміни уявного імітансу вхідного RLC₁ кола.

Другий коефіцієнт $\sigma_{\Gamma opt}^S$ (2.47) дорівнює значенню імітансу, що перетворюється, одержаному з розв'язку рівняння вигляду $\partial^2 ReW_{вих}^{(-)} / \partial^2 \sigma_{\Gamma} = 0$ за умови $ReW_{\Gamma} - const$, і відповідає максимальнodosяжному значенню на даній частоті крутизни зміни $ReW_{вих}^{(-)}$ від величини уявної складової імітансу, що перетворюється.

Синтез невластивого ІП з використанням даного коефіцієнта оптимізації забезпечує максимальну чутливість параметрів вихідного кола ІП до зміни параметрів вхідного кола, що дозволяє реалізувати високо-чутливі ПВП [19 – 21].

Так як і при синтезі частково-узгоджених невзаємних ПІ, одним з параметрів, що контролюється, є квазирезонансна частота f_0 пристрою. Другий параметр, що контролюється, визначається коефіцієнтом оптимізації $\sigma_{r\text{opt}}$. Це або екстремальне значення $\text{Re}W_{\text{вих}}^{(-)}$ при використанні (2.46), або екстремальне значення крутизни $\partial \text{Re}W_{\text{вих}}^{(-)} / \partial \sigma_r$, при використанні (2.47). Два параметри, що залишилися, являють собою комбінацію з основних параметрів ПІ: $K_{\text{ном}21}$, K_c , Δf , $F_{\text{ш}}$. При проведенні оптимального синтезу неузгоджених невзаємних ПІ в якості двох параметрів, що залишилися, використовуємо або $K_{\text{ном}21}$ і K_c , або S і K_c , або $K_{\text{ном}21}$ і Δf . Синтез ПІ з використанням останньої комбінації параметрів в явному вигляді неможливий і вимагає використання методів оптимізації з використанням відомих [22, 23] методів скорочення інтервалу невизначеності. З урахуванням цього процедура синтезу невзаємних неузгоджених ПІ має вигляд, зображений на структурній схемі рис. 2.6.

Процедура синтезу закінчується визначенням, за допомогою одного з відомих методів синтезу пасивних RLC кіл за їх імітансною функцією [24], конфігурації пасивних RLC₁ і RLC₂ кіл (даний етап на структурній схемі не зображено).

Дамо аналітичне обґрунтування процедури синтезу відносно кожної з груп параметрів, що контролюються.

При проведенні оптимального синтезу за параметрами, що контролюються: $\text{Re}W_{\text{вих}}^{(-)}$, K_c , Δf і f_0 невзаємних ПІ в режимі неузгодження, використовуємо коефіцієнт оптимізації $\sigma_{r\text{opt}}^{\text{Re}W^{(-)}}$ у вигляді (2.46), що визначається через відомі W - параметри УПІ на частоті f_0 . В даному випадку перетворений імітанс УПІ є однозначною функцією дійсної складової імітансу $\text{Re}W_{0r}$, що перетворюється

$$\text{Re}W_{\text{вих}}^{(-)} = \text{Re}W_{22} - [W_{12}W_{21} + \text{Re}(W_{12}W_{21})] / 2\text{Re}(W_{11} + W_r), \quad (2.63)$$

$$\text{Im}W_{\text{вих}} = \text{Im}W_{22} - \text{Im}(W_{12}W_{21}) / 2\text{Re}(W_{11} + W_r). \quad (2.64)$$

Підставивши (3.63) і (2.64) в (2.4) з урахуванням (2.28), після перетворення знайдемо

$$\Delta f = f_0 \frac{|W_{12}W_{21}|(K_c - 1)}{2\text{Re}(W_{11} + W_r)\text{Im}W_{22} - \text{Im}(W_{12}W_{21})}. \quad (2.65)$$

Розв'язавши рівняння (2.65) для випадку $\Delta f = \Delta f^n$, $f_0 = f_0^n$, $K_c = K_c^n$, знайдемо

$$\operatorname{Re} W_{0r} = \frac{Q^n |W_{12} W_{21}| (K_c^n - 1) + \operatorname{Im}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Im} W_{22}} \operatorname{Re} W_{11}, \quad (2.66)$$

де $Q^n = f_0^n / \Delta f^n$.

Підставивши знайдене значення в (2.3) і (2.46), визначимо невідомі параметри, що залишилися, пасивних RLC кіл

$$\operatorname{Re} W_{0n} = \frac{K_c |W_{12} W_{21}| + \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_r)} - \operatorname{Re} W_{22}, \quad (2.67)$$

$$\operatorname{Im} W_{0r} = \sigma_{\text{Гopt}} \operatorname{Re}(W_{0r} - W_{11}) - \operatorname{Im} W_{11}, \quad (2.68)$$

$$\operatorname{Im} W_{0n} = -\operatorname{Im} W_{\text{вих}} = \operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) / 2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_r) - \operatorname{Im} W_{22}. \quad (2.69)$$

Подальша процедура синтезу міститься в знаходженні значень параметрів, що не контролюються, $K_{\text{ном}21}$ (2.32) і $F_{\text{ш}}$ (2.15) синтезованого пристрою та перевірки їх на відповідність технічним вимогам.

При проведенні синтезу за параметрами, що контролюються: $\operatorname{Re} W_{\text{вих}}^{(-)}$ max, K_c , $K_{\text{ном}21}$ і f_0 невзаємних ПП в режимі неузгодження, на першому етапі також знаходимо значення коефіцієнта оптимізації $\sigma_{\text{Гopt}}^{\operatorname{Re} W^{(-)}}$ (2.47). Потім, розв'язавши систему рівнянь (2.3) і (2.32), знаходимо

$$\operatorname{Re} W = \frac{-(8B - \mathcal{K} + 8 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22}) + \sqrt{(8B - \mathcal{K} + 8 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22})^2 - 256B \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22}}}{16 \operatorname{Re} W_{22}} - \operatorname{Re} W_{11},$$

де $B = K_c^n |W_{12} W_{21}| + \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})$;

Технічні вимоги до ПІ						Параметри УПІ		
$f_0^{\text{п}}$	$\Delta f^{\text{п}}$		$K_{\text{ном}2}^{\text{п}}$	$F_{\text{ш}}^{\text{п}}$	$K_c^{\text{п}}$	$[W]$	$\gamma, \gamma_{\text{ш}}, \gamma_{\text{ш}\alpha},$ $\gamma_{\text{ш}0\alpha}, R_{\text{ш}}, R$	
1 ↓	2 ↓ 3 ↑		4 ↓ 5 ↑	6 ↓	7 ↓	8 ↓	9 ↓	

Вибір коефіцієнта зв'язку

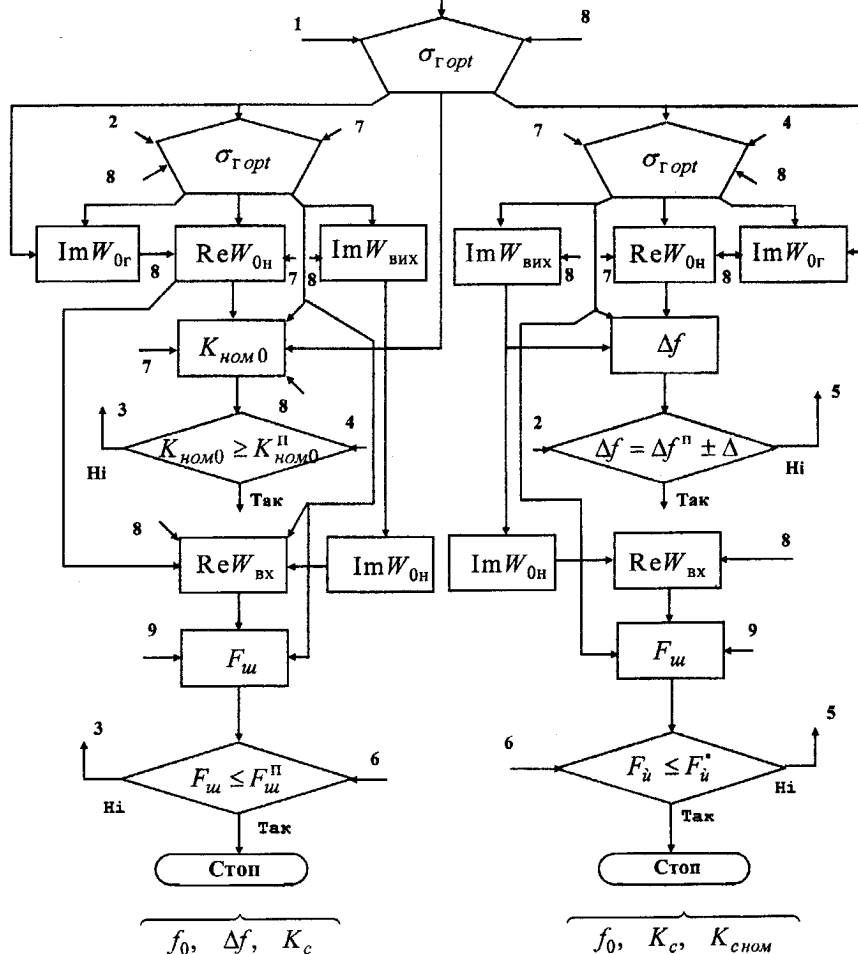


Рис. 2.6. Блок-схема синтезу незв'язаних ПІ на основі неузгоджених УПІ

$$\delta = K_{ном21}^* \left[1 + \left(\sigma_{\Gamma opt}^{ReW^{(-)}} \right)^2 \right] (1 - K_c)^2 |W_{12}|^2.$$

Підставивши знайдене значення в (2.67), (2.68) і в (2.69), визначимо невідомі параметри, що залишилися, пасивних RLC кіл.

Подальша процедура синтезу міститься в знаходженні значень параметрів, що не контролюються, Δf (2.28) і $F_{ш}$ (2.15) синтезованого пристрою та перевірки їх на відповідність технічним вимогам.

Практичний інтерес становить випадок синтезу неузгоджених не-взаємних ПП за параметрами, що контролюються, $ReW_{вих}^{(-)}$ max, f_0 , $K_{ном21}$ і Δf . Але, внаслідок нелінійної залежності параметрів, що контролюються, $K_{ном21}$ і Δf (або $Q_{п}$) від дійсної складової ReW_{Γ} імітансу, що перетворюється (див. рис. 2.4), не вдається одержати аналітичний вираз для $ReW_{0\Gamma}$ через вказані параметри, що контролюються. Тому для даного випадку рекомендується проводити синтез за параметрами, що контролюються, Δf , f_0 , K_c . $ReW_{вих}^{(-)}$ max з наступною зміною K_c до досягнення параметра, що контролюється, $K_{ном21}^{\Pi}$, тобто використувати цільову функцію $K_{ном21} - K_{ном21}^{\Pi} = 0$.

Порівнюючи процедуру синтезу взаємного ПП в режимі часткового узгодження (див. рис. 2.5) та в режимі неузгодження (рис. 2.6) УПІ видно, що в останньому випадку кількість кроків процедури синтезу на 20% менше ніж в першому випадку, а синтезований пристрій оптимізовано за більшою кількістю параметрів (в два рази).

Перелік літератури до розділу 2

1. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Сов. радио, 1976. – 216 с.
2. Негатроника / А.Н. Степанов, Л.Н. Степанова, Н.А. Филинук и др. – Новосибирск. Сибирская издательская фирма РАН, 1995. – 315с.
3. Филинук Н.А. Активные СВЧ фильтры на основе обобщенных преобразователей иммитанса. // Радиотехника и электроника, 1983. – Т.8, №5. – С. 817–833.
4. Филинук Н.А. Синтез активных СВЧ фильтров на основе однотранзисторных преобразователей импеданса. // Машинное моделирование электрических и электронных цепей. – К.: Наукова думка, 1981. – С. 72–77.
5. Филинук Н.А. Активные СВЧ фильтры. – М.: Радио и связь, 1987. – 112с.
6. Анализ и расчет интегральных схем. Под ред. Д. Лина. Пер. с англ. – М.: Мир, 1969. – 370с.
7. Белоусов А.П. Расчет коэффициента шума радиоприемников. – М.: Оборонгиз, 1959. – 184 с.
8. Айбиндер И.М. Шумы радиоприемников. – М.: Связь, 1974. – 328с.
9. Желуд В., Кулешов В. Шумы в полупроводниковых устройствах. – М.: Сов. радио, 1977. – 416 с.
10. Смогилев К.А. Резонансные усилители на трехполосниках. – М.: Сов. радио, 1972. – 304 с.
11. Музыка З.Н. Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь, 1981. – 168с.
12. Lange I. Noise characterization of linear two ports in terms of invariant parameters. – IEEE S, 1967. V.SC-2. – P. 37–40.
13. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978. – 334 с.
14. Філінюк М.А., Ле Гуан Ту, Судакевич Д.Г. Визначення шумових коефіцієнтів інформаційного приладу. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. Хмельницький, 1998. – №1, С. 97–100.
15. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез линейных электронных схем. – М.: Связь, 1978. – 336 с.
16. Вай Кайчэнь. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей: Пер. с англ. – М.: Связь, 1979. – 288 с.

17. Rollet J.M. Stability and power gain invariant of linear for ports. IRE Trans., 1962. V. CT-9, N1. – P. 29–32.

18. 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. Кушнира. – М.: Связь, 1971. – 240 с

19. Филинюк Н.А. Использование индуктивного транзистора в качестве первичного измерительного преобразователя. // Тез. докл. республиканской научн.-техн. конф. „Информационно-измерительные системы”. – Кишинев: 1975. – С. 38.

20. Филинюк Н.А., Дмитриев Ю.А. Построение измерительных преобразователей для определения концентрации спирта, использующих пролетные явления в транзисторах. // Тез. докл. республ. научн.-техн. конф. „Физические основы построения первичных измерительных преобразований”. – Винница: 1977. – Т.2. – С.8.

21. Филинюк Н.А., Лютворт С.Г., Шанчук Н.И. Разработка измерителя внутричерепного давления на основе транзисторного преобразования импеданса. // Тез. докл. всесоюзн. научн.-техн. конф. „Вопросы улучшения технических параметров универсальных электроизмерительных приборов”. – Житомир: 1979. С.304–306.

22. Машинная оптимизация электронных узлов РЭА. А.Г. Ларин, Д.И. Томашевский, Ю.М. Шумков, В.М. Эйдельмант. – М.: Сов. радио 1978. – 192 с.

23. Моделирование и оптимизация на ЭВМ радиоэлектронных устройств. З.М. Бенинсон, М.Р. Елистратов, Л.К. Ильин и др. /Под ред. З.М. Бенинсона. – М.: Радио и связь, 1981. – 272 с.

24. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ.– М.: Связь, 1971. – 388 с.

25. Филинюк М.А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітанса. – Вінниця, ВДГУ, 1998.

РОЗДІЛ 3

ІНФОРМАЦІЙНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНИХ ДИНАМІЧНИХ НЕГАТРОНІВ

Результати теоретичних і експериментальних досліджень інжекційно-прольотних ефектів виникнення ДНО у багатоелектродних напівпровідникових структурах [1], а також розроблені в попередніх розділах основи теорії ІП на основі цих ефектів, дозволяють створювати різні види високоефективних ІП. У розділі розглянуті принципи побудови таких пристроїв, їхні принципові схеми, топологія й конструкція, а також результати досліджень, що підтверджують коректність основних теоретичних положень. Не порушуються питання стабільності параметрів ІП. Ці питання, з огляду на їхню важливість для широкого практичного використання ІП в інформаційних системах, винесені в четвертий розділ.

3.1. Керуючі елементи

Важливою властивістю багатоелектродної напівпровідникової структури є реалізація на її основі високоефективних керуючих елементів (КЕ), елементів, імітанс яких може змінюватися в широкому діапазоні значень під дією різних керуючих сигналів.

Відомо широке використання в якості КЕ варикапів [2, 3], р-і-п діодів [4], сегнетоелектриків [5], феритів [6], терморезисторів [7] і фоторезисторів [8]. Однак всі вони відносяться до пасивних пристроїв і є двополосниками, що обмежує їхні функціональні можливості.

Розроблена в [1] модель багатоелектродної напівпровідникової структури, як УІП, дозволяє представити єдину класифікацію таких КЕ (рис. 3.1) і провести їх дослідження з єдиних теоретичних позицій.

Відповідно до представленої класифікації, всі керуючі елементи діляться на однокаскадні й багатокаскадні. Використовуючи шість відомих видів УІП можна реалізувати 24 типи однокаскадних КЕ. Найбільший практичний інтерес становлять КЕ, що забезпечують реалізацію ДНО.

Незважаючи на вплив паразитних реактивних елементів корпусу й виводів напівпровідникової структури, а також явища міждолинного переносу заряду, які не є предметом досліджень, практичне застосування одержали три види однокаскадних УІП: УІП^К із закороченим по змінному струму вхідним ланцюгом (рис. 3.2а), УІП^К із закороченим по постійному струму вхідним ланцюгом (рис. 3.2в) і УІП^К з розірваним по змінному струму вхідним ланцюгом (рис. 3.2е). КЕ перших

двох типів мають ДНО на частотах $f < f_{\max}$, третього типу – на частотах $f > f_{\max}$.

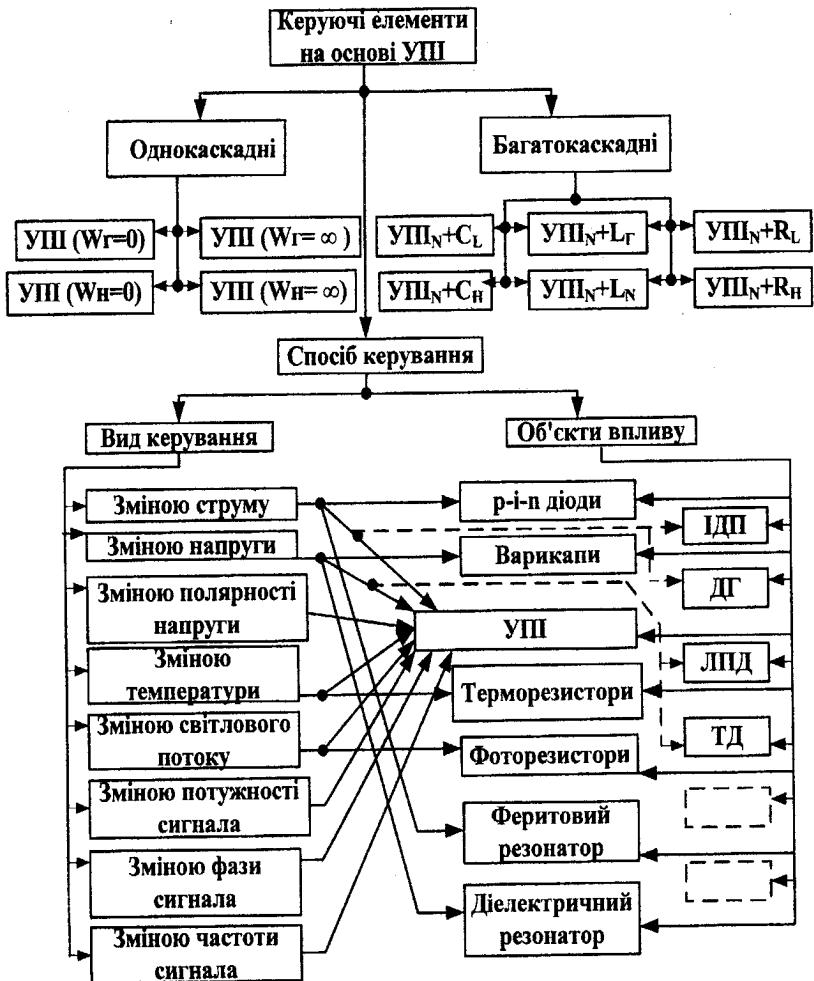
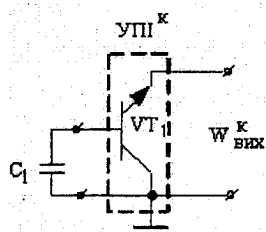
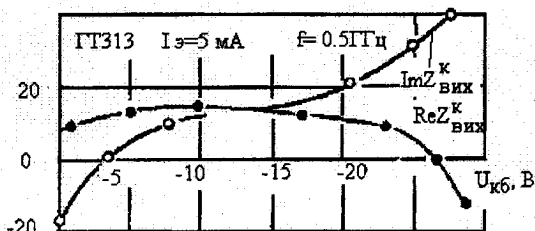


Рис. 3.1. Класифікація керуючих елементів на базі транзисторних узагальнених перетворювачів імпедансу



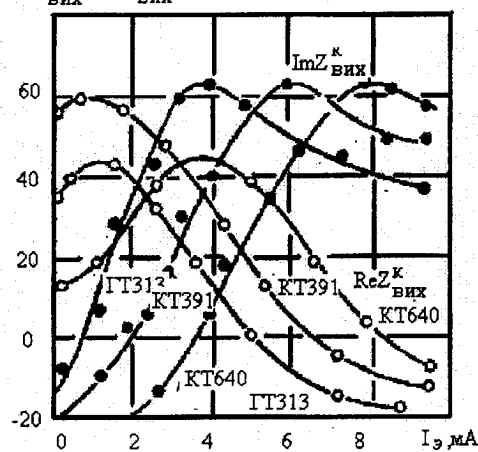
а)

$ReZ_{ВИХ}^k, ImZ_{ВИХ}^k, \text{ Ом}$

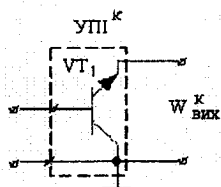


б)

$ReZ_{ВИХ}^k, ImZ_{ВИХ}^k, \text{ Ом}$

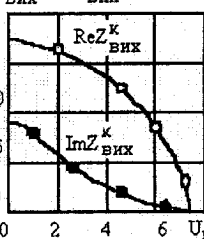


в)



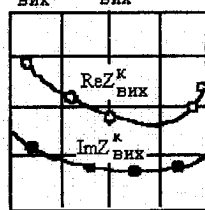
д)

$ReZ_{ВИХ}^k, ImZ_{ВИХ}^k, \text{ Ом}$



е)

$ReZ_{ВИХ}^k, ImZ_{ВИХ}^k, \text{ Ом}$



ж)

Рис. 3.2. Різновиди однокаскадних керуючих елементів на основі УПІ і їх експериментальні характеристики

Вихідний імітанс КЕ вигляду рис. 3.2а у діапазоні частот $f < 0,5f_T$, де $1/WC_k \gg r_b$ дорівнює $Z_{\text{вих}} = r_b(1-\alpha)$. З формули випливає, що перетворенням є омичний опір бази r_b біполярної напівпровідникової структури. Зміна робочої точки такої структури незначно змінює величину цього опору [9, 10], але призводить до суттєвого зменшення коефіцієнта передачі транзистора по струму α_0 (β_0). При наближенні до межі пробою виникає лавинне множення носіїв струму в колекторному переході ($\alpha_0 > 1$) та при значенні $M_n = 2/\alpha_0(1-\omega_T C_{KT})$, маємо $\text{Re } Z_{\text{вих}}^* < 0$. Таким чином, змінюючи напругу на колекторному переході $U_{кб}$ можна керувати перетворюваним імітансом такого КЕ від додатних до від'ємних значень (рис. 3.2б) [11, 12]. Недоліком такого КЕ є його низька температурна стабільність та надійність, що властиві напівпровідниковим приладам, що працюють в лавинному режимі [13].

Використання точкових транзисторів, у яких ($\alpha_0 > 1$), наприклад типу СІА, дозволяє реалізувати КЕ з аналогічними властивостями без використання режиму лавинного множення. Технологічні труднощі реалізації транзисторів цього типу призвели до зняття їх із серійного виробництва, хоча унікальні властивості вказують на можливість їхнього часткового застосування, наприклад у якості КЕ або аналогів індуктивності. З цієї точки зору їх можна успішно замінити одноперехідним транзистором [14].

У випадку замикання ланцюга "база-колектор" по постійному й по змінному струмах рис. 3.2в, реалізується КЕ другого типу. На рис.3.2г представлені залежності дійсної $\text{Re } Z_{\text{вих}}^k$ і уявної $\text{Im } Z_{\text{вих}}^k$ складових перетвореного імітансу від струму емітера I для даного КЕ. При розрахунку враховувалася струмова залежність параметрів r_s і α . При малих струмах емітера $I_s < 3mA$, перетворений імітанс має ємнісний характер з низькою добротністю, обумовлений імітансом емітерного переходу. Зі збільшенням I_s , у результаті зниження r_s і росту α_0 починає зростати індуктивна складова перетвореного імітансу й зменшуються дисипативні втрати. При $I_s > I_{s, \text{ном}}$ відбувається зміна знака $\text{Re } Z_{\text{вих}}^k$ на протилежний. Цей же ефект описаний без пояснення в [15]. Причиною зниження $\text{Im } Z_{\text{вих}}^k$ при більших струмах, варто вважати, поперше, зменшення коефіцієнта передачі α_0 внаслідок зниження коефі-

цієнта інжекції, а також зростання омичного опору бази r_b внаслідок її звуження під дією струмів, що течуть вздовж осі Z , що найглибше досліджено в уніполярних транзисторах, як ефект "звуження каналу" [16].

Результати, наведені на графіках (е) і (ж), отримані з використанням біполярного транзистора ГТЗ12 ($I_e=5$ мА, $U_{кб}=-5$ В, $f=0,5$ ГГц)

У випадку розірваного по змінному струму ланцюга бази ($Z_b = \infty$) (рис. 3.2д) поява ДНО можлива тільки на частотах, де $\arg(1-\dot{\alpha}) < 0$, тобто на частотах вище f_{\max} . Досліджувалася залежність вихідного імітансу такого КЕ від $U_{кб}$ і I_e (рис. 3.2е, ж). Найбільша крутість зміни перетвореного імітансу спостерігається при зміні напруги $U_{кб}$, з ростом якого відбувається зміна як коефіцієнта перетворення УП $T_k^k = (1-\dot{\alpha})$, так і перетвореного імітансу, роль якого виконує імітанс бар'єрної ємності колекторного переходу C_k . Зміна I_e не впливає на величину C_k , а змінює тільки T_k^k , що обмежує діапазон зміни перетвореного імітансу й зумовлює його значну нелінійність, небажану при реалізації КЕ.

Всі досліджені види однокаскадних КЕ на основі УП в діапазоні регулювання керуваного параметра істотно змінюють свою добротність, що є їхнім недоліком. Але реалізація КЕ з використанням тільки одного УП забезпечує їхню високу надійність і технологічність.

Багатокаскадні КЕ на основі УП запропоновано реалізувати у вигляді багатокаскадних УП [17, 18], або у вигляді однокаскадного УП й пасивного КЕ [19, 20, 21] (рис. 3.1). Зміна параметрів багатокаскадних КЕ на основі УП досягається як зміною параметрів УП, так і пасивного КЕ. Розглянемо переваги, які дає використання УП в КЗ.

Відомо, що діапазон керування частотно-вибіркових пристроїв визначається коефіцієнтом перекриття K_x по керуючому параметру (наприклад, для варикапа – це коефіцієнт перекриття по ємності K_c [2] і "якістю" [22] цього КЕ при використанні його в комутуючих пристроях. Одним з обмежень першого параметра K_c , є зменшення добротності КЕ нижче одиниці. З огляду на те, що УП дозволяє синтезувати ДНО, можливе підвищення добротності КЕ, що веде до росту коефіцієнта перекриття K_c . Покажемо це на прикладі КЕ виду $U_{III} = U_{N=1} + C_N$.

Відомо, що $K_{e1} = (C_{\max 1} / C_{\min})^{1/2}$, де ємність C_{\min} обмежена напругою пробою варикапа (рис. 3.3), а ємність C_{\max} відповідає добротності варикапа $Q_{e1} = 1$. З огляду на те, що $Q_{e1} = 1/\omega R_s C$, знаходимо $C_{\max 1}(Q_{e1} = 1) = 1/\omega R_s$. При підключенні варикапа до УП^К його добротність підвищується до величини $Q_{d2} = 1/C(R_s - \text{Re } W_{\text{вх}})$. Звідки знаходимо $C_{\max 2}(Q_{d2} = 1) = 1/\omega(R_s - \text{Re } W_{\text{вх}})$, враховуючи, що при цьому $C_{\min} = \text{const}$ визначаємо:

$$\frac{K_{c1}}{K_{c2}} \approx \left(\frac{R_s}{R_s - \operatorname{Re} W_{\text{вн}}} \right)^{1/2} = \left(\frac{Q_{e1}}{Q_{e2}} \right)^{1/2} = m^{1/2},$$

тобто коефіцієнт перекриття по ємності варикапа збільшується в \sqrt{m} разів, де m – коефіцієнт збільшення його добротності. Отримане співвідношення є наближеним, тому що, не враховує зниження власної добротності варикапа $Q_{в1}$ внаслідок зменшення диференціального опору r - n переходу, що при прямому зсуві змінюється зворотно пропорційне його струму ($r_c = KT/qI_c$). Як показали експериментальні дослідження з використанням варикапів типу KB108 та УПІ^к на транзисторі КТ391, можливо збільшити K_c в 1,5÷2 рази.

На рис.3.4 представлені залежності “якості” КЕ на базі УПІ^к від струму емітера I_3 . “Якість” однокаскадного КЕ досягає $K_{A1}=200$ од, а використання двокаскадного УПІ^к з $Z_T=R_6$ та багатокаскадного КЕ типу УПІ^к_{N=1}+L, при тому ж керуючому впливі, забезпечує $K_{A2}=K_{A3}=800$ од. Для порівняння, “якість” r - n діодів у дециметровому діапазоні досягає 150-200 од. [23].

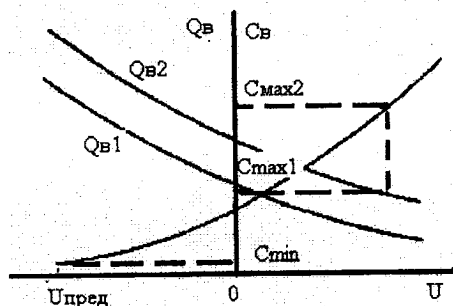


Рис. 3.3. Залежність ємності $C_{в}$ і добротності $Q_{в}$ варикапа від напруги на ньому з урахуванням множення його добротності

Більш висока “якість” КЕ на основі УПІ пояснюється широким діапазоном зміни перетвореного імітансу. Як дійсна, так і уявна складова цього імітансу можуть змінюватися від позитивних до негативних значень [156]. Каскадуючи УПІ, можна керувати величиною й характером імітансу (рис. 3.5).

Керуючі елементи на основі УПІ мають ще одну важливу перевагу в порівнянні з відомими пасивними КЕ. Це широкий діапазон керуючих впливів (рис. 3.1). Для однокаскадних КЕ на основі УПІ ця зміна струму й напруги [11], температури [25], величини світлового потоку (табл. 3.1) [21], потужності [26], і частоти сигналу [27].

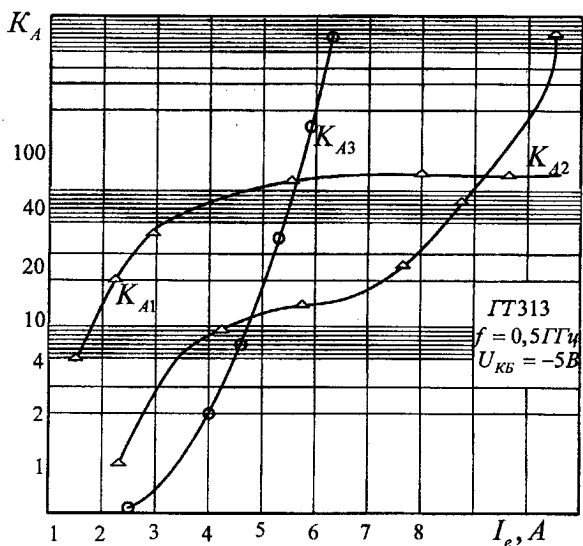


Рис. 3.4. Залежність "якості" керуючого елемента на основі УПІ^к від струму емітера I_e : $K_{A1} - Z_{\Gamma} = R_{\Gamma}$, $K_{A2} - Z_{\Gamma} = j\omega L_{\Gamma}$, $K_{A3} - Z_{\Gamma} = Z_{\text{вих}}^k$

$\text{Re } Z_{\text{вих}}^k, \text{Im } Z_{\text{вих}}^k, \text{ Ом}$

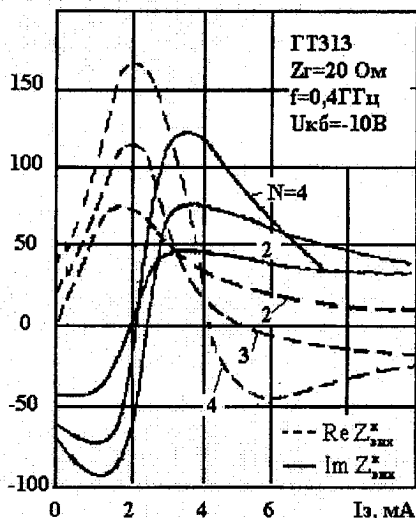


Рис. 3.5. Залежність перетвореного імпедансу УПІ^к від числа каскадів N та струму емітера транзистора I_e

Таблиця 3.1

Залежність параметрів УПШ^к від величини світлового потоку

ГТ313	U _{кб} =5 В					I ₃ =5мА					
	0	1	5	10	20	30	50	75	100	150	200
Φ, Лм·10 ⁷	0	1	5	10	20	30	50	75	100	150	200
R _{вх} (Ом)	4,8	4,6	4,0	3,46	2,7	2,2	1,6	1,2	0,985	0,7	0,56
f _{об} (ГГц)	0,73	0,76	0,87	1,0	1,29	1,57	2,12	2,86	3,56	4,96	6,34
C _{кв} (пФ)	2,1	2,17	2,5	2,9	3,7	4,5	6,1	8,15	10,2	14,2	18,2
ReZ _{вих} ^к (Ом)	6,25	6,06	5,8	3,52	2,8	2,56	2,42	2,25	2,23	2,18	2,12
ImZ _{вих} ^к (Ом)	16,1	15,5	14,3	13,2	11,1	10,7	7,9	5,6	4	2,58	1,02
Q _L	2,58	2,56	2,48	3,76	3,96	4,18	3,14	2,49	1,8	1,18	0,48
L _{обкв} (мГ)	5,14	4,94	4,55	4,2	3,54	3,4	2,5	1,78	1,27	0,82	0,32
I _{кв} (мА)	5,23	5,43	6,23	7,23	9,23	11,23	15,23	20,23	25,23	35,23	45,2

Вони можуть реалізовувати як дискретне, так і аналогове керування. Але при використанні режиму роботи КЕ із широким діапазоном зміни перетвореного імітансу, спостерігається зміна знака дійсної складової перетвореного імітансу.

3.2. Некеровані активні фільтри

3.2.1. Некеровані активні фільтри і лінії затримки на базі біполярних транзисторів

Основним елементом аналогових процесорів, багатозначних логічних схем і оптимальних інформаційних систем, що використовують як носій інформації електромагнітні коливання, є фільтри (Ф). Вони реалізуються на зосереджених LC елементах [28], феритах [6], сегнетоелектриках [5] і відрізках ліній передачі [29]. Загальним недоліком цих Ф є пропорційна залежність їхньої добротності від геометричних розмірів, що ускладнює їхню мініатюризацію. Крім того всі вони відносяться до пасивних пристроїв, що є причиною дисипативних втрат сигналу у смузі прозорості. Відомі також активні RC фільтри на основі дійсних конверторів і інверторів імітансу [30]. Але їхній робочий діапазон частот не перевищує 100 – 500 МГц.

Усі вищезрозглянуті недоліки відсутні в активних фільтрах (АФ), що використовують негatronи. Класифікація цих АФ відбита на рис.3.6. Вони відносяться до групи транзисторних АФ і можуть мати як взаємні, так і невзаємні властивості. Взаємні АФ реалізуються у вигляді відрізків лінії передачі, паралельно яким включаються квазіактивні резонатори.



Рис. 3.6. Класифікація активних фільтрів (ФВЧ – фільтр верхніх частот, ФНЧ – фільтр нижніх частот, ППФ – смуго-пропускаючий фільтр, ППЗ – смуго-загороджувальний фільтр)

Схеми й характеристики однорезонаторних АФ, що використовують комбінований транзисторний негатрон, зображені на рис. 3.7 і 3.8. На рис. 3.7а представлена принципова схема однорезонаторного невзаємного АФ. Такий АФ дозволяє реалізувати загасання поза смугою пропускання порядку 15–20 дБ при 1% відносній смузі пропускання й одиничному коефіцієнті передачі на частоті 660 МГц [30]. Зміна струму емітера від 6 до 10 мА веде до зміни коефіцієнта передачі, а квазірезонансна частота АФ при цьому залишається практично незмінною. Це явище можна пояснити слабкою залежністю коефіцієнта перетворення УПШ^к від I_3 , поблизу його номінальних значень і сильним впливом r_3 , що зменшується пропорційно струму емітера, що веде до росту добротності резонатора. Коефіцієнт шуму такого фільтра при

використанні транзистора типу КТ326 на частоті 0,65 ГГц дорівнює 3,9 дБ [31].

Аналогічно ППФ реалізується однорезонаторний ПЗФ (рис. 3.7г), топологія плати й АЧХ якого зображені на рис. 3.7д, е. Даний ПЗФ забезпечує в дециметровому діапазоні загасання порядку $20 + 25$ дБ при 1% смузі запирання. Втрати поза смугою запирання становлять $0,5 + 1$ дБ. Підстроювання АФ на необхідну частоту f_0 можна здійснювати шляхом зміни напруги $U_{КБ}$, що викликає зміну ємності колекторного переходу C_K , імітанс якої, трансформуючи у ланцюг емітера, веде до зміни перетвореного імітансу $Z_{вих}^k$.

Забезпечити більшу мініатюризацію розглянутих АФ можна шляхом виключення зі схеми перетвореної індуктивності. Для вирішення даного завдання використовується чотири способи: використання транзисторів з коефіцієнтом передачі по струму $\alpha_0 > 1$; використання транзистора в режимі лавинного множення [32, 12], використання багатокаскадних УПШ [18], використання дифузійної індуктивності бази біполярного транзистора [15].

Перший спосіб можливий при використанні точкових чи одноемітерних біполярних транзисторів, що мають $\alpha_0 > 1$.

Використання режиму лавинного множення при реалізації мало сигнальних ПП обмежено сильними шумами біполярного транзистора при напругах на колекторному переході поблизу напруги лавинного пробоя. Однак, як показали дослідження максимальної частоти генерації біполярних структур [33], використання цього режиму має перспективу при реалізації ПП, призначених для роботи з більшим рівнем потужності на частотах, що значно перевищують максимальну частоту генерації біполярного транзистора в нелінійному режимі.

Найбільш перспективним способом реалізації без індуктивних АФ широкого діапазону частот, включаючи НВЧ діапазон, є користування багатокаскадних УПШ. На рис. 3.8а, б зображені принципові схеми однорезонаторних взаємних ППФ і ПЗФ на основі двокаскадних УПШ^К в режимі зворотного перетворення дійсного імітансу резистора R . Дані АФ, у порівнянні з однокаскадними (рис. 3.7), мають нижчу стабільність, що властиво багатокаскадним УПШ.

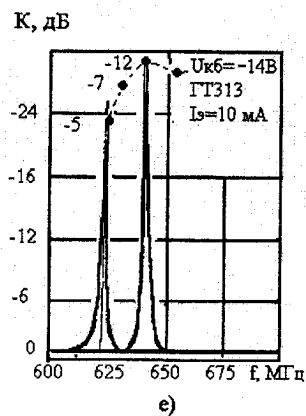
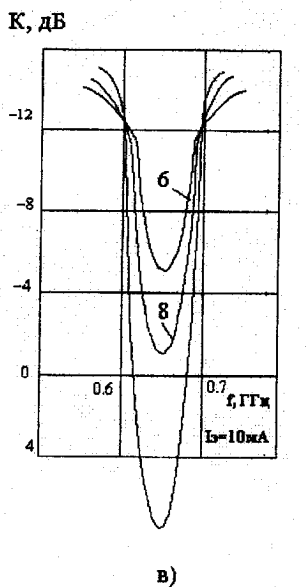
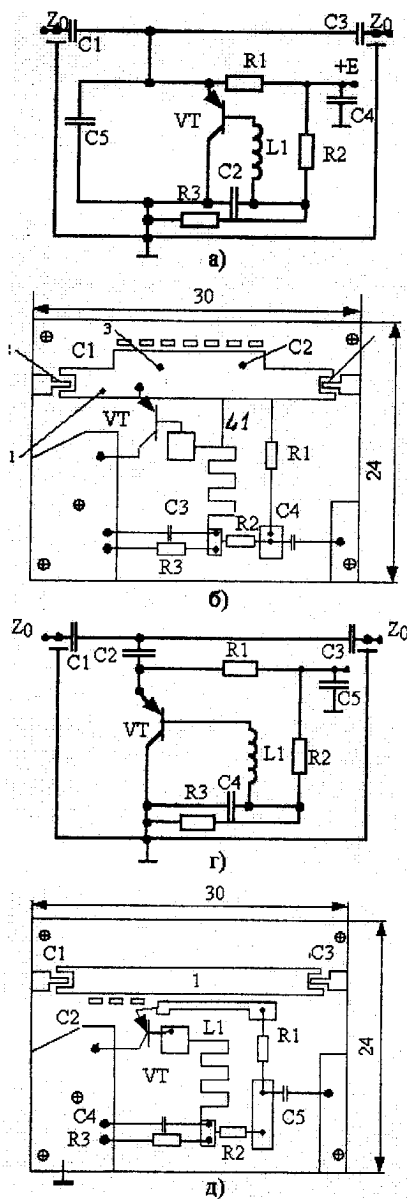
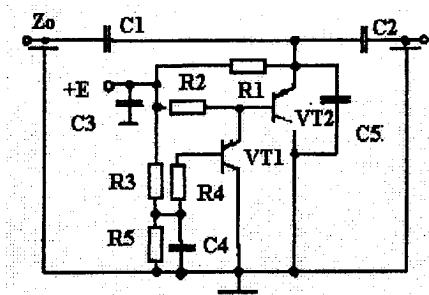
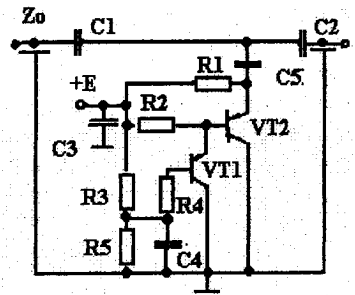


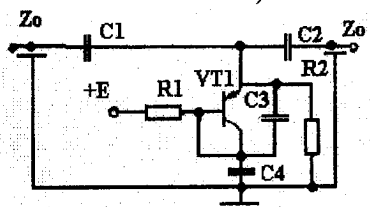
Рис. 3.7. Однорезонаторні взаємні АФ



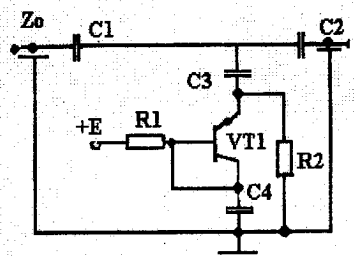
а)



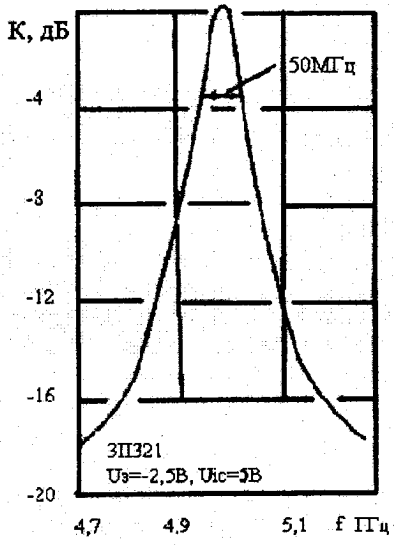
б)



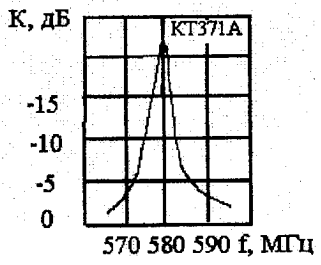
в)



г)



д)



е)

Рис. 3.8. Безіндуктивні однорезонаторні взаємні АФ

Використання дифузійної індуктивності бази також дозволяє реалізувати безіндуктивні АФ (рис. 3.8в, г). Порівнюючи АЧХ такого АФ (рис. 3.8д) з АЧХ АФ на основі УПК^К (рис. 3.7в), бачимо, що їхні параметри близькі по величині. Робота цих АФ при великих струмах емітера ($I_3=25$ мА) забезпечує їх високу температурну стабільність, але робить їх енергетично не вигідними (потужність розсіювання на резисторах R_1 і R_2 становить порядку 100 мВт).

Для розширення смуги пропускання ППФ збільшення придушення поза смугою пропускання й зменшення нерівномірності їхніх коефіцієнтів передачі у смузі пропускання, а також для збільшення придушення в робочій смузі ПЗФ, використовуються схеми багатокаскадних АФ (рис. 3.9г).

Наприклад [18], двохкаскадний ППФ на основі УПК^К забезпечує придушення сигналу при відстройці на 100 МГц від $f_0=0,6$ Гц більше 40 дБ при $\Delta f = 10$ МГц (рис. 3.9б). Його коефіцієнт шуму дорівнює 9,2 дБ. Топологічне рішення даного НАФ (рис. 6.3.4в) аналогічно рішенням, використовуваним при реалізації однорезонаторних АФ і відповідає вимогам їхнього масового виробництва у вигляді гібридних мікросхем.

Збільшуючи число каскадів, можна продовжувати поліпшувати параметри АЧХ взаємних АФ, але при цьому відбувається подальше погіршення їхньої стабільності, пропорційно збільшується споживана потужність, веде до зменшення їхньої ефективності. Частково перебороти ці недоліки можна шляхом використання або нової елементної бази або нових схематичних рішень.

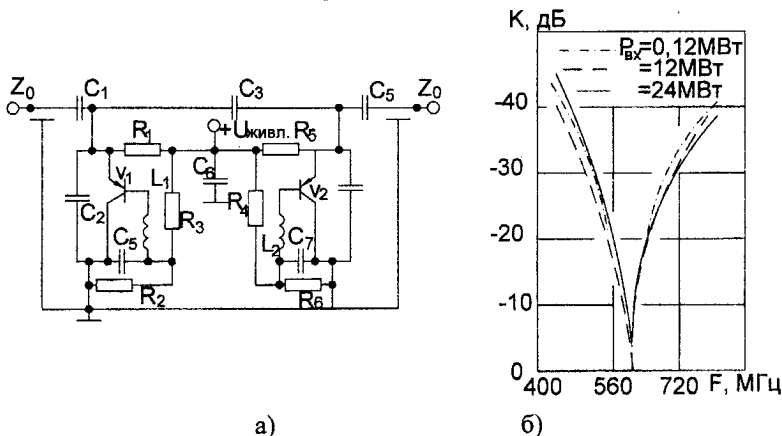
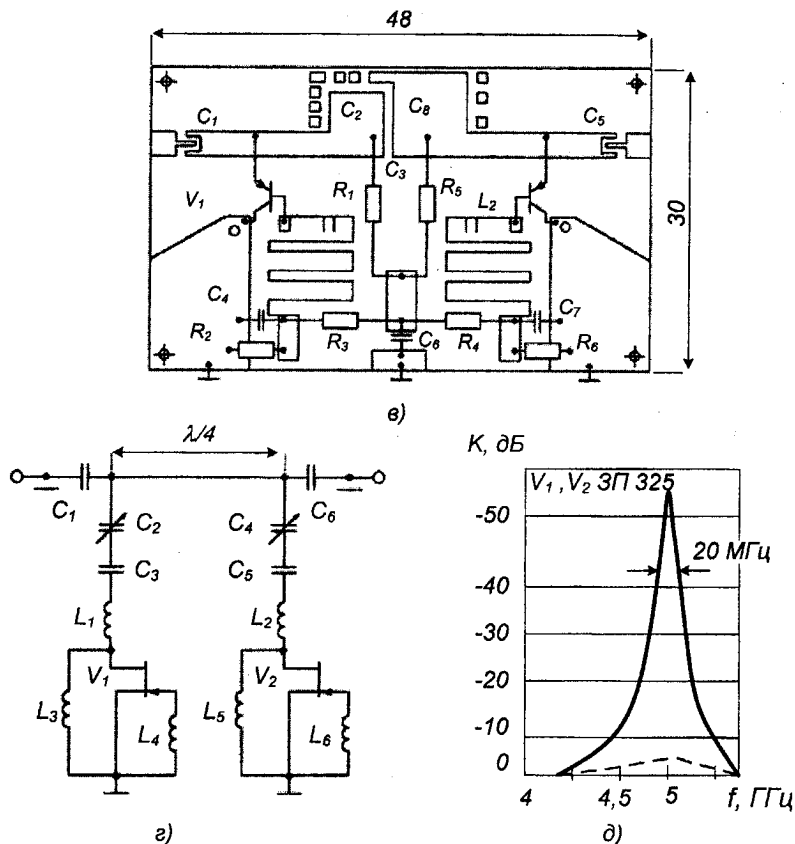


Рис. 3.9. Двохрезонаторні взаємні АФ



Продовження рис. 3.9. Двохрезонаторні взаємні АФ

У першому випадку для реалізації взаємного двох резонаторного ППФ, запропоновано використати спарений тетрод. Підвищена термостабільність даного АФ пов'язана з однаковим тепловим режимом кожного каскаду, реалізованих на одному кристалі.

У другому випадку використовується властивість УПІ перетворювати імітанс сходового ланцюга без зміни його форми. На рис. 3.10а представлена принципова електрична схема ППФ, що реалізує даний спосіб [34]. Усі вищезрозглянуті взаємні АФ призначені для реалізації на частотах нижче максимальної частоти генерації f_{\max} . В підрозділі 2.3 теоретично була обґрунтована можливість реалізації ДНО за допомогою біполярної напівпровідникової структури на частотах

вище f_{\max} . Для експериментальної перевірки можливості практичного технічного використання цього ефекту, реалізований однорезонаторний ППФ (рис. 3.106) [35], у якому ланцюг бази на частоті $f > f_{\max}$ розривається по змінному струмі за допомогою ПЗФ. В експерименті, з метою виключення впливу паразитних реактивностей використовувався низькочастотний транзистор типу КТ312, що має $f_{\max} = 72,7$ МГц. На частоті $f_0 = 120$ МГц була отримана частотна вибірковість $\Delta f = 10$ МГц при коефіцієнті передачі $K_0 = +2$ дБ, що підтверджує правильність теоретичних висновків.

Відомо [36], що ППФ можуть використовувати як лінії затримки (ЛЗ). Це відноситься й до розроблених АФ [37]. З метою перевірки цієї можливості була реалізована активна ЛЗ (АЛЗ) у вигляді ланки типу "m". Груповий час затримки такої ланки АЛЗ, реалізованого на транзисторі типу КТ3107, становило $t_{30} = 80$ мкс у смузі частот 650–670 МГц. При цьому забезпечувалося посилення сигналу в смузі затримки на 2 дБ.

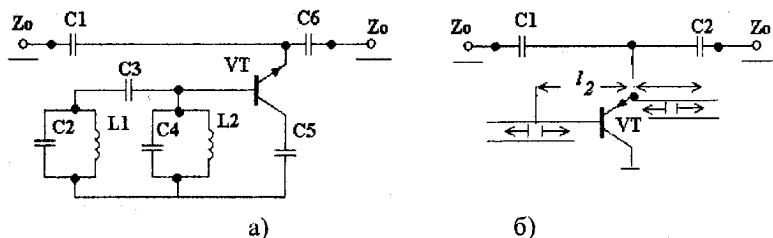
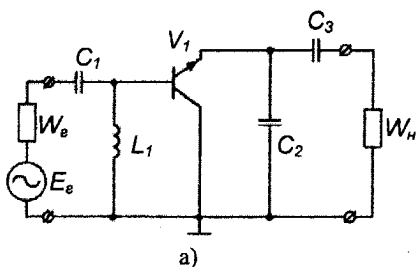


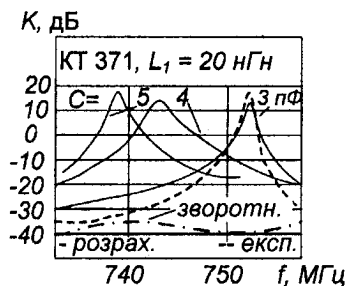
Рис 3.10. Різновиди взаємних АФ

Невзаємні АФ можуть працювати в одному з режимів: узгодження на вході, узгодження на виході й – у режимі неузгодженості. Принципова схема АФ, синтезованого за допомогою представленої в другому розділі методики, виявилось для всіх режимів однакова й має вигляд, зображений на рис. 3.11а. Теоретичне значення коефіцієнта $F_{\text{ш}} = 2,8$ дБ для цієї схеми є найменшим у режимі узгодження вихідного ланцюга УП. Однак у цьому режимі вибірковість АФ значно гірше, ($\Delta f = 5$ МГц), чим у випадку режиму з розузгодженням УП ($\Delta f = 3$ МГц, $F_{\text{ш}} = 4,3$ дБ).

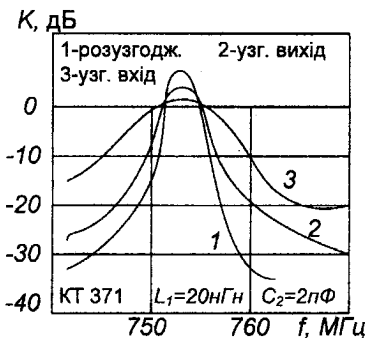
Експериментальна перевірка синтезованого АФ у цих режимах здійснювалася на АФ типу АФ-391-2. Експериментальні результати наведені на рис. 3.11б, в.



а)



б)



в)

Рис. 3.11. Високочастотна частина схеми (а) та амплітудно-частотні характеристики (б, в) однорезонаторного взаємного АФ

В режимі неузгодження даний Ф забезпечує заглушення порядку 30дБ при відстройці на 15 МГц від f_0 при коефіцієнті передачі $K_0=12$ дБ та коефіцієнті шуму $F_{ш}=5$ дБ. В режимі узгодження виходу УПІ в даному АФ відбувається розширення смуги пропускання до 5 МГц (рис. 3.11в), але зменшується коефіцієнт шуму до 2,3 дБ. Отримані результати співпадають з результатами теоретичних досліджень в межах $\pm 5\%$ інтервалу.

Крім розглянутих параметрів (f_0 , K_0 , $F_{ш}$) найважливішою характеристикою АФ є величина заглушення сигналу. Для розглянутих одно резонаторних АФ, величина заглушення при відбудуванні на $2\Delta f$ від f_0 у дециметровому діапазоні становить порядку 20 – 30 дБ і знижується до 15 – 20 дБ при переході в сантиметровий діапазон частот. Для збільшення придушення сигналу поза смугою пропускання при побудові як вузькосмугових, так і широкосмугових АФ запропоновані багатоконтурні АФ. Для їхньої реалізації використовуються режими як частково узгодженого, так і неузгодженого УПІ.

У першому випадку багатоланковий, звичайно багаторезонансний RLC ланцюг підключається до виходу УПІ після ланцюга, погоджувального (рис. 3.12а). Недоліком цього типу АФ є необхідність у великій кількості RLC елементів (наприклад при реалізації максимальної-плоскої характеристики загасання із заглушенням на 40 дБ при відбудуванні $f_p / f - 1 = 1$, маємо $n=7$). Крім того, з метою узгодження потрібно як мінімум два елементи.

При реалізації багаторезонаторних АФ на основі розузгоджених УПІ, багатоланковий RLC ланцюг може підключатися як на виході, так і на вході УПІ (рис. 3.12б, в). В другому випадку, внаслідок часткового придушення сигналу у вхідному ланцюгу (в залежності від матеріалу підложки) відбувається збільшення на 3÷10 дБ рівня насичення АФ.

Але в цьому випадку на 1,5–5 дБ зростає коефіцієнт шуму АФ. Наприклад в АФ, зображеному на рис. 3.12в, реалізованому на транзисторі типу КТ640А, він досягає 6 – 8 дБ при смузі пропускання 20 МГц на частоті $f_0 = 1,2$ ГГц. Розташовуючи багатоелементний RLC ланцюг на виході УПІ, вдається знизити коефіцієнт шуму до 3 – 5 дБ, але в цьому випадку рівень насичення АФ знижується на 3 – 10 дБ. Розрахунок вихідного багатоелементного LC ланцюга даного АФ проводиться з обліком того, що до її входу підключений вихідний імітанс УПІ, що має негативну дійсну складову $\text{Re}Y_{\text{вих}} < 0$. Методика розрахунку таких ланцюгів розроблена для випадку прохідних підсилювачів на тунельних діодах [4].

Внесення в багатоелементний LC ланцюг на виході УПІ негативного дійсного імітансу веде до підвищення його добротності, що, як показано С.Б. Коном [37], дозволяє зменшити кількість елементів n для реалізації заданого придушення при постійному значенні коефіцієнта передачі.

Цей важливий висновок підтверджують і результати експериментальних досліджень АФ типу ФПЧ І-СА-2, виконаних по схемах рис. 3.12а, б. Маючи однакові значення параметрів (рис. 3.12г, д) (за винятком коефіцієнта шуму, що для випадку неузгодженого УПІ більше на 2,3 дБ), АФ з неузгодженого УПІ має на 30% меншу кількість LC елементів.

Важливим достоїнством розглянутих АФ є невзаємність, що характеризується коефіцієнтом невзаємності (рис. 3.13а). Як показали експериментальні дослідження однорезонаторного АФ на основі транзистора КТ371 [38], у діапазоні частот 730–740 МГц його зворотній коефіцієнт передачі досягає – 30 дБ при посиленні 5 дБ.

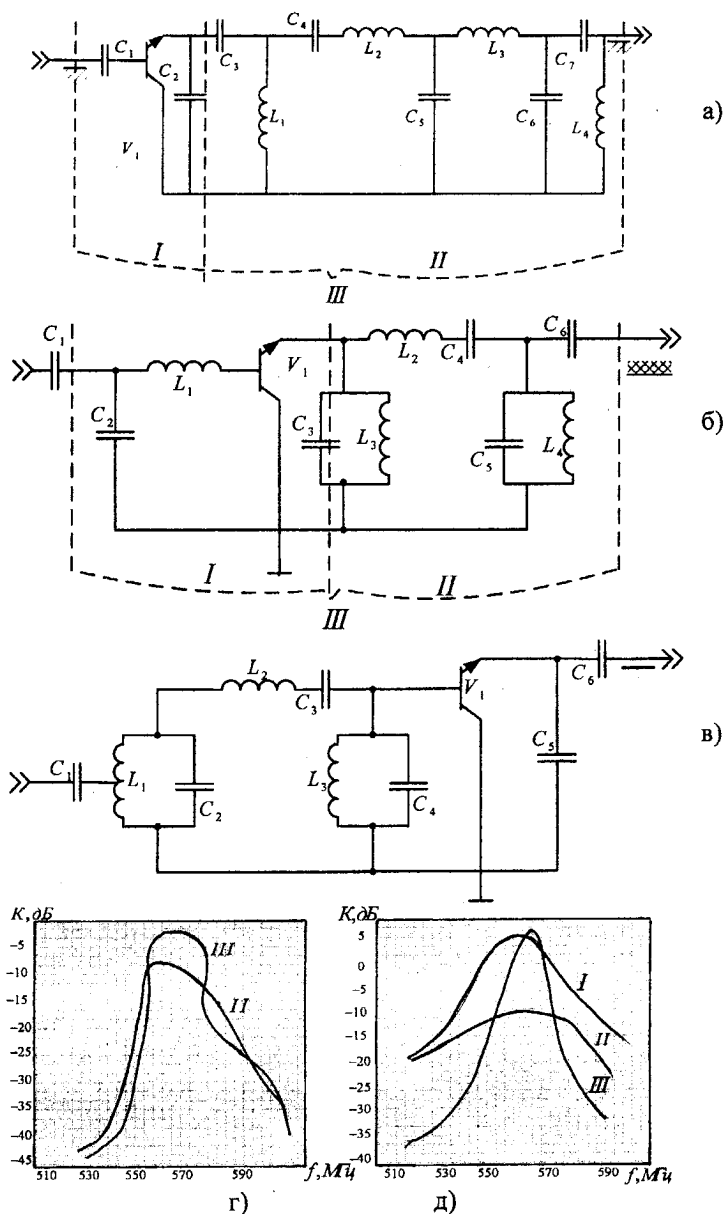


Рис. 3.12. Високофототна частина схем (а-в), амплітудно-частотні характеристики (г, д) багаторезонантних незв'язаних АФ

Невзаємні властивості розглянутих АФ дозволяють будувати на їхній основі мультиплектори (рис. 3.13а) без використання спеціальних дільників потужності [31]. Відключення напруги від транзистора приводить до запирання каналу мультиплектора на 20 дБ. Розмір підкладки розробленого мультиплектора, виконаного у вигляді гібридної мікросхеми на підкладці тип. СТ38 рівний 60x38 мм.

3.2.2. Некеровані АФ на польових транзисторах

Розглянуті АФ реалізовані на основі біполярних серійних транзисторів і знайшли застосування в аналогових процесорах широкого діапазону частот. Однак на їхній основі не вдалося реалізувати ІП у вигляді напівпровідникових мікросхем. Успіхи технології виготовлення напівпровідникових приладів із затвором Шоттки, забезпечують вирішення цього завдання. Аналіз результатів моделювання показує, що найширшу область потенційної нестійкості мають схеми включення польового транзистора з спільним стоком (СС) і спільним затвором (СЗ), що визначає доцільність використання цих схем у якості УПІ при створенні активних НВЧ фільтрів. Схема з загальним стоком є конвертором імпедансу. На рис. 3.13 представлені схеми УПІ^с з індуктивним (рис. 3.13а) і активним (рис. 3.13б) опором включеним на вході УПІ. Залежності вихідного опору таких навантажених чотириполюсників від частоти сигналу представлені на рис. 3.14.

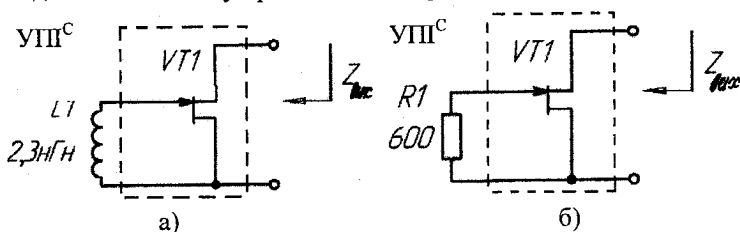


Рис. 3.13.

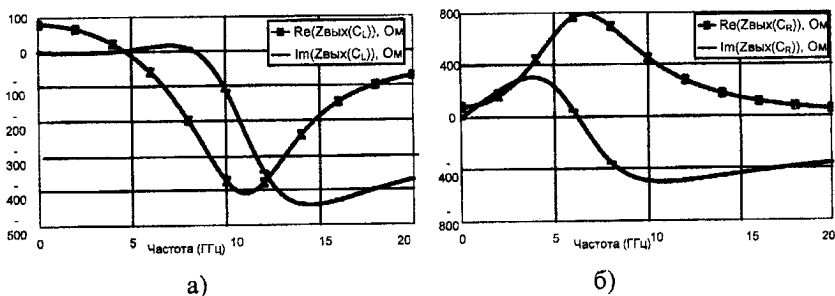


Рис. 3.14

Аналіз результатів моделювання показує, що схема УПЧ^С із включеним на вході індуктивним опором (рис. 3.13а) дозволяє реалізувати індуктивний елемент із негативним вихідним опором $\text{Re}Z_{\text{вих}}$ до -400 Ом на частоті 12ГГц. Схема УПЧ^С із включеним на вході активним опором (рис.3.13б) дозволяє реалізувати аналог низькодобротної ($Q \approx 1$) індуктивності.

Каскадне включення цих двох схем дає можливість реалізувати транзисторний аналог високодобротної котушки індуктивності, у якому відсутні індуктивні елементи, що дозволяє виконати його у вигляді напівпровідникової мікросхеми. Результат об'єднання двох схем і результати моделювання вихідного опору показані на рис. 3.15.

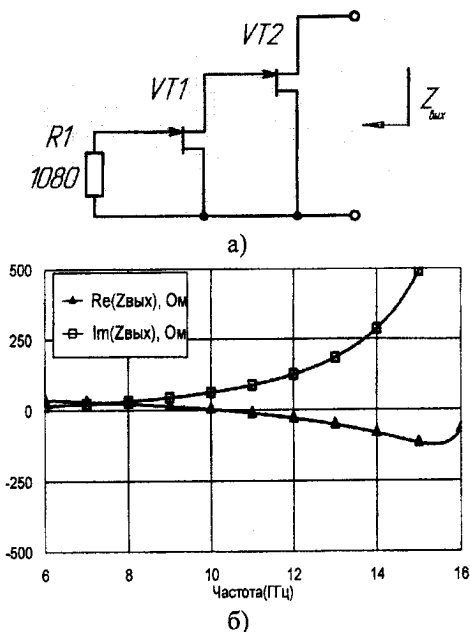


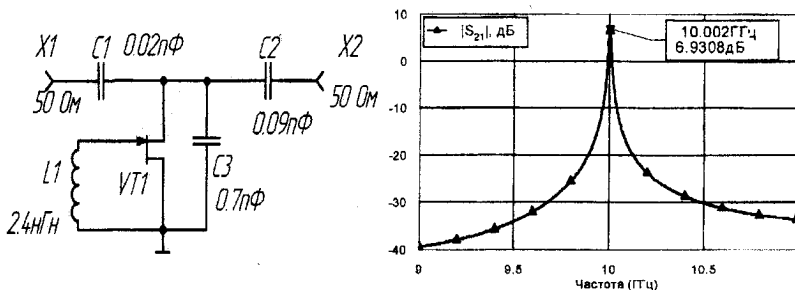
Рис. 3.15

Як видно з графіків схема на рис. 3.15а в діапазоні частот 10–16ГГц має індуктивний і негативний диференціальний опір.

Використання схем (рис. 3.13а і рис. 3.15а) забезпечує побудову смуго-пропускних і смуго-загороджувальних НВЧ фільтрів, придатних до виконання у виді гібридної чи напівпровідникової мікросхеми.

Прикладом, у якому реалізується принцип перетворення низкодобротної котушки індуктивності в активну високодобротну індуктивність, є схеми розроблених смуго-пропускних (рис. 3.16а і рис. 3.17а) і

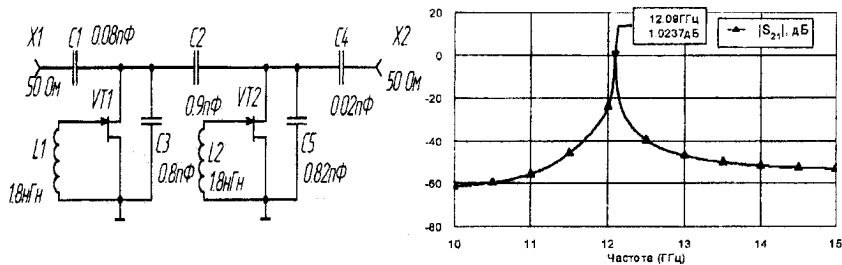
смуго-загороджувальних (рис. 3.18 а і рис. 3.19а) фільтрів. У цих фільтрах як індуктивний елемент використовується мікросмугова індуктивність з добротністю не більш 10 одиниць. Результат моделювання коефіцієнта передачі по напрузі показує (рис. 3.16б, 3.17б, 3.18б, 3.19б), що використання таких низькодобротних індуктивностей у комплексі з УП^С дає можливість реалізувати значне загасання за межами смуги пропускання (-40дБ і -60дБ відповідно для однорезонаторного і двохрезонаторного смуго-пропускних фільтрів) і невелике посилення сигналу в смузі пропускання. Для однорезонаторного смуго-замикаючого фільтра загасання в смузі запирання складає -42дБ, для двохрезонаторного ПЗФ: -73дБ. Ці фільтри призначені для реалізації у вигляді гібридної мікросхеми.



а)

б)

Рис. 3.16



а)

б)

Рис. 3.17

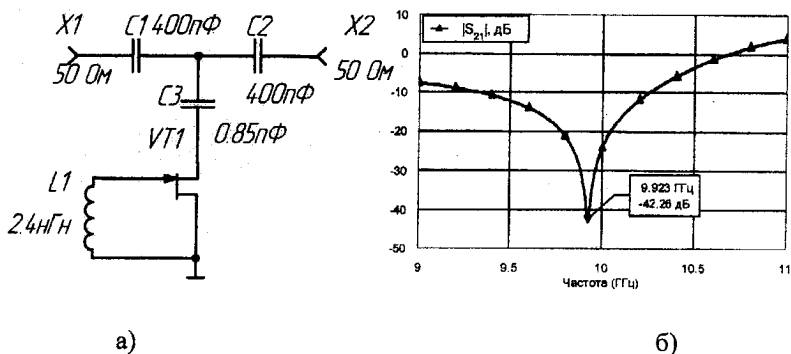


Рис. 3.18

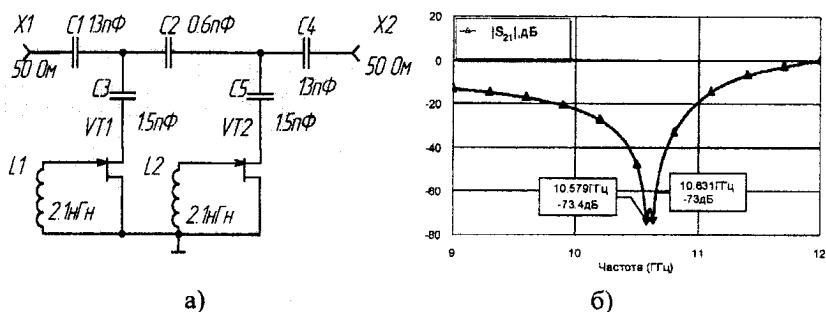
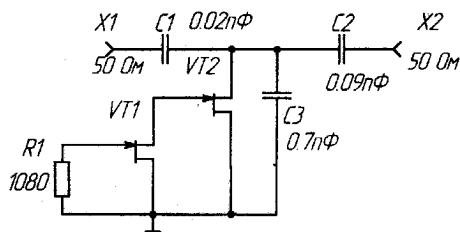


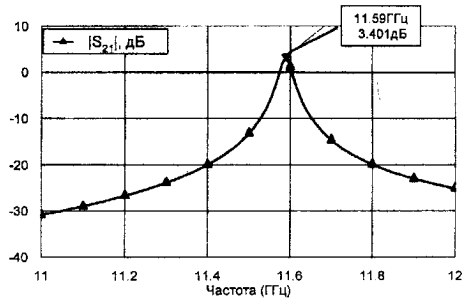
Рис. 3.19

Використання індуктивного елемента у вигляді каскадного з'єднання двох транзисторів, включених за схемою з загальним стоком і активним опором, включеному на вході, дозволяє побудувати активні ППФ (рис.3.20а і 3.21а) і ПЗФ (рис. 3.22) з такими параметрами: для однорезонаторного ППФ загасання за межами смуги пропускання складає -30 дБ, для двохрезонаторного -60 дБ; для однорезонаторного і двохрезонаторного ПЗФ загасання складає -24 дБ і -47 дБ відповідно [39].

Аналіз результатів дає можливість стверджувати про перспективність розвитку безіндуктивних активних аналогів котушок індуктивності і можливості реалізації на їхній основі активних НВЧ фільтрів як у вигляді гібридних, так і напівпровідникових мікросхем високого ступеня інтеграції.

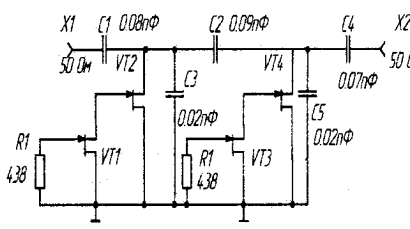


а)

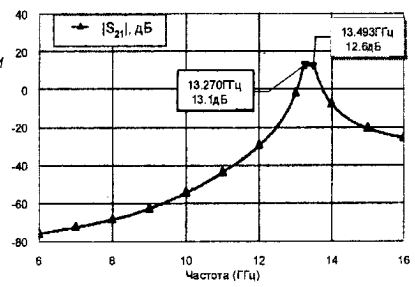


б)

Рис. 3.20



а)



б)

Рис. 3.21

Активні багаторезонаторні НВЧ фільтри (НВЧ АФ), в порівнянні з однорезонаторними, мають кращі параметри амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) (більше згасання за межами смуги пропускання, велика крутизна скатів, менша нелінійність в смугі пропускання) [39].

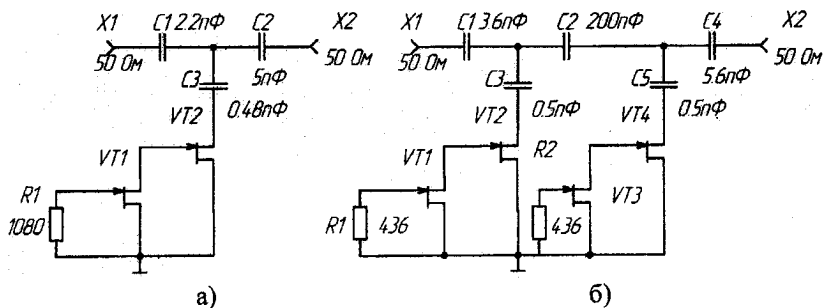


Рис. 3.22

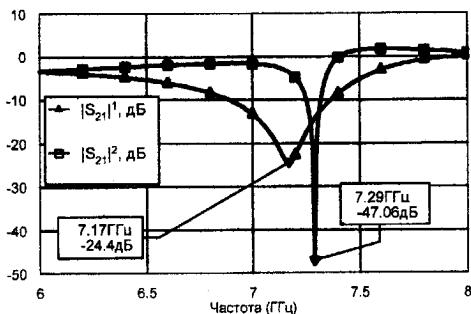


Рис. 3.23

Наявність в кожному резонаторі такого фільтру активного приладу визначає його недолік – підвищену нестабільність під час дії різних дестабілізуючих чинників (температури, режиму живлення, радіації та ін.). Крім того, зі зростанням числа активних резонаторів зростає споживана фільтром енергія, що також є його недоліком. Це особливо суттєво при використанні їх у фазованих активних решітках, де їх кількість може досягати декілька тисяч одиниць. Розв'язання задачі часткового або повного подолання вище перерахованих недоліків можливе шляхом використання одно затворного ПТШ.

Аналізуючи топологію сучасного однозатворного ПТШ, можна побачити, що його витік складається з двох омичних ділянок, з'єднаних повітряною перемичкою (рис. 3.34а). Якщо перемичку розірвати (або виключити з технологічного циклу виготовлення), то одержимо двовитоківий транзистор Шоттки (за аналогією з двозатворним транзистором Шоттки, що випускається промисловістю), схематичні позначення якого матиме вигляд, представлений на рис. 3.34б.

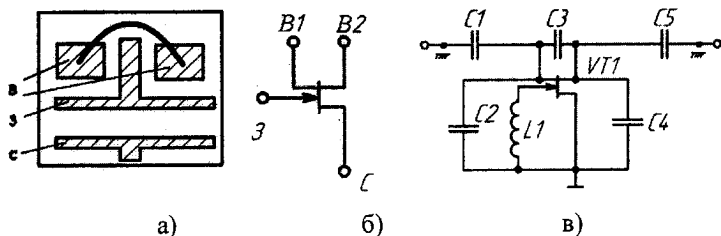


Рис. 3.34. Топологія однозатворного ППШ (а), схематичне позначення двовиткового ППШ (б) і високочастотна схема дворезонаторного НВЧ АФ на базі двовиткового ППШ (в)

З урахуванням вищеприведеного аналізу можна вважати, що якщо між затвором і витком такого транзистора включити індуктивність, тоді провідності між кожним витком В1 і В2 і стоком володітимуть індуктивним характером з негативною активною складовою провідності. А це дозволяє модернізувати схему дворезонаторного НВЧ АФ (рис. 3.17а) представивши її у вигляді рис. 3.34в. Оскільки в цій схемі для реалізації двох активних резонаторів використовується один транзистор, то будь-які дестабілізуючі чинники однаково впливатимуть на параметри резонаторів, що забезпечить вищу стабільність АЧХ. Для експериментальної перевірки результатів вищеприведеного аналізу реалізовано двохрезонаторний НВЧ АФ на кристалі транзистора типу ЗП321 з розімкненою витковою перемичкою. Фільтр виготовлений з використанням гібридної інтегральної технології на ситаловій підкладці товщиною 0,5 мм. При напрузі на затворі $U_g = -2,5\text{В}$, струмі стоку $I_c = 10\text{мА}$ і перетворюваної індуктивності $L_1 = 20\text{нГн}$, НВЧ АФ на частоті $f_0 = 1\text{ГГц}$ забезпечив абсолютну смугу пропускання $\Delta f = 20\text{МГц}$, підсилення сигналу в смугі пропускання 1,5 дБ. Згасання при зміні частоти на 20 МГц від краю смуги пропускання складає $L_f = 38\text{дБ}$. Для порівняння, був реалізований дворезонаторний НВЧ АФ по схемі рис. 3.17а. Кожний з активних резонаторів такого фільтру також реалізовано на транзисторі ЗП321 з аналогічними параметрами АЧХ. Обидва фільтри були випробувані в температурному діапазоні $-50^\circ + 50^\circ\text{C}$. Результати оцінки величини нестабільності параметрів АЧХ представлені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Схема фільтру	Нестабільність, %			
	f_0	Δf	K_0	L_f
Рис. 3.17а	2	20	30	18
Рис. 3.34в	1,05	8	12	18

З аналізу одержаних результатів видно, що розроблений НВЧ АФ на базі двовитокового ПТШ дозволяє підвищити температурну стабільність f_0 – на 2.5%, Δf – на 60%, K_0 – на 26%. Практично незмінним залишився вплив температури на величину згасання за межею смуги пропускання, яке із зростанням температури зменшилося на 18%. Найважливішою перевагою розробленого НВЧ АФ є і 2-х кратне зменшення споживаної потужності, величина якої склала 50 мВт. В процесі настройки фільтру була виявлена можливість відмови від конденсатора зв'язку C_3 , роль якого може виконувати ємність між першим і другим електродами витoku. Крім того, в якості перетворюваної індуктивності $L1$ можна використати індуктивність металізації затвора транзистора. Але при цьому частотні параметри НВЧ АФ визначаються топологією транзистора.

Аналіз двозатворних транзисторів Шоттки (ПТШ2), в якості УПШ дозволяє створювати на їх основі високодобротні напівпровідникові одноколивальні індуктивності [70], що дозволяє ставити задачу створення на їх основі активних НВЧ фільтрів. В [40] показано, що польовий транзистор, включений за схемою з загальним стоком і загальним затвором має властивості конвертора імітансу. Використовуючи таблицю перетворення імітансів (табл. 3.2) знаходимо, що вихідний імітанс чотириполосника, утвореного польовим транзистором Шоттки, включеним із загальним стоком, при підключенні на його вході активного опору R_{GEN} може бути індуктивним $\text{Im} Z_{OUT,CD} > 0$ з позитивною дійсною складовою $\text{Re} Z_{OUT,CD} > 0$. Визначимо умову при якому $\text{Im} Z_{OUT,CD} > 0$. З цією метою знаходимо повний опір $Z_{OUT,CD}$

$$Z_{OUT,CD} = Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2), \quad (3.1)$$

де $Z_1 = R_{OUT,CD1} + j\omega L_{OUT,CD1}$, $Z_2 = R_{OUT,CD2} + j\omega L_{OUT,CD2}$,
Звідки

$$\text{Im} Z_{OUT,CD} = \frac{BC - AD}{C^2 + D^2}, \quad (3.2)$$

де S_0 – низькочастотне значення крутизни; R_i – диференційний опір між затвором та витоком, ω_s – гранична частота по крутизні

$$\begin{aligned} A &= 2\omega^2 R_{GEN} / S_0 R_i \omega_s^2; B = \omega R^2_{GEN} (\omega_s^2 - \omega^2) / S_0 R_i \omega_s^2; \\ C &= R_{GEN} (\omega^2 + S_0 R_i \omega_s^2) / S_0 R_i \omega_s^2; D = \omega R_{GEN} (1 - S_0 R_i) / S_0 R_i \omega_s; \end{aligned} \quad (3.3)$$

Для виконання умови $\text{Im} Z_{OUT,CD} > 0$ з (3.2) знаходимо, що

$$BC - AD > 0. \quad (3.4)$$

Підставляючи (3.3) у (3.4), отримаємо нерівності

$$\begin{aligned} \frac{\omega R^3_{GEN} (\omega_s^2 - \omega^2) \cdot (\omega^2 + S_0 R_i \omega_s^2)}{S_0^2 R_i^2 \omega_s^5} - \frac{2\omega^3 R^3_{GEN} (1 - S_0 R_i)}{S_0^2 R_i^2 \omega_s^3} > 0; \\ \omega R^3_{GEN} (\omega_s^2 - \omega^2) \cdot (\omega^2 + S_0 R_i \omega_s^2) - 2\omega^3 R^3_{GEN} \omega_s^2 (1 - S_0 R_i) > 0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

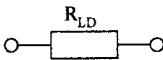
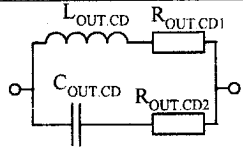

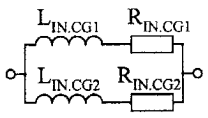
Розв'язуючи (3.5) враховуючи, що $S_0 R_i \ll 1$ знаходимо умову

$$f_{M1} < f_s \sqrt{S_0 R_i}, \quad (3.6)$$

при якій УПІ^с забезпечує реалізацію низькодобротної напівпровідникової індуктивності.

Таблиця 3.2

Перетворення імітансу УПІ^с і УПІ^з

Вид УПІ	Перетворюваний імітанс	Перетворений імітанс
УПІ ^с		 $L_{OUT.CD} = R_{GEN} / S_0 R_i \omega_s$ $C_{OUT.CD} = \omega_s / \omega^2 R_{GEN}$ $R_{OUT.CD1} = \omega^2 R_{GEN} / S_0 R_i \omega_s^2$ $R_{OUT.CD2} = R_{GEN}$
УПІ ^з		 $L_{IN.CG1} = G L_{LD} / S_0$ $L_{IN.CG2} = L_{LD} (\xi_G + \xi_S) / (1 - S_0 R_i)$ $R_{IN.CG1} = -\omega^2 (\xi_G + \xi_S) L_{LD} / S_0 R_i \omega_s$ $R_{IN.CG2} = R_i G L_{LD} \omega_s / (1 - S_0 R_i)$

Наприклад, при використанні транзисторної структури типу «Пенс-5», що має: $R_i = 10$ Ом, $S_0 = 0,02$ См, $C_{B3} = 0,3$ пФ, знаходимо $f_s = 53$ ГГц, $f_{M1} < 23$ ГГц. В результаті розв'язання нерівності (5) зникло значення перетворюваного опору R_{GEN} , що вказує на його незначний вплив на виконання умови $\text{Im}Z_{OUT.CD} > 0$

З табл.3.2 також випливає, що у випадку, коли до входу ПТШ1, включеного за схемою з загальним затвором, підключена індуктивність L_{LD} , перетворюваний імітанс також буде мати індуктивний характер, і за певних умов його дійсна складова $\text{Im}Z_{IN.CD} < 0$. Для знаходження цих умов, використовуючи результати приведені в табл. 3.2, знаходимо повний вхідний опір УПІ^з:

$$Z_{IN.CD} = Z_3 Z_4 / (Z_5 + Z_6), \quad (3.7)$$

де $Z_1 = R_{IN.CG1} + j\omega L_{IN.CG1}$, $Z_2 = R_{IN.CG2} + j\omega L_{IN.CG2}$

Звідки

$$\operatorname{Re}Z_{\text{IN,CG}}=(KM+LN)/(M^2+N^2), \quad (3.8)$$

де G – провідність каналу; ξ_G й ξ_s – коефіцієнт розділення ємності затвор-стік та затвор-витік

$$\begin{aligned} K &= \omega^2 (\xi_G + \xi_s) L_{LD} G / S_0; \quad L = \omega L_{LD}^2 [G^2 \omega_s^2 R_i^2 - \omega^2 (\xi_G + \xi_s)] / S_0 R_i \omega_s; \\ M &= L_{LD} [G \omega_s^2 R_i^2 S_0 - \omega^2 (\xi_G + \xi_s)] / S_0 R_i \omega_s; \quad N = \omega L_{LD} [G + S_0 (\xi_G + \xi_s)] / S_0. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Для виконання умови $\operatorname{Re}Z_{\text{IN,CG}} < 0$ з (3.8) знаходимо, що

$$KM + LN < 0. \quad (3.10)$$

Підставляючи (3.9) у (3.10) отримаємо нерівність

$$\begin{aligned} 2\omega^2 L_{LD}^3 G^2 R_i^2 S_0 \omega_s^2 (\xi_G + \xi_s) - 4\omega^4 L_{LD}^3 G (\xi_G + \xi_s) + \omega^2 L_{LD}^3 G^2 R_i^2 S_0 \omega_s^2 (\xi_G + \xi_s) - \\ - \omega^4 L_{LD}^3 S_0 (\xi_G + \xi_s)^3 + \omega^2 L_{LD}^3 G^3 R_i^2 \omega_s^2 - \omega^2 L_{LD}^3 G (\xi_G + \xi_s)^2 < 0, \end{aligned} \quad (3.11)$$

розв'язуючи яку відносно частоти, знаходимо

$$f_{M1} \leq \sqrt{\frac{3S_0(\xi_G + \xi_s) + G}{3G + S_0(\xi_G + \xi_s)^2}}. \quad (3.12)$$

Як видно з (12) діапазон частот, на яких за допомогою УПЗ можна реалізувати напівпровідникову індуктивність з негативною дійсною складовою її повного опору, не залежить від величини перетворюваної індуктивності L_{LD} , а визначається тільки параметрами напівпровідникової структури. Для порівняльної кількісної оцінки граничних частот f_{M1} і f_{M2} , знаходимо для напівпровідникової структури типу «Пенс-5», що має $G=0,002$ См і $C_{BC}=0,03$ пФ, $f_{M2}=18$ ГГц, що менше f_{M1} . Враховуючи те, що гранична частота по крутизні такої структури дорівнює $f_s=53$ ГГц, при проектуванні активних НВЧ фільтрів на їх основі необхідно, щоб робочі частоти фільтра були в 2-3 рази менше f_s .

Таким чином, включаючи каскадно УПЗ і УПГ і навантажуючи останній резистором R_{LD} , отримуємо двокаскадний напівпровідниковий еквівалент індуктивності (рис. 3.35а). Аналіз цієї схеми показує, що стік VT1 з'єднаний із витокком VT2, що характерно для структури двозатворного транзистора Шоттки (ПТШ2). Це дозволяє замінити схему двокаскадної напівпровідникової індуктивності на однокаскадну схему (рис. 3.35б), реалізовану на базі ПТШ2.

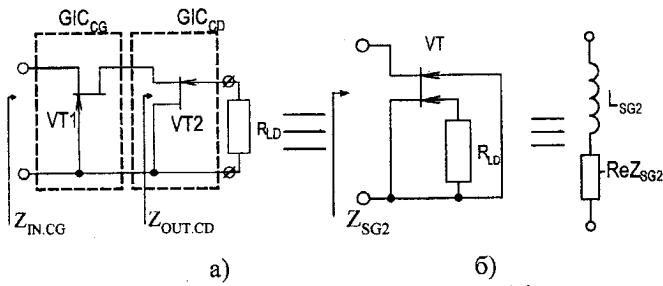


Рис. 3.35. Високочастотні схеми двокаскадної (а) і однокаскадної (б) напівпровідникової індуктивності на базі ПТШ

Результати числового аналізу еквівалентної індуктивності L_{SG2} і активного опору ReZ_{SG2} синтезованої схеми в діапазоні частот і в залежності від величини перетворюваного активного опору представлені на рис. 3.36.

Параметри робочої точки транзистора $U_{31} = -0,23V$, $U_{32} = -0,13V$, $I_c = 16mA$.

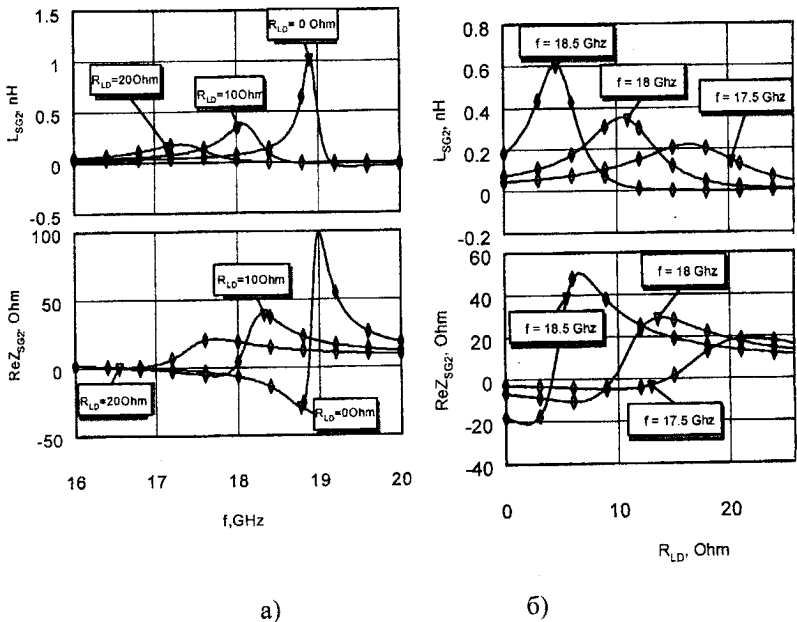
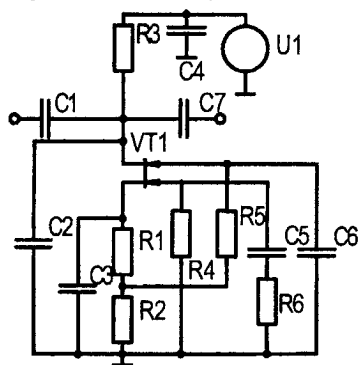


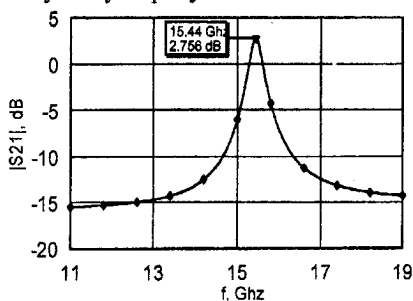
Рис 3.36. Залежності еквівалентної індуктивності L_{SG2} і активного опору $ReZ_{IN.CD}$ схеми рис. 3.35а від частоти (а) і перетворюваного опору * (б)

Максимальна величина еквівалентної індуктивності L_{SG2} досягає 1нГн на частоті 18.8ГГц , а негативний опір – значення -30Ом на частоті 18.8ГГц при $R_{LD} = 0$ (рис. 3.36а). Для знаходження екстремальних значень L_{SG2} і $\text{Re}Z_{SG2}$ необхідно використовувати оптимальні значення R_{LD} (рис.3.36б). Але при цьому вони відрізняються на 2–3 Ома при досягненні екстремальних значень L_{SG2} і $\text{Re}Z_{SG2}$.

Найпростіший одностранізисторний взаємний СПФ (рис. 3.37) являє собою відрізок лінії передачі, паралельно якому підключається активний паралельний коливальний контур, утворений резонуючою ємністю $C2$ і колом витік-затвор ПТШ2, що має еквівалентну індуктивність L_{SG2} і негативним активним опором $\text{Re}Z_{SG2}$. Наявність цього опору дозволяє компенсувати дисипативні втрати в контурі, що забезпечує посилення сигналу в смузі пропускання.



а)



б)

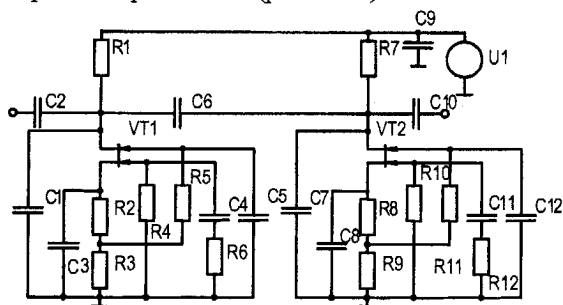
Рис. 3.37. Схема електрична принципова (а) та АЧХ (б) взаємного однорезонаторного СПФ

Для установки робочої точки ПТШ2 в активній області використовується комбіноване коло автозміщення, утворене резисторами $R1-R5$ і конденсатором $C3$, що забезпечує незалежне встановлення напруги зсуву на обох затворах ПТШ2. Як показали результати числового моделювання (рис. 3.37б) такий фільтр у сантиметровому діапазоні частот забезпечує посилення сигналу на центральній частоті $f_0=15,44\text{ГГц}$ близько 3дБ. Його смуга пропускання дорівнює $0,17\text{ГГц}$, а послаблення сигналу на частотах $f_0\pm 1\text{ГГц}$ складає порядку 15дБ. Можливе підвищення коефіцієнта підсилення на f_0 , але як показано в [41], це веде до погіршення температурної і режимної стабільності фільтра.

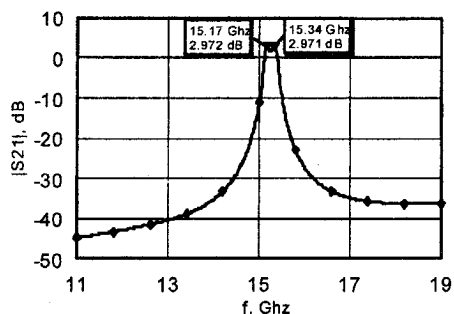
Збільшення послаблення сигналу поза смугою пропускання досягається каскадуванням однорезонаторних взаємних фільтрів. На рис. 3.38а

представлена схема електрична принципова взаємного дворезонаторного СПФ. Володіючи аналогічною з однорезонаторним СПФ смугою пропускання і коефіцієнтом підсилення на f_0 , він має значно більшу величину послаблення сигналу (порядку 40 дБ) і меншу нерівномірність АЧХ у смузі пропускання. Отриманий позитивний результат досягається за рахунок збільшенням у два рази споживаної потужності і приводить до зростання коефіцієнта шуму.

Включення паралельно лінії передачі активного послідовного контуру, утвореного резонуючою ємністю C_2 і еквівалентною індуктивністю L_{SG2} , між витоком і другим затвором ПТШ2, забезпечує реалізацію однорезонаторного СЗФ (рис. 3.39а).



a)



б)

Рис. 3.38. Схема електрична принципова (а) та АЧХ (б) взаємного дворезонаторного СПФ

АЧХ такого фільтра представлена на рис. 3.39б. Він забезпечує послаблення сигналу на частоті 15,6ГГц, що дорівнює 15дБ при втратах у частотній області пропускання сигналу порядку 0,5–1дБ.

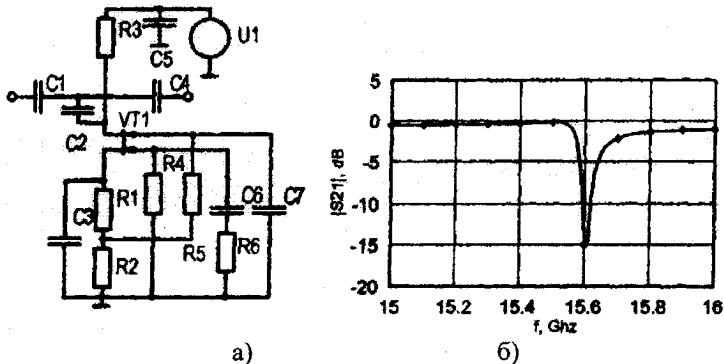


Рис. 3.39. Схема електрична принципова (а) та АЧХ (б) взаємного однорезонаторного СЗФ

Як і при побудові СПФ, можливе каскадування однорезонаторних СЗФ (рис. 3.40а).

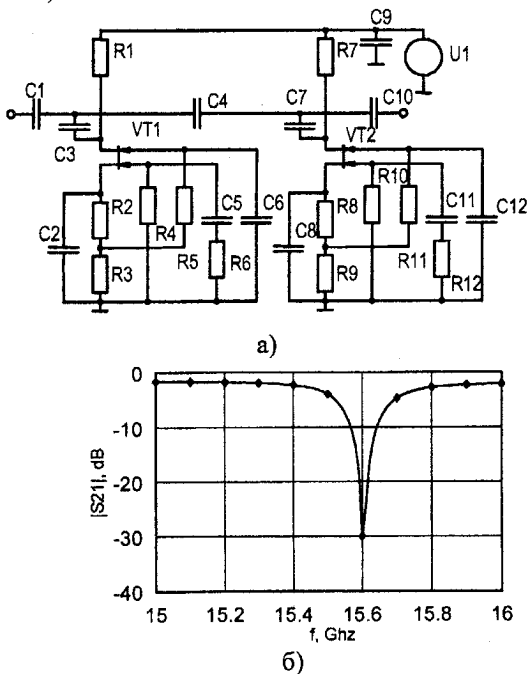
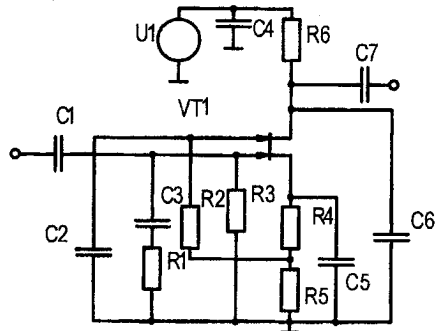
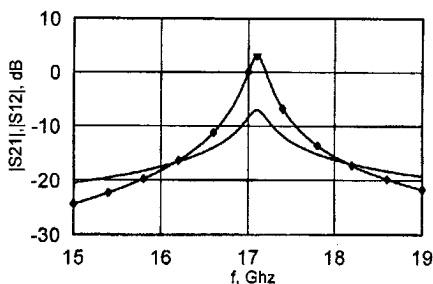


Рис. 3.40. Схема електрична принципова (а) АЧХ (б) взаємного дворезонаторного ПЗФ

При використанні двох каскадів, послаблення в смузі запирання збільшується в два рази (30дБ) при незначному збільшенні втрат (на 1–1,5дБ) у смузі прозорості. Розроблені взаємні активні фільтри мають однакову форму АЧХ при прямій і зворотній передачі сигналу, тобто $|S_{21}|=|S_{12}|$. На базі ПТШІ2 можлива побудова невзаємних активних СПФ у яких $|S_{21}| \neq |S_{12}|$. Схема електрична принципова одного з варіантів однорезонаторного невзаємного активного СПФ представлена на рис. 3.41а. Параметри елементів для схем взаємних та невзаємних СПФ та СЗФ представлені в табл. 3.3.



а)



б)

Рис. 3.41. Схема електрична принципова (а) АЧХ (б) невзаємного однорезонаторного СПФ

У розробленого невзаємного СПФ, також як і у вище розглянутих взаємних фільтрів, використовується активна напівпровідникова індуктивність на базі ПТШІ2, що разом з резонуючою ємністю С6 утворює паралельний коливальний контур, включений паралельно вихідному колу, що забезпечує частотну вибірковість сигналу. Вхідний сигнал, через розділові конденсатори С1 і С5 подається між першим затвором

і витоком ПТШ2, що забезпечує невазємні властивості фільтра. Як видно з рис.76, фільтр забезпечує на частоті 17,1ГГц посилення сигналу на 3дБ, а за смугою пропускання величина послаблення перевищує 20дБ. Величина $|S_{12}|$ на частотах смуги пропускання складає порядку – 8дБ, тобто його коефіцієнт невазємності перевищує 10дБ. Каскадне включення таких фільтрів забезпечує поліпшення в 1,5–2 рази вищезрозглянутих параметрів. Але при цьому, також як і для взаємних фільтрів, зростає споживана потужність і погіршується стабільність.

Таблиця 3.3

Параметри елементів (значення ємності в пФ, опору – Ом)

Номер компонента	Вид фільтра				Невазємний СПФ
	Взаємні				
	СПФ		СЗФ		
Однорезонаторний	2-х резонаторний	Однорезонаторний	2-х резонаторний 2		
C1	18,5	1,3	134	1000	0,1
C2	1	0,12	0,15	1000	1000
C3	1000	1000	1000	0,2	1000
C4	1000	1000	134	510	1000
C5	1000	1000	1000	1000	1000
C6	1000	0,3	1000	1000	0,7
C7	1	0,6	1000	0,2	
C8		1000		1000	
C9		1000		1000	
C10		3,5		1200	
C11		1000		1000	
C12		1000		1000	
R1	5,09	5,09	5,09	5,09	5,5
R2	5,32	5,32	5,32	5,32	10^6
R3	108	108	108	108	10^6
R4	10^6	10^6	10^6	10^6	5,09
R5	10^6	10^6	10^6	10^6	5,32
R6	5,2	4,7	6,5	6,5	108
R7		108		108	
R8		5,09		5,09	
R9		5,32		5,32	
R10		10^6		10^6	
R11		10^6		10^6	
R12		5,2		6,6	

3.3. Розробка й дослідження керованих активних фільтрів

Керованим АФ (КАФ) назвемо АФ, один або кілька параметрів X_{ϕ_i} якого можуть змінюватися під дією керуючого сигналу F за заданим законом керування $X_{\phi_i} = f(F)$ при допустимій нестабільності ΔX_{ϕ_i} в діапазоні керування фіксованих параметрів X_{ϕ_i} [20]. Вони можуть бути взаємними й невзаємними. Класифікація, основні параметри й пропоновані вимоги сформульовані в роботі [40].

Головними факторами, що визначають ефективність КАФ є: метод, використовуваний для керування параметрами; простота схем керування й стабілізації. Керування параметрами КАФ можна здійснювати прямими й непрямими методами. Особливістю розроблювальних КАФ є можливість використання для цілей керування й стабілізації залежності коефіцієнта перетворення УПП від режиму роботи. Це дозволяє використати при побудові КАФ метод погодженого настроювання [42]. Із цією метою, КАФ реалізується у вигляді різних комбінацій УПП, фіксованих і електрично керованих RLC елементів. При реалізації КАФ метод погодженого настроювання полягає в погодженій зміні параметрів схеми таким чином, щоб вона у всьому діапазоні керування працювала поблизу границі стійкості не переходячи її.

Практично будь-який АФ можна перетворити в КАФ, шляхом включення в його схему або керуючих елементів, або змінюючи робочий режим УПП. Характерними в цьому випадку є експериментальні залежності, наведені на рис. 3.7. У першому випадку неконтрольовано змінюється добротність Q_T , а в другому випадку коефіцієнт передачі K_0 , що є звичайно небажаним явищем. Тому потрібна розробка принципів побудови таких одно параметричних КАФ, у яких у процесі управління контролювалися б всі основні параметри. Із цієї метою проведемо аналіз можливостей керування параметрами одно резонаторного АФ (рис. 3.7а), еквівалентна схема якого зображена на рис. 3.42а.

На підставі еквівалентної схеми знаходимо:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad Q_T = \omega_0 / \Delta\omega = 1/G_2P, \quad K_0 = 4G_r^1 G_n^1 / G_2^2, \quad (3.13)$$

де $G_2 = G_r^1 + G_n^1 - G^{(-)}$

З (3.13) випливає, що при керуванні одним з параметрів ω_0 , K_0 , Q_T або $\Delta\omega$ при збереженні сталості інших параметрів, необхідно узгоджено змінювати декілька складових провідності схеми рис. 3.41а. На підставі (6.4.1) побудована таблиця 3.4, що дозволяє визначити, які параметри схеми необхідно змінювати для одержання необхідного закону

керування. З метою синтезу ланцюга, що реалізує необхідний перетворений імітанс запропоновано використати таблиці перетворень, для яких отримані графіки залежностей дійсної й уявної складових перетвореного імітансу від частоти й величини перетвореного імітансу [40].

Таблиця 3.4

Потрібний закон зміни провідностей
однорезонаторного КАФ

Параметр, яким керують	Параметр, що стабілізують	Потрібна залежність провідності еквівалентної схеми		
		L	C	G _Σ
f ₀	K ₀ , Δf	~	—	—
Δf	K ₀ , f ₀	↓	↑	—
K ₀	Δf, f ₀ , Q _T	↓	↑	↓
f ₀	K ₀ , Q _T	↑	↑	—

~ – довільна зміна,

↑ – збільшення,

↓ – зменшення,

— – сталість.

Наприклад при реалізації КАФ на основі УПІ^K, використовується табл.3.5. З її допомогою проведемо синтез КАФ що зберігає: K₀ – const і Δω – const, при ω₀ – var. З табл. 3.4 впливає, що для цього необхідно, щоб B_c – const, G_E – const і B_L – const. З огляду на те, що ω₀ змінюється зворотно пропорційно B_L, для G_E – const необхідно щоб G⁽⁻⁾ мала однаковий знак збільшення як від зміни B_L, так і від ω₀. З табл. 3.5 знаходимо, що цим вимогам відповідає зворотне перетворення УПІ^K індуктивного імітансу. У результаті схема КАФ приймає вигляд, зображений на рис. 3.42б. На рис. 3.43 представлені експериментальні й розрахункові залежності параметрів Δf і f₀ при керуванні ємністю C₁ резонатора (рис. 3.42а) і трансформує індуктивністю, L₁ (рис. 3.42б). Розрахунок і експериментальні дослідження наведені для КАФ на транзисторах типу КТ372В. Аналіз графіків показує, що при керуванні квазірезонансною частотою від 500 до 710 МГц шляхом зміни L₁, нестабільність смуги пропускання не перевищує ±5%. а коефіцієнта передачі – 5,1%. При керуванні шляхом зміни величини ємності C₁ квазірезонансною частотою від 500 до 550 ГГц маємо відповідно – 102% і 55,5%, що значно перевищує нестабільність параметрів синтезованого КАФ.

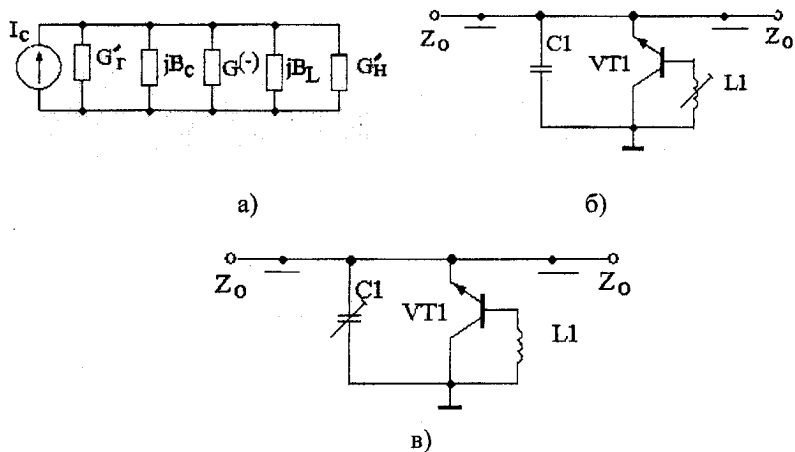


Рис. 3.42. Еквівалентна схема однорезонаторного взаємного КАФ (а) та варіанти його реалізації (б, в)

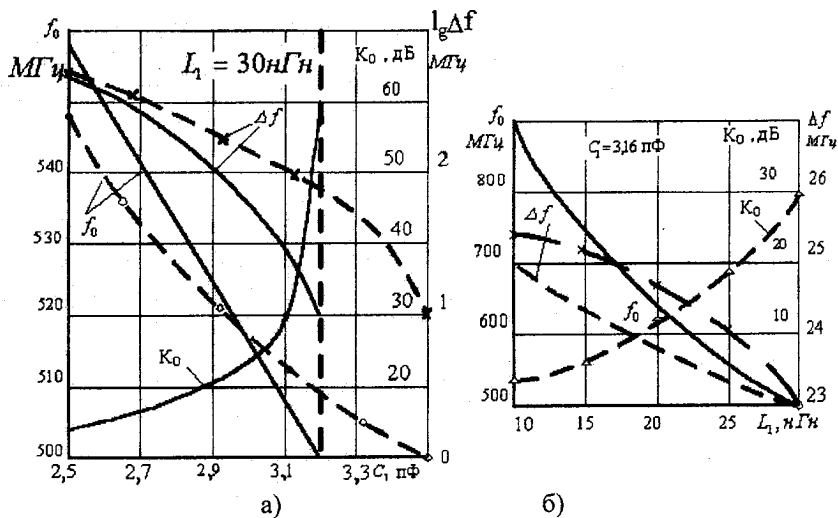


Рис. 3.43. Експериментальні - - - і розрахункові — залежності параметрів одно резонаторного КАФ при управлінні ємністю C_1 (а) і перетвореною індуктивністю L_1 (б)

Характеристики КЕ на основі УПІ^К

Схема включення КЕ в УПІ	Перетворена речовинна складова провідності $\text{Re}Y_{\text{вх}}^K (Y_{\text{вх}}^K)$	Перетворена уявна складова провідності $\text{Im}Y_{\text{вх}}^K (Y_{\text{вх}}^K)$
	$-\frac{\omega_T}{\omega^2 L_r}$	$\frac{1}{j\omega L_r}$
	$\omega_T C_r$	$j\omega C_r$
	$\frac{1}{R_r}$	$\frac{\omega_T}{j\omega R_r}$
	$\frac{\omega_T}{L_H(\omega_T^2 + \omega_H^2)}$	$\frac{j\omega}{L_H(\omega_T^2 + \omega_H^2)}$
	$\frac{\omega^2 \omega_T C_H}{\omega_T^2 + \omega_H^2}$	$\frac{j\omega^3 C_H}{\omega_T^2 + \omega_H^2}$
	$\frac{\omega^2}{R_H(\omega_T^2 + \omega_H^2)}$	$\frac{j\omega \omega_T}{R_H(\omega_T^2 + \omega_H^2)}$
	$\frac{\omega_T^2 - \omega^2}{R_r \omega^2}$	$\frac{2\omega_T^2}{j\omega R_r}$

Спостережувана кількісна розбіжність результатів розрахунку й експерименту пояснюється використанням при побудові табл. 3.5 наближені вираження для функції перетворення T^k . Точніший розрахунок при проектуванні КАФ виконується з використанням W- або S- параметрів транзистора [43, 44].

Стабілізація параметрів КАФ можлива також шляхом введення коригувальних ланцюгів, які розділимо на два види: ланцюги, що впливають на коефіцієнт перетворення УПП; ланцюги, що впливають на перетворений імітанс. Найбільш ефективний вплив на коефіцієнт перетворення реального УПП шляхом зміни струму емітера. На рис. 3.44а представлена принципова схема КАФ, що використовує коригувальний ланцюг даного виду [45].

Використання даної корекції дозволяє в дециметровому діапазоні частот забезпечити стабільність коефіцієнта передачі (± 1 дБ) при зміні f_0 на $+10\%$. Недоліком цього виду корекції є додаткові витрати потужності джерела енергії, які при використанні малопотужних транзисторів типу ГТ313, КТ3101, КТ3115 становлять порядку $(5+10)\%$ загальної споживаної потужності. Економічнішим є коригувальний ланцюг другого виду (рис.3.44б) [46].

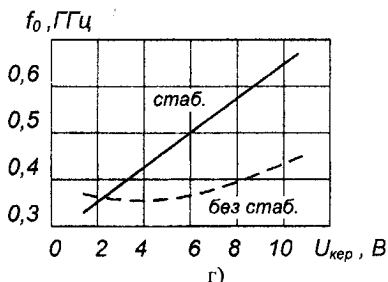
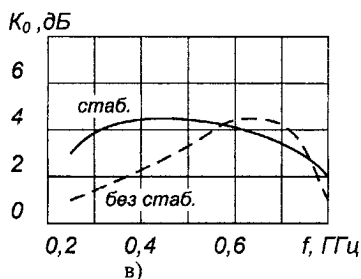
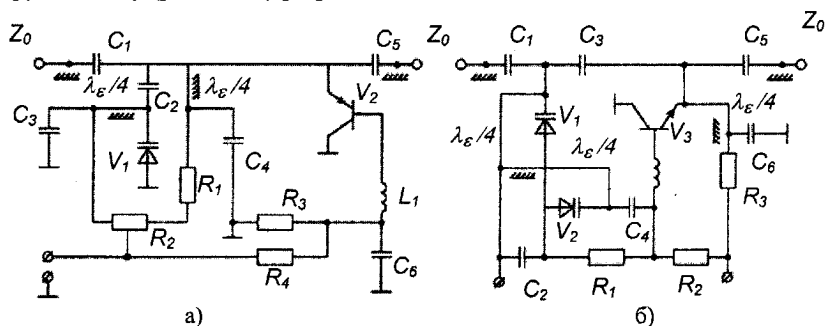


Рис. 3.44. Різновиди КАФ з корекцією коефіцієнта перетворення УПП (а) і перетворюючого імітансу (б), а також їхньої характеристики (в, г)

У режимі керування відбувається синхронна зміна напруг на варикапі V_1 , резонатора й корегуючі варикапі V_2 . Це дозволяє (рис. 3.44г) у діапазоні частот $0,3 - 0,7$ ГГц забезпечити стабільність K_0 не гірше $\pm 0,25$ дБ і додатково підвищує крутість керування квазірезонансної частоти f_0 .

Розглянуті КАФ є однопараметричними. При побудові багатопараметричних КАФ ускладнюється в основному низькочастотний ланцюг керування, а методика синтезу не змінюється. Розглянемо реалізацію ланцюга керування багатопараметричного КАФ, у якого: забезпечується роздільне керування абсолютною смугою пропускання Δf при фіксованих значеннях частоти f_0 і коефіцієнта передачі K_0 ; і частотою f_0 при фіксованих значеннях абсолютної смуги пропускання Δf і коефіцієнта передачі K_0 (рис.3.45).

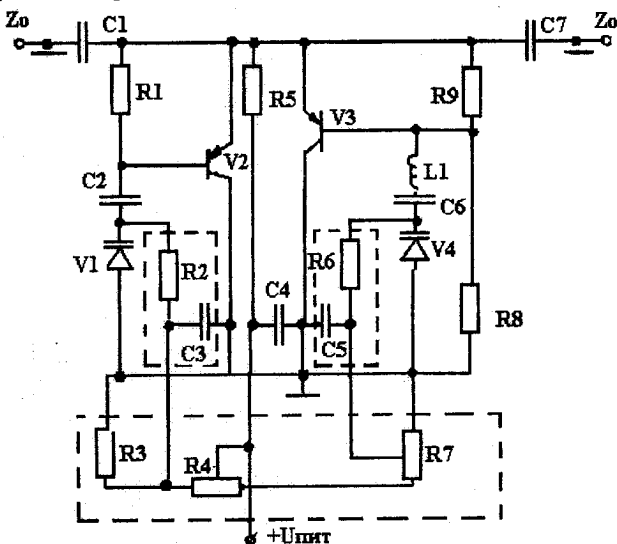
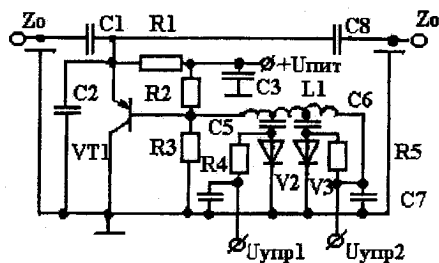


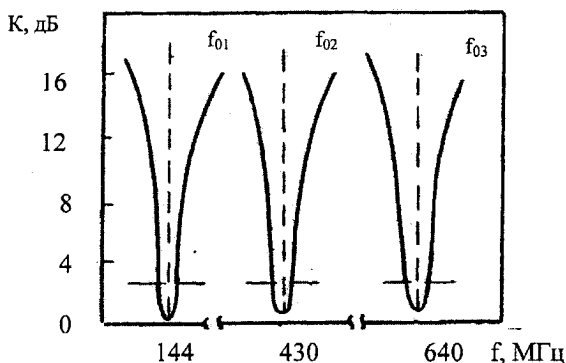
Рис. 3.45. Багатопараметричний КАФ

Експериментальний зразок даного КАФ, виконаний на транзисторі типу КТ3114 у вигляді гібридної мікросхеми на частоті $f_0 = 2$ ГГц забезпечує: 50% керування за допомогою резистора R_4 абсолютною смугою пропускання при нестабільності в процесі керування квазірезонансної частоти $\pm 0,5\%$ і коефіцієнта передачі $\pm 0,5$ дБ; 20% діапазон керування з допомогою резистора R_7 частотою f_0 , при нестабільності коефіцієнта передачі K_0 не більше ± 1 дБ і абсолютної смуги пропускання Δf не більше $\pm 3,2\%$.

Розглянуті КАФ відносяться до групи аналогових і їхній діапазон частотної перебудови обмежений коефіцієнтом перекриття по реактивному параметрі керуючого елемента. Цей недолік відсутній у дискретному КАФ. Його основними вузлами є: УПІ, ланцюги, що забезпечують формування необхідного імітансу й ланцюга комутації. Наприклад, для керування центральною частотою f_0 , при збереженні постійними абсолютної смуги пропускання Δf і коефіцієнта передачі K_0 , здійснюється зміна величини перетвореної індуктивності L_1 (рис. 3.48а) шляхом секціонування її й шунтування частин секцій за допомогою р-і-п діодів V_2 і V_3 .



а)



б)

Рис. 3.46. Принципова схема (а) та АЧХ (б) КАФ з дискретним керуванням

При використанні в якості УПІ уніполярного транзистора типу ЗПЗ21, р-і-п діодів типу А517 і перетвореної індуктивності L_1 у вигляді

ді відрізка мікросмугової лінії типу "меандр" з характеристичним опором 300 Ом, отримані АЧХ типу рис. 3.46б.

Принципи керування параметрами незв'язаних КАФ, аналогічні принципам використовуваним у зв'язаних КАФ. По структурній побудові такі КАФ діляться на три групи: із частковою комутацією елементів (рис. 3.47а), з комутацією складного частотнозалежного імпедансу (рис. 3.47б) і з комутацією каналів КАФ (рис. 3.47в). В КАФ першої групи як керуючі елементи використовуються р-і-п діоди, за допомогою яких закорочується частина L або C елементів пасивної RLC ланцюга на вході або виході УПН.

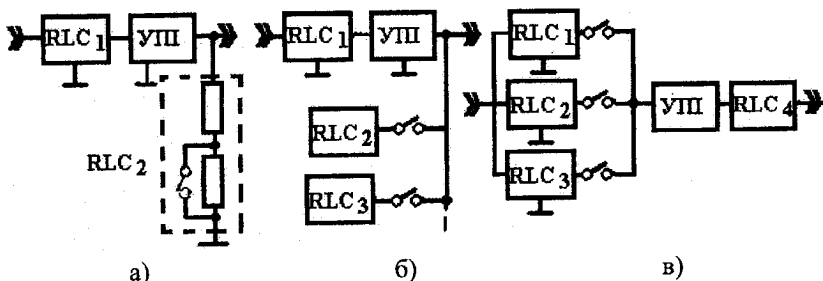


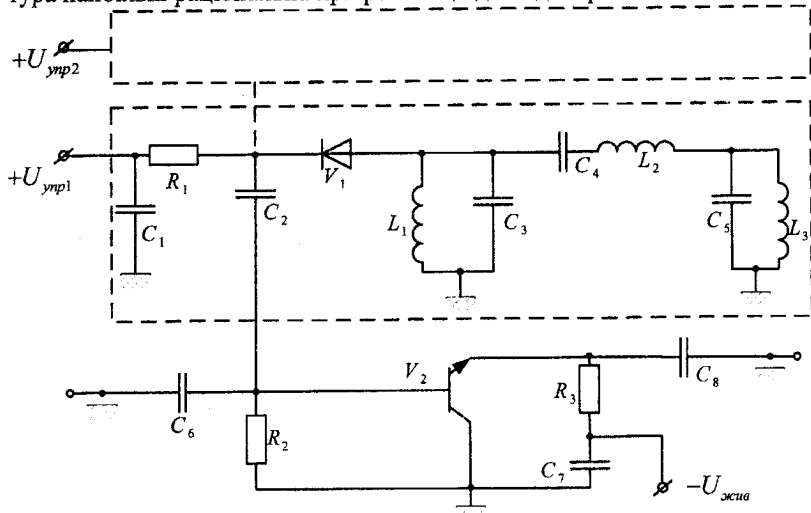
Рис. 3.47. Структурні схеми незв'язаних КАФ з дискретним керуванням

В КАФ другої групи ланцюги, що реалізують складні частотнозалежні імпеданси (у найпростішому випадку L або C елементи), підключаються до входу або виходу УПН за допомогою комутаторів. Перевагою такої структури незв'язаного КАФ є незалежне настроювання параметрів пасивних ланцюгів, що комутують RLC, на кожний дискрет. Як показали дослідження УАЗ, зображеного на рис. 3.48а, ця незалежність досягається при забезпеченні розв'язки комутуючим ланцюгом більш ніж на 15 дБ, що дозволило здійснювати комутацію за допомогою одного р-і-п діода типу КД309, при струмі комутації в режимі "відкрито" 10 мА й напрузі в режимі "закрито" -5В.

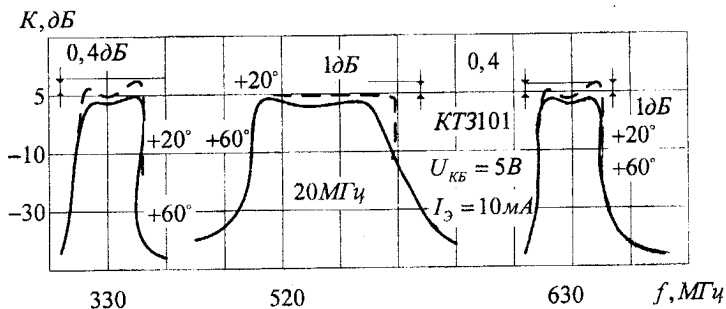
Представлені експериментальні АЧХ рис. 3.48б показують можливість незалежного формування АЧХ на різних дискретах: на нижчій (330 МГц) і вищій (630 МГц) частотах формувалися АЧХ із однаковими абсолютними смугами пропускання ($f = 15$ МГц), а на середній частоті (520 МГц) абсолютна смуга пропускання дорівнює 40 МГц.

Недоліком розглянутої структури є труднощі її настроювання у випадку реалізації широких смуг пропускання. Ці недоліки відсутні у незв'язаних КАФ з комутуваними каналами (рис. 3.49а).

Експериментальне дослідження, проведене на УПІ^к із використанням транзистора типу КТ640, показали (рис. 3.49б), що при комутації вхідного RLC ланцюга можливе використання тільки одного комутатора зі сторони УПІ^к, вплив відключаемого RLC₁₁ кола на сусіднього RLC₁₂ ланцюга коректується зміною величини ємності С₇. Дана структура найбільш раціональна при реалізації двох-дискретного КАФ.



а)



б)

Рис. 3.48. Принципова схема (а) та АЧХ (б) невзаємного КАФ з комутацією складного частотно-залежного імпедансу

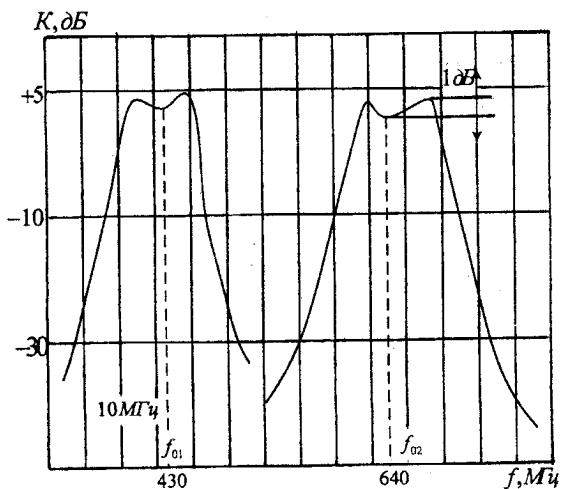
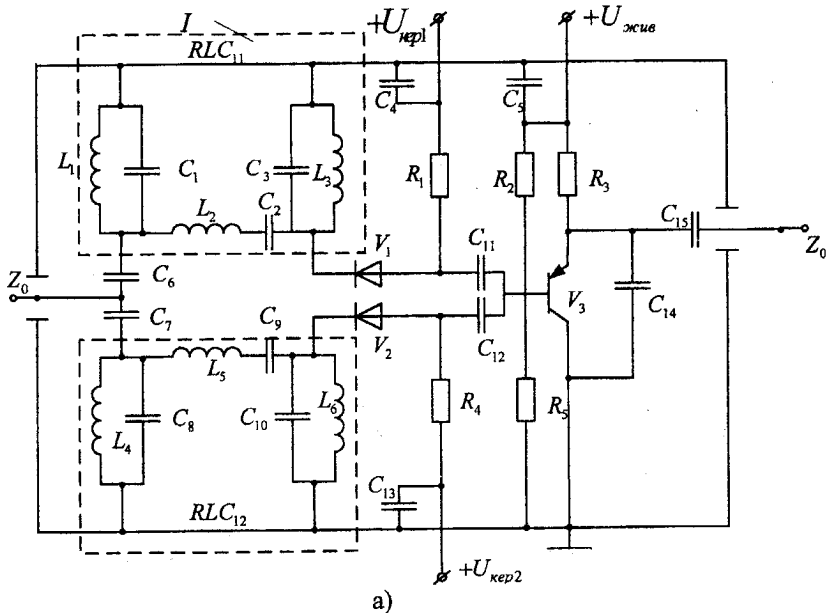
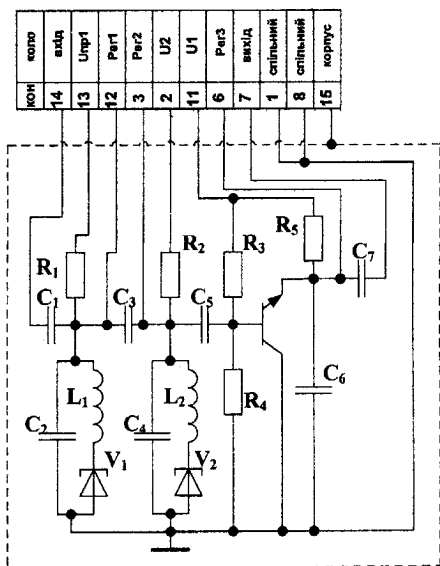
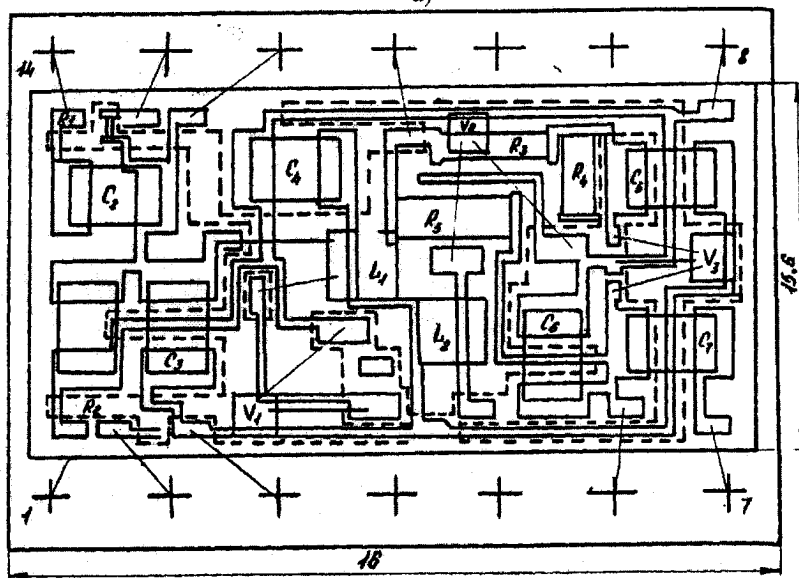


Рис. 3.49. Принципова схема (а) і АЧХ (б) невзаємного КАФ з комутацією каналів



а)



б)

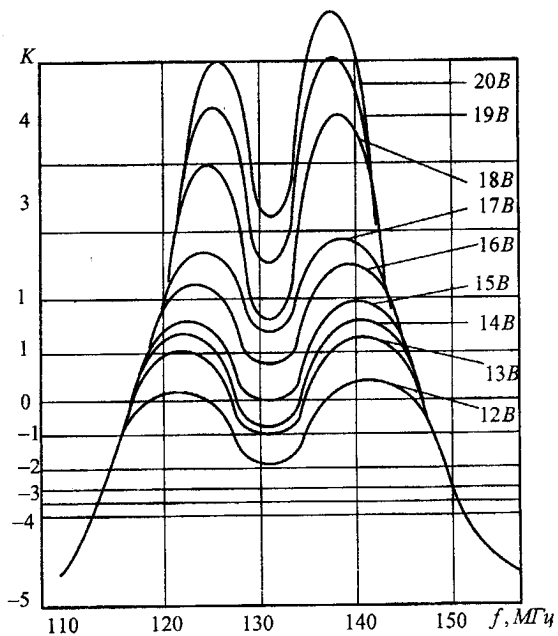
Рис. 3.50. Принципова схема (а) та топологія (б) мікросхеми 5U708

Для реалізації КАФ з аналоговим керуванням, у якості КЕ використовуються варикапи й р-і-п діоди, а для цілей корекції змінюється робоча точка УП. Найбільш характерними є два завдання: забезпечення аналогового керування квазірезонансної частоти у широкому діапазоні частот; забезпечення дистанційного підстроювання параметрів КАФ, що перебуває в недоступній зоні. Остання група КАФ ставиться в КАФ з електронним підстроюванням. У розробленій мікросхемі типу 5У708 (див. рис. 3.50), для підстроювання центральної частоти смуги пропускання в межах $f_0 \pm \Delta f$ у схему введені варикапи V_1 і V_2 , змінюючи напругу на яких U_{y1} та U_{y2} , здійснюється компенсація індуктивного опору індуктивностей L_1 і L_2 , за рахунок чого й здійснюється підстроювання частоти f_0 .

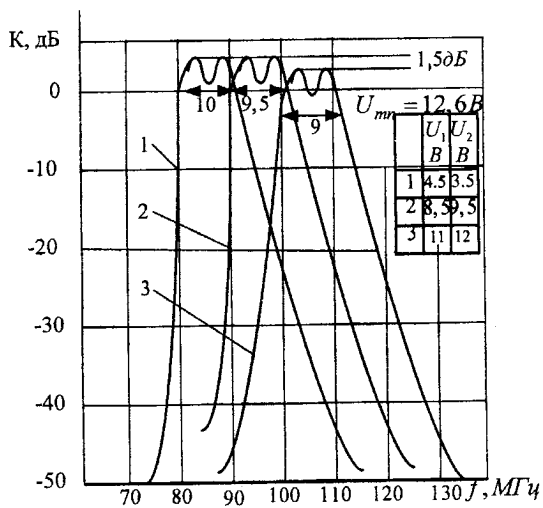
Комплект складається з 3-х фільтрів, розрахованих на частоти $f_0 = 95$ МГц, 120 МГц і 200 МГц. Фільтри виконані з використанням УП^К на транзисторі КТ354. Всі фільтри виконані по єдиній топології (див. рис. 3.50б) у вигляді гібридних мікросхем на ситалі марки СГ50 і в метало-скляному корпусі типу І5-І.І5-2. Керування здійснюється варикапами типу 2ВП4. АЧХ розроблених мікросхем представлені на рис. 3.51а, б. Додаткове регулювання можливе також шляхом зміни напруги живлення. Як видно з рис. 3.51а зміна цієї напруги від 12 В до 20 В забезпечує регулювання коефіцієнта передачі K_0 на 7 дБ. Наявність ДНО на вході або виході УП дозволяє розширити діапазон перекриття, як показано в підрозділі 6.2 в \sqrt{m} раз.

Найважливішими параметрами КАФ є діапазон перебудови й швидкість керування. Швидкість перебудови визначається трьома основними факторами: постійної часу $\tau_{УП}$ перехідного процесу в УП, постійної часу $\tau_{КЕ}$ перехідного процесу в КЕ й постійної часу t_y перехідного процесу в ланцюгах керування. Найбільші обмеження на швидкість перебудови КАФ накладають перехідні процеси в ланцюгах керування, тому що зменшення постійної часу цих ланцюгів веде до погіршення вибірковості й перешкодозахищеності КАФ. У дециметровому діапазоні частот воно становить порядку $0,01 + 0,1$ мкс.

Слід зазначити ще один важливий параметр, що характеризує розглянуті АФ – це широкий діапазон їхньої реалізації. Вони можуть бути реалізовані на частотах від одиниць кілогерц до десятків гігагерц.



a)



б)

Рис. 3.51. Амплітудно-частотні характеристики мікросхеми 5У708

3.4. Логічні пристрої

Одним з нових напрямків реалізації логічних пристроїв для інформаційних систем з фазочастотним кодуванням інформації є реалізація їх на базі інжекційно-пролітних ефектів виникнення ДНО у багатоелектродних напівпровідникових структурах [27, 47].

У якості ключових логічних пристроїв запропоновано використати послідовний (рис. 3.52а) і паралельний (рис. 3.52б) квазіактивні коливальні контури, утворені УПП на транзисторі V_1 і ємністю [18] C_1 .

Контури підключаються до лінії передачі, по якій поширюються або опорні $U_{\text{н}}$, або керуючі $U_{\text{вк}}$ електромагнітні коливання. У схемі на рис. 3.52а керуючий гармонійний сигнал $U_{\text{вк1}}$ когерентний опорному сигналу $U_{\text{н}}$, подається на емітерний перехід транзистора VT_1 . Величина ємності C_1 вибирається таким чином, щоб її опір на частоті опорного сигналу $f_{\text{н}}$ було високим. При відсутності керуючого сигналу $U_{\text{вк1}}=1$, опорний сигнал майже без втрат надходить на вихід. При подачі керуючого сигналу частотою $f_{\text{н}}$ і з фазовою затримкою $\varphi_{\text{вк1}} > \pi/2$ у схемі забезпечується резонанс напруг. Опорний канал шунтується низьким опором ланцюга C_1 і амплітуда вихідного сигналу зменшується, що відповідає функції інвертування.

У логічному пристрої (рис. 3.52б) величина ємності вибирається таким чином, щоб її опір на робочій частоті був низьким і, при відсутності керуючих сигналів $U_{\text{вк1}}$ і $U_{\text{вк2}}$ шунтував вихідний ланцюг. При одночасній подачі керуючих сигналів $U_{\text{вк1}}$ і $U_{\text{вк2}}$, фазове зрушення між якими перевищує $\pi/2$ радіан, у ланцюзі C_1 - $Z_{\text{вих}}$ реалізується резонанс струмів і на виході логічного пристрою з'являється опорний сигнал. У такий спосіб схема забезпечує логічну функцію "І".

Використовуючи запропоновані ключові схеми, розроблені логічні пристрої, що реалізують функції: АБО - НІ (рис. 3.52в) і І (рис. 3.52г), на n - не число входів. Таким чином, запропонований комплект логічних пристроїв має функціональну повноту.

Принципова електрична схема двох інверторів, об'єднаних в одну мікросбірку і їхню топологію зображені на рис. 3.53а. (Розмір підкладки 15×12 мм. Опорна частота – 0,3 ГГц).

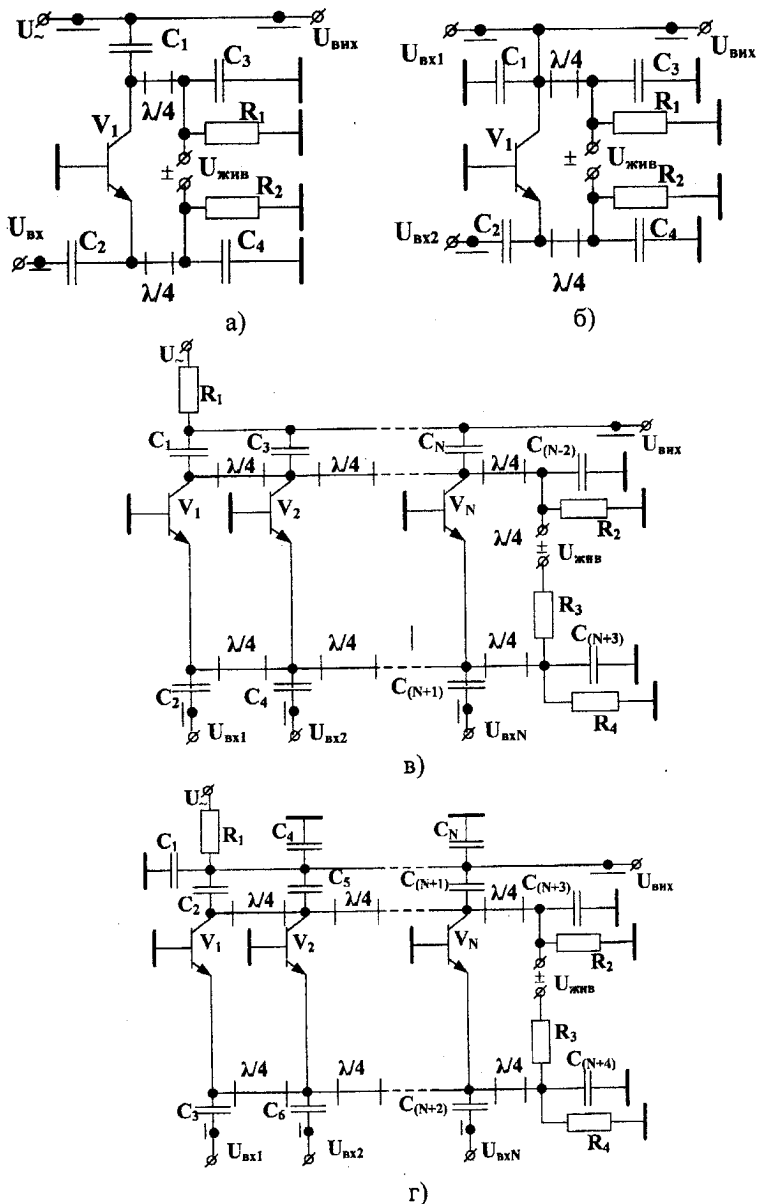
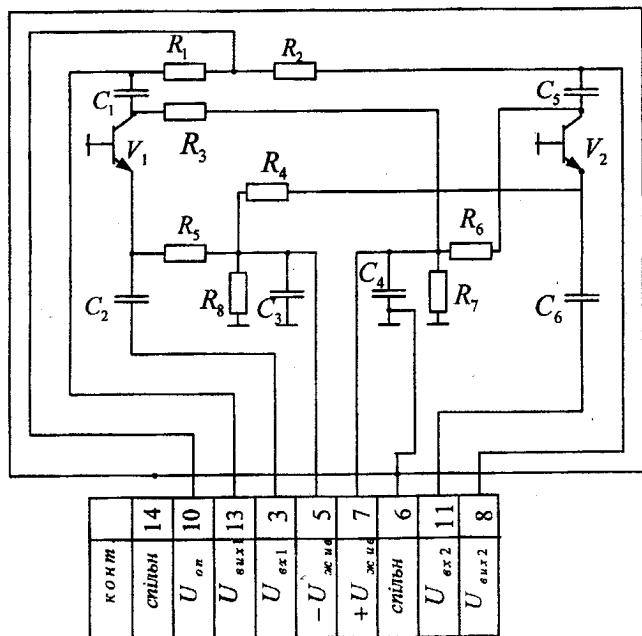
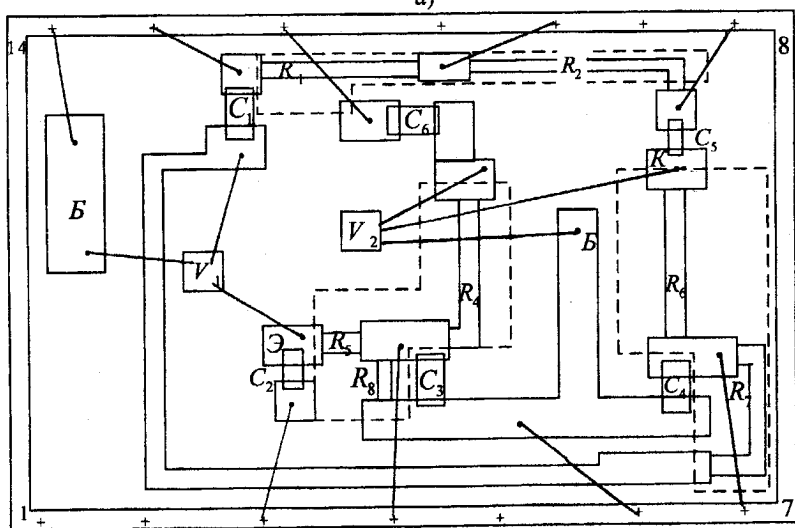


Рис. 3.52. Радиочастотні логічні схеми ІІ (а), І (б, г) та АБО-ІІ (в) на основі транзисторних УПІІ



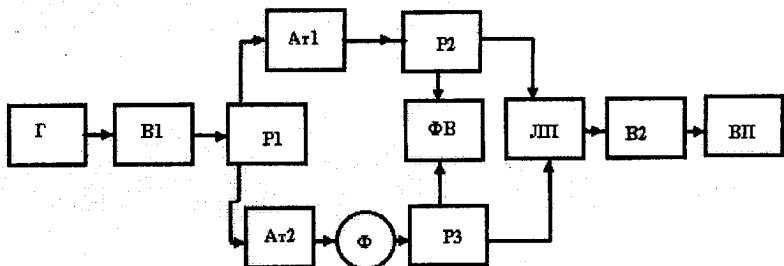
а)



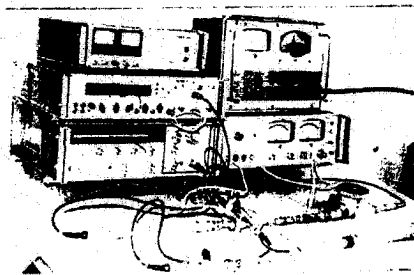
б)

Рис. 3.53. Принципова схема (а) та топологія (б) мікробірки двох радіочастотних інверторів

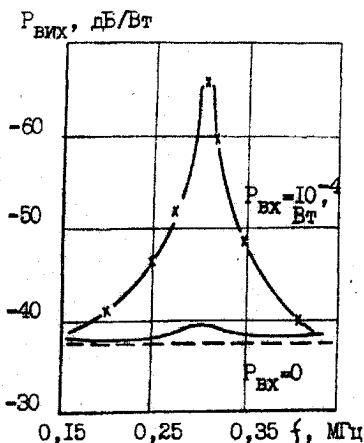
Експеримент проводився на вимірювальному комплексі, структурна схема й загальний вигляд якого зображені на рис. 3.54а. Комплекс забезпечує проведення випробувань у діапазонах: частоти (0,1 – 1 ГГц) шляхом перебудови вимірювального генератора Г; амплітуди сигналу, змінюваної плавними атенюаторами Ат1 і Ат2 на 40 дБ; фази сигналу, що задається за допомогою фазообертача у межах π радіан.



а)



б)



в)

Рис. 3.54. Структурна схема (а), загальний вигляд (б) вимірювального комплексу та АЧХ (в) радіочастотного інвертора. На рисунку:

Г – вимірювальний генератор, В1 та В2 – вентиля;
 P1, P2 та P3 – розгалужувачі; Ат1 та Ат2 – атенюатори; Ф – фазообертач; ФВ – фазовий вольтметр; ЛП – логічний пристрій;
 ВП – вимірювач потужності

динамічному діапазоні 80 дБ (логічне І). При подачі керуючого сигналу когерентного з опорним і зрушеним по фазі на 95° , здійснювалося заглушення опорного сигналу на 30 дБ тобто в 1000 разів (логічний 0). Зміна частоти керуючого сигналу щодо опорного веде до зменшення заглушення зі швидкістю 1,5 дБ/МГц (рис. 3.54б). Аналогічний ефект спостерігається при зміні фази керуючого сигналу щодо її робочого значення. Зміна потужності керуючого сигналу в динамічному діапазоні 50 дБ не впливає на результуючий сигнал. Наведені результати вказують на високу перешкодозахищеність такого логічного пристрою.

Дослідження подвійної уніполярної структури із затвором Шоттки (ДПШЗ), дозволили розробити комплект незаяснених радіочастотних логічних схем, виконуючих функції І, АБО, НІ (рис. 3.55).

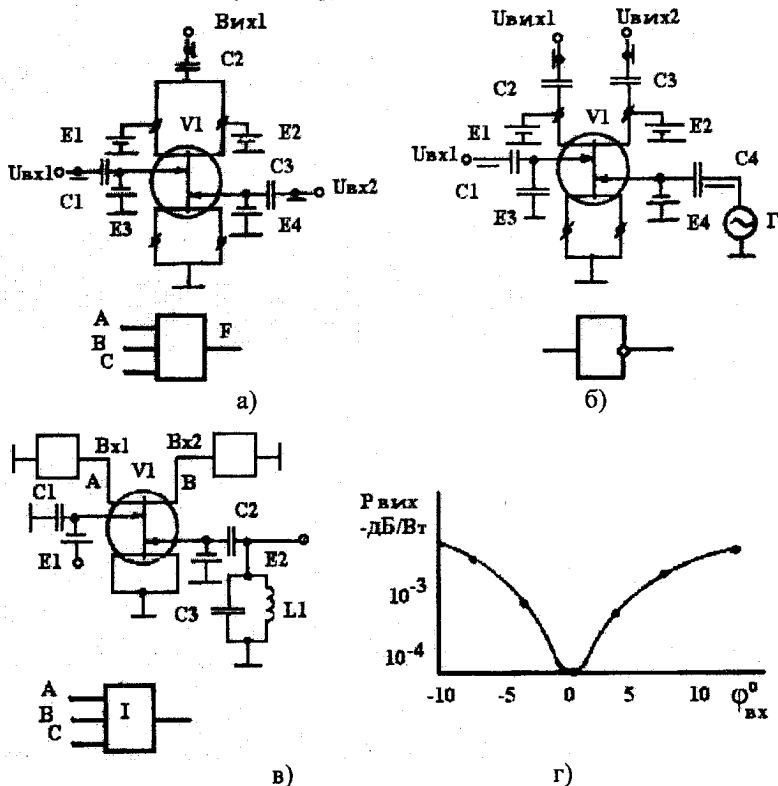


Рис. 3.55. Радіочастотні логічні схеми АБО (а), НІ (б), І (в) та залежність потужності вихідного сигналу від фази сигналу керування (г) в схемі (а)

На рис. 3.55а представлена принципова схема, що реалізує функцію АБО. Вона складається із ДПТШ2, що перебуває в активному режимі. При подачі гармонійного сигналу на кожній із входів, на виході з'являється посилений сигнал.

Як показали експериментальні дослідження, зміна сигналу $U_{\text{вх1}}$ або $U_{\text{вх2}}$ у діапазоні 40 дБ забезпечувало лінійність динамічної характеристики логічного пристрою. Коефіцієнт підсилення становить 5,6 дБ на частоті 1 ГГц. Чутливість кожного входу регулюється зміною зсуву на затворах і при $U_{31} = -1,8$, $U_{32} = -2,1$ В вона дорівнює 0,2 + 0,3 мА/В. У відмінності від взаємної схеми АБО, НІ, що призначена для роботи на цілком певній частоті, дана схема є широкосмужовою. За рівнем коефіцієнта передачі 1 дБ її робоча смуга частот дорівнює 15,8%.

Схема, представлена на рис.3.55б. реалізує логічну функцію НІ. Джерело опорного сигналу Γ модулює щільність електронних потоків за гармонійним законом і при відсутності сигналу на клемі Вх І, на вихідних клемках існують посилені синфазні гармонійні сигнали. При подачі на клему Вх І керуючого сигналу із частотою опорного сигналу, але зрушеного щодо останнього на кут $\pm 180^\circ$, відбувається перемодуляція електронних потоків і, у результаті суперпозиції, на виході логічного пристрою амплітуда гармонійного сигналу стрибкоподібно зменшується.

У відмінності від попередньої схеми, робоча смуга частот даного логічного пристрою вже й становить на частоті $f_0 = 1$ ГГц порядку 100 МГц. Друга його особливість полягає в чутливості до фази вхідного сигналу. Як видно з рис. 3.55г, зміна фази вхідного сигналу $\varphi_{\text{вх}}$ щодо опорного коливання на $\pm 5^\circ$ веде до зменшення сигналу на кожному з виходів на 5 дБ, з порівнянням з оптимальним.

Як логічний пристрій, що реалізує логічну функцію І використається схема, зображена на рис. 3.55в. При відсутності керуючих сигналів $U_{\text{вх1}} = 0$ і $U_{\text{вх2}} = 0$ крізь міжзатворний проміжок проходять немодульовані два електронних потоки й у контурі $L_1 C_3$ коливання відсутні. При подачі хоча б одного керуючого сигналу, відповідно до теореми Рамо, у міжзатворному проміжку наводиться змінний струм. Аналогічний ефект спостерігається при подачі другого керуючого сигналу $U_{\text{вх2}}$. З роздільною появою керуючих сигналів, електронна провідність міжзатворного проміжку залишається позитивною. При їхній одночасній появі електронна провідність стає негативною й у контурі $L_1 C_e$ виникають незатухаючі гармонійні коливання, що відбуваються в перелігу часу надходження сигналів $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$. Це відповідає реалізації логічної функції І.

Зрив коливань спостерігається не при повнім зникненні одного із сигналів $U_{вх1}$ або $U_{вх2}$, а при їхньому зменшенні до величини 10 мкВт або перевищенні рівня 100 мкВт. Зміна потужності керуючих сигналів у цих межах, викликає зміну на $\pm 2,5$ МГц частоти генеруємих коливань, що пояснюється впливом мнимой складової електронної провідності області дрейфу.

Час перемикання розроблених логічних пристроїв, оцінене на частотах 1 і 3 ГГц [49], відповідно дорівнює $15 \div 20$ нс і $6 \div 10$ нс. Середня потужність сигналу, затрачувана на перемикання становить 10^{-6} Вт, тобто $P \approx 6 \cdot 10^{-13} + 2 \cdot 10^{-14}$ Вт в діапазоні частот 1 – 3 ГГц.

Використовуючи властивості УПІ на основі багатоелектродних напівпровідників структур, запропонований радіочастотний тригер (рис. 3.56а) з лічильним запуском, який забезпечує у кожному з стійких станів генерацію електромагнітних коливань заданої частоти [48].

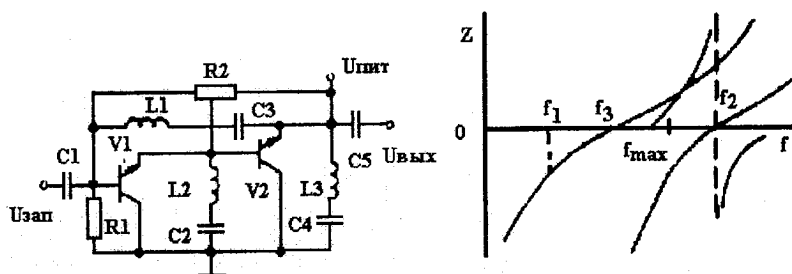


Рис. 3.56. Радіочастотний тригер (а) та частотна залежність опору його контурів (б)

Принцип роботи тригера заснований на динамічній нестабільності УПІ^к. Транзистор VT_1 вибирався малопотужним, типу ГТ313, а транзистор VT_2 – великої потужності, типу КТ919, що забезпечувало усталену роботу схеми на частоті f_2 . У першому стійкому стані забезпечувалася генерація сигналу на частоті $f_1 = 0,5$ ГГц потужністю 3 мВт, а у другому стійкому стані на частоті $f_2 = 2,5$ ГГц потужність 10 мкВт. Керування тригера здійснюється радіоімпульсом з середньою потужністю $P_{упр} = 2$ мВт та тривалістю 10^{-5} с.

3.5. Кодувальні пристрої

Багатоелектродні напівпровідникові структури, що мають ДНО, знаходять застосування при кодуванні гармонійних електричних сигналів, інформаційними параметрами яких є: амплітуда, фаза й частота,

а відповідні їм пристрої, що кодують, підрозділяються на амплітудні, фазові й частотні модулятори [8]. Основні переваги пристроїв, що кодують, на основі багатоелектродних напівпровідникових структур, що мають ДНО, проявляються в діапазонах високих і надвисоких частот. На цих частотах амплітудна модуляція здійснюється за допомогою електронно-керованих атенюаторів, фазова модуляція – за допомогою електронно-керованих фазообертачів, частотна модуляція – за допомогою електронно-керованих коливальних контурів (резонаторів).

Розглянемо найефективніші запропоновані технічні рішення пристроїв, що кодують, на основі багатоелектродних напівпровідникових структур, що мають ДНО.

На рис. 3.57 представлено високочастотну частину схеми атенюатора, що забезпечує плавне керування коефіцієнтом передачі K_0 зі збереженням постійними абсолютної і відносної смуг пропускання [50, 51]. Робота атенюатора заснована на синхронному регулюванні двох елементів схеми – активного опору $R1$ і ємності $C1$.

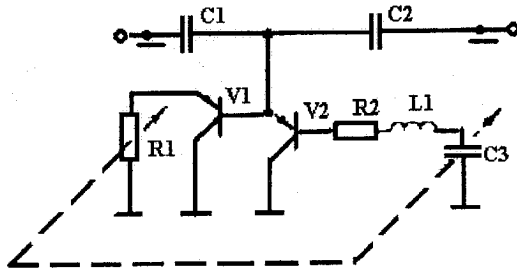


Рис. 3.57. Високочастотна частина схеми частотно-вибіркового атенюатора

Використання в якості керованої ємності C_1 варикапів типу KB109A, а в якості керованого активного опору $R1$ діода типу AA517, дозволило реалізувати на транзисторі КТ3101 атенюатор, що забезпечує стабільність центральної частоти $f_0 = 1200 \text{ МГц} \pm 1 \text{ МГц}$ і абсолютної смуги пропускання $\Delta f_0 = 10 \text{ МГц} \pm 0,5 \text{ МГц}$ у діапазоні керування коефіцієнтом передачі $\pm 10 \text{ дБ}$.

Властивості УПІ як КЕ дозволяють реалізувати на його основі мініатюрні фазообертачі, що мають малі втрати сигналу й більший діапазон зміни фазового зрушення [52, 53, 54]. З огляду на те, що загальна теорія фазообертаючих пристроїв досить повно розглянута в низці праць [2, 4], оцінимо можливості застосування багатоелектродних напівпровідникових структур у НВЧ фазообертачах на прикладі одиноч-

ного фазообертаючого елементу відбивного типу, що дозволить судити про його можливості при використанні в більш складних цілях. При використанні вихідного імітансу УПІ^К у режимі перетворення речовинного імітансу ReW_{Γ} можлива реалізація фазообертача (рис. 3.58а), що забезпечує плавне керування аргументом коефіцієнта відбиття на 200° шляхом зміни струму емітера (рис.3.58б), але при цьому втрати у фазообертачі у всьому діапазоні керування великі [55], що пояснюється низькою добротністю перетвореного імітансу.

Застосування індуктивного перетворюваного імітансу дозволяє підвищити модуль коефіцієнта відбиття (рис. 3.58в), але при цьому діапазон керування аргументом коефіцієнта відбиття знижується до 140° . Трохи кращі результати при використанні двохкаскадного УПІ^К [152]. У цьому випадку забезпечується фазове зрушення порядку 155° (рис. 3.58в). Недоліком такого фазообертача є зміна величини втрат від 12 дБ при $I_3=0$ до 0дБ при $I_3=9\text{мА}$ (транзистор типу КТ3101). Для поліпшення цієї характеристики була запропонована схема фазообертача з компенсацією втрат (рис. 3.59а).

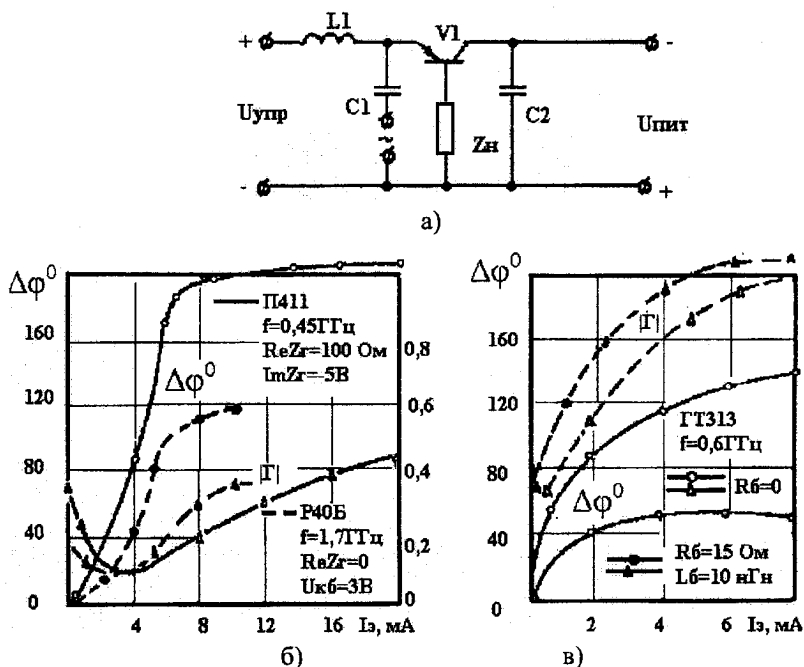
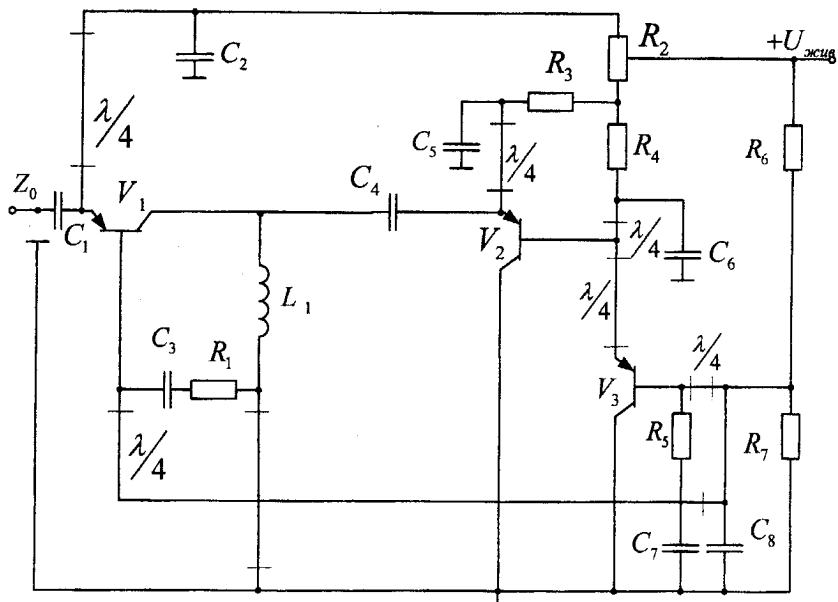
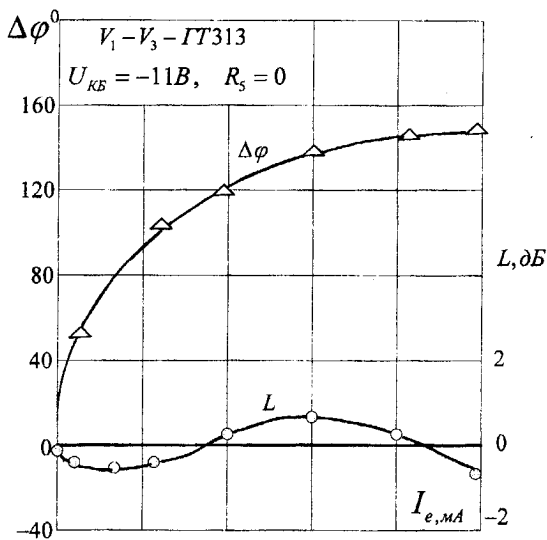


Рис. 3.58. Принципова схема (а) та характеристики керування (б, в) відбиваючого фазообертача на основі УПІ^К



а)



б)

Рис. 3.59. Принципова схема (а) та характеристика керування (б) фазообертача з компенсацією втрат

Втрати в такому фазообертачі у всьому діапазоні керування не перевищують $\pm 0,7$ дБ (рис. 3.596). Потужність, затрачувана на керування в розглянутих фазообертачах, може бути знайдена з виразу $P_{упр} = NI_2 U_{еб}$, де $N=1,2,3 \dots$ – число каскадів УПІ, і становить порядку 10 мВт на один каскад.

Зменшення потужності керування досягається шляхом керування величиною перетворюваного імітансу за допомогою варикапа (рис. 3.60а). В експериментальному фазообертачі на транзисторі ГГ313 з використанням варикапа типу КВІІ2 був досягнутий діапазон керування 260° при зміні втрат від 1,5 до 9 дБ (рис. 3.60в). Потужність, затрачувана на керування в такому фазообертачі, не перевищує $P_{упр} < 3 \cdot 10^{-6}$ Вт.

Розглянуті фазообертачі використовують аналогове управління. При реалізації оптимальних інформаційних систем, так само потрібні дискретні фазообертачі з різною величиною дискрета [56].

Цей режим реалізується у фазообертачі, схема якого зображена на рис.3.60б. Він складається з однокаскадного УПІ^в, на вході якого включений перетворюваний імітанс індуктивності L_1 , а вихід підключений до вихідних клем. Робота фазообертача заснована на керуванні перетворюваним імітансом, шляхом зміни полярності напруги, прикладеного між джерелом і стоком польового транзистора.

Такий фазообертач, що використовує кристал транзистора ЗП325, на частоті 0,5 ГГц забезпечує 180° дискрет зміни аргумента коефіцієнта відбиття, але різні модулі коефіцієнта відбиття (1,05 і 1,5). Це пояснюється існуючою асиметрією реальної уніполярної структури.

Основним з елементів більшості частотних модуляторів є LC коливальний контур, параметри якого змінюються за законом керуючого сигналу. Як керуючий елемент у частотних модуляторах найбільш широке застосування одержали варикапи [3]. Підключення варикапа до коливального контура зменшує його добротність і, як наслідок, стабільність генерованих коливань. Тому використовується часткове включення варикапа в контур, що скорочує діапазон частотної модуляції. Ці недоліки відсутні в транзисторних коливальних контурах, в яких підключення варикапа забезпечує не тільки частотну модуляцію, але й підвищення добротності коливальних контурів [57, 58].

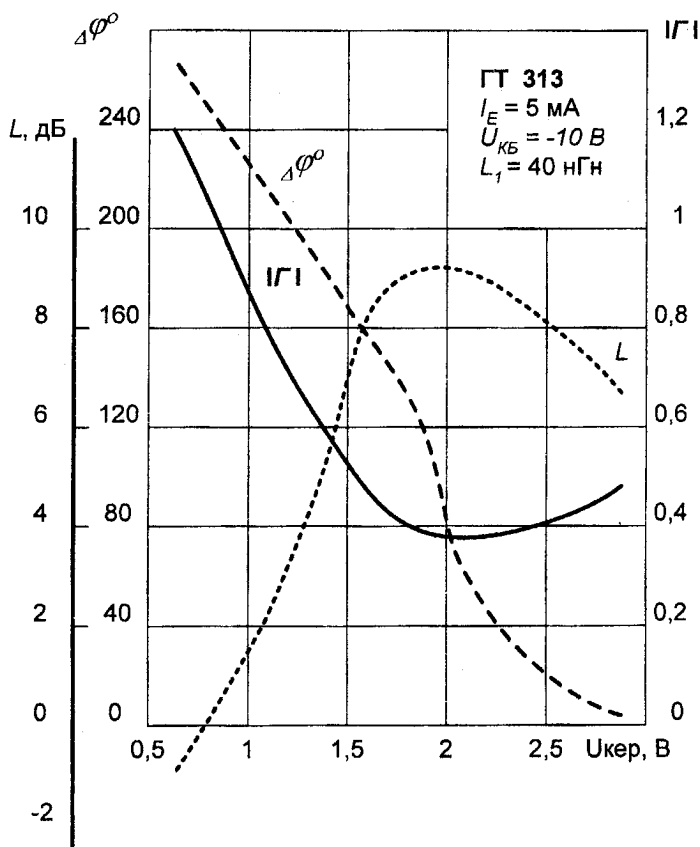
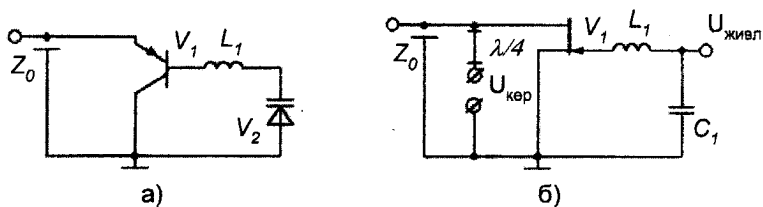
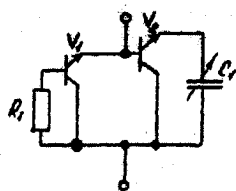
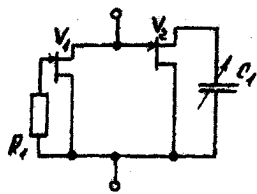
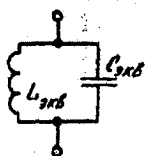


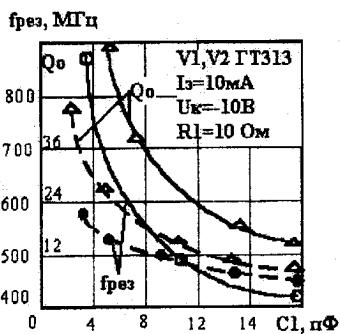
Рис. 3.60. Однокаскадный аналоговый (а) та дискретный (б) фазообертачі та характеристика керування аналогового фазообертача



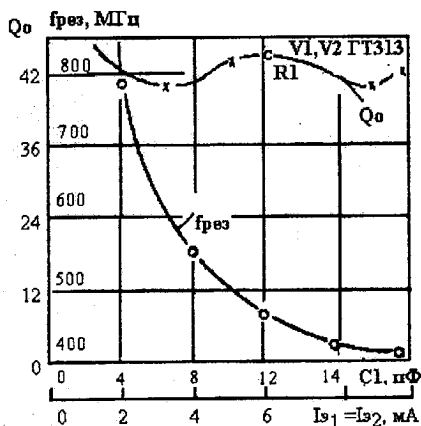
а)



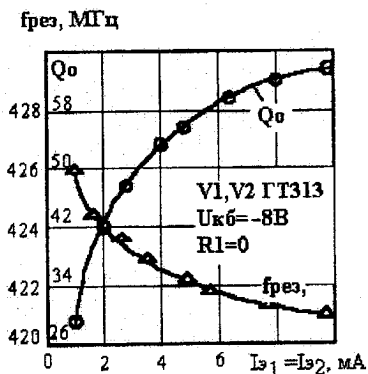
б)



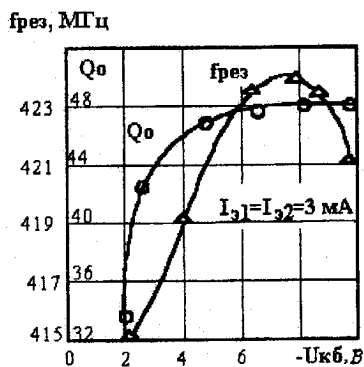
в)



г)



д)



е)

Рис. 3.61. Активні керовані контури (а, б) та їх характеристики (в-е)

Контуру складається із двох УПІ й може бути реалізований як на біполярні (рис. 3.61а), так і на уніполярні (рис. 3.61б) транзисторах. Експериментальна перевірка здійснювалася на контурі, зібраному на транзисторах типу ГТЗ13, при $R_1=10$ Ом і варикапі типу КВП4. На рис. 3.61в представлені розрахункові й експериментальні залежності резонансної частоти f_0 і добротності Q_0 реалізованого контуру від ємності варикапа. Як видно із графіків, зі зменшенням ємності C_1 варикапа, відбувається ріст резонансної частоти й добротності контуру, що в експерименті досягала 54 одиниці. В процесі експерименту було встановлено, що управляти цими параметрами можна й шляхом зміни робочих точок УПІ. Найцікавішою, із практичної точки зору, є залежність параметрів Q_0 і f_0 від струму емітера транзисторів V_1 і V_2 . Із графіків рис. 3.61в, д видно, що якщо зі зменшенням ємності варикапа C_1 одночасно збільшувати струми емітерів $I_{s1} = I_{s2}$, то зростає крутість зміни резонансної частоти й зменшується зміна власної добротності контуру (рис.3.61г). З ростом температури від 30° до 50°C відбувається зменшення добротності Q_0 і резонансної частоти f_0 в середньому на $0,00174\%$ град $^{-1}$. При більш високій температурі величина зміни параметрів істотно зростає. Для розширення температурного діапазону використовувалося включення, в якого резистор R_1 , терморезистора типу ММТ-І. У цьому випадку границю температурного діапазону з вищевказаної нестабільності вдалося розширити до 60°C . Підбором оптимальних значень параметрів схеми ($C_1=1,8$ нФ, $R_1=0$, $I_s=10$ мА, $U_{кб}=-8\text{В}$) отримана на частоті 700 МГц добротність 120 одиниць при тій же стабільності. Включення послідовно з резистором R_1 індуктивності $L_1=10$ нГн привело до збудження схеми на частоті 620 МГц. При зміні ємності C_1 від 1,8 до 2,4 здійснювалося 10% регулювання частоти генерації.

3.6. Комутатори

Комутатори призначені для розподілу сигналів по каналах інформаційної системи. Основним елементом комутатора є ключ. Вид режиму його роботи змінюється в часі відповідно до алгоритму функціонування інформаційної системи.

В [22] показано, що параметри комутатора на основі електрично керованого імітансу тим вище, чим більше "якість" керуючого елемента. "Якість" такого елемента на базі багатоваріаційної напівпровідникової структури становить кілька сотень одиниць (§ 6.2). Це дозволило синтезувати високоефективний частотно-вибірковий ключ, принципова схема якого зображена на рис. 3.62а [59].

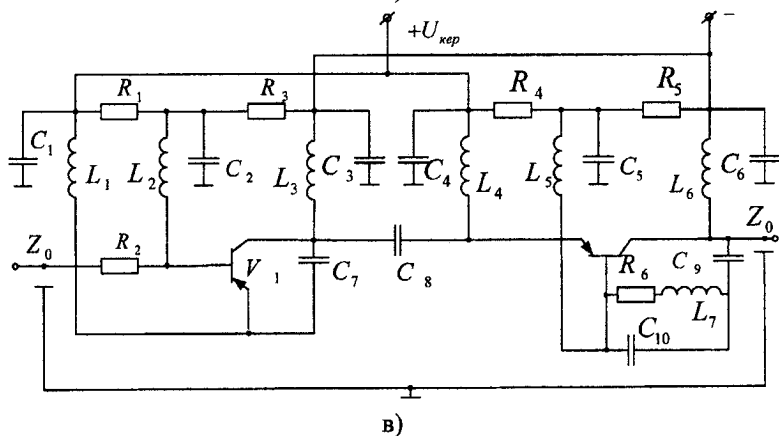
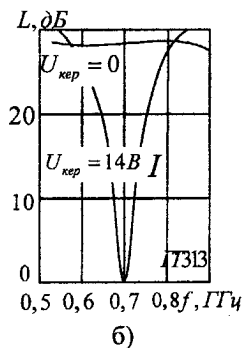
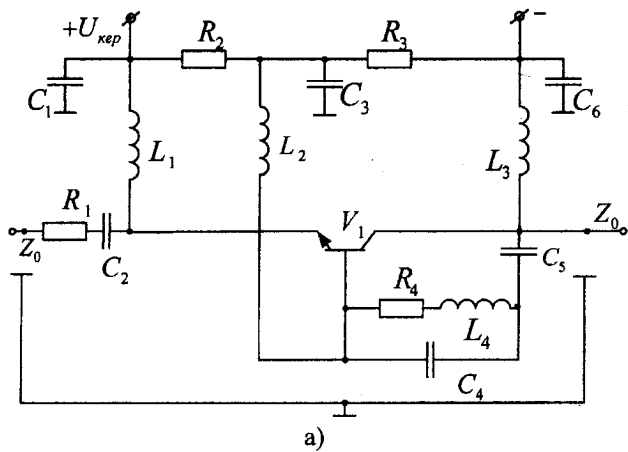


Рис. 3.62. Частотновибіркові ключі

Він складається з УПШ^К на транзисторі V_1 , вихідний ланцюг якого включено послідовно з резистором R_1 і ємністю C_1 , у розрив відрізка лінії передачі.

Експериментальний мікросмуговий ключ, зібраний на кристалі транзистора ГТЗ13 (рис. 3.62б) на частоті 0,7 ГГц забезпечує у режимі відкрито нульове загасання при 3% смузі пропускання. У режимі "закрыто" у смузі частот (0,5÷0,9) ГГц загасання 29 дБ [60, 61].

Максимальне значення загасання в режимі "закрыте" обмежено величиною негативного речовинного імпедансу, синтезованого УПШ. Чим він більше, тим більше береться значення величини резистора, що визначає основну частку дисипативних втрат сигналу в режимі "закрыте". Виходячи із цього, з метою збільшення загасання у режимі "закрыто" запропонована схема ключа (рис. 3.62г), у яку введений другий УПШ^К на основі транзистора V_1 , що працює в режимі прямої конверсії імпедансу ємності C_7 . Цей ключ, реалізований на транзисторах типу ГТЗ13, дозволяє підвищити загасання в режимі "закрыто" до 52 дБ.

Використовуючи схему одностранзисторного ключа (рис. 3.62а), розроблений двоканальний комутатор (рис. 3.63а).

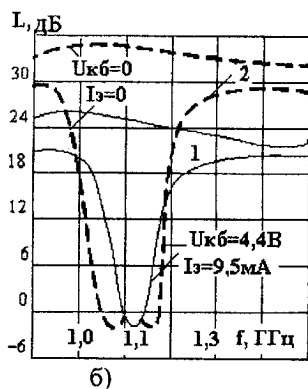
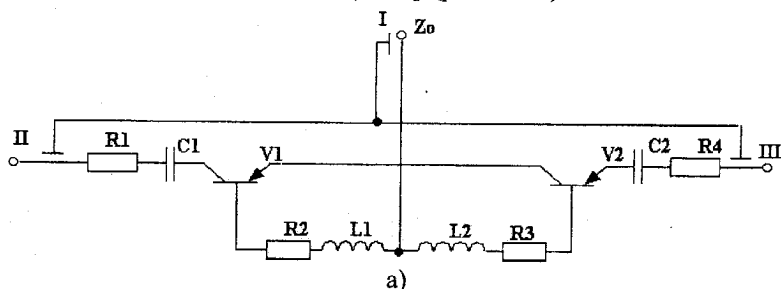


Рис. 3.63. Двоканальний комутатор

В якості активних елементів використовувалися транзистори типу ГТ325. Загальний вид комутатора виконаного у вигляді гібридної мікросхеми, на ситалі марки СТ36 представлений на рис. 3.63б. При відсутності керуючої напруги розв'язка між каналами I-II і I-III становить 24 дБ (рис.3.63в) [66]. При подачі керуючої напруги ($I_c = 9,5$ мА, $U_c = 4,4$ В), втрати на частоті 1,11 ГГц відсутні й спостерігається посилення на 0,5 дБ.

Для збільшення загасання в режимі "закрито" було здійснено послідовне включення в кожному каналі 2-х ключів вигляду (рис. 3.62а) з розстроєними центральними частотами. Це дозволило одержати в три рази ширшу смугу пропускання в режимі "відкрито" і підвищити величину загасання в режимі "закрито" до 33 дБ.

Потенційні можливості ключа на основі напівпровідникових діодів були досягнуті завдяки використанню паразитних реактивностей їхніх висновків і корпусу [4]. Цей же принцип використовується при реалізації резонансного транзисторного ключа, принципова й еквівалентна схеми якого зображені на рис. 3.64 [63]. Експериментальні дослідження ключа були проведені в дециметровому діапазоні частот. Використався транзистор типу ГТ313 і відрізок передавальної лінії з характеристичним опором 50 Ом.

Результати експериментів (рис. 3.64б) показали, що на частоті $f_0 = 0,7$ ГГц загасання в режимі "закрито" становить 30 дБ. КСВН експериментального макета ключа в режимі "відкрито" на частоті резонансу дорівнює 1,14.

Недоліком розглянутих ключів є їхня низька стабільність, обумовлена включенням у резонуючий ланцюг емітерного переходу, імітанс якого найбільш сильно підданий впливу температури, потужності сигналу й напруги зміщення.

Вищу стабільність має ключ, принципова схема якого зображена на рис. 3.65 [64]. Він утворений УПП^б на транзисторі V_1 , вихідний імітанс якого включений послідовно з ємністю C_1 паралельно відрізку лінії передачі. Опір емітерного переходу не включено безпосередньо в резонуючі контури, що забезпечує високу стабільність ключа. Експериментальний зразок ключа, виконаний на основі транзистора КТ640А, забезпечує на частоті 1 ГГц у режимі "закрито" ослаблення 28 дБ, у режимі "відкрито" – підсилює сигнал на 4,2 дБ. У температурному діапазоні $\pm 60^\circ\text{C}$ нестабільність коефіцієнта передачі не перевищувала ± 1 дБ, а центральної частоти ± 1 МГц.

Швидкодія розроблених ключів визначається інерційністю ланцюгів керування й транзистора.

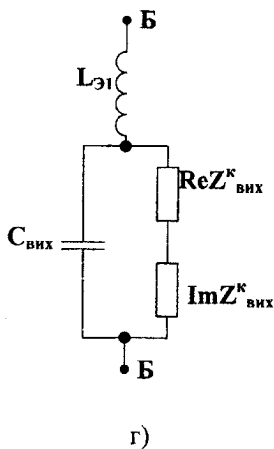
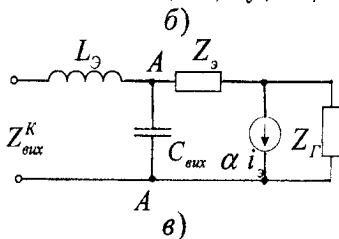
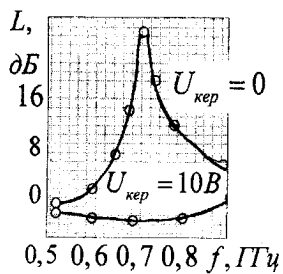
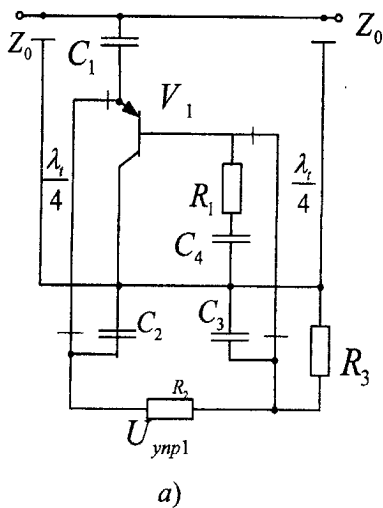
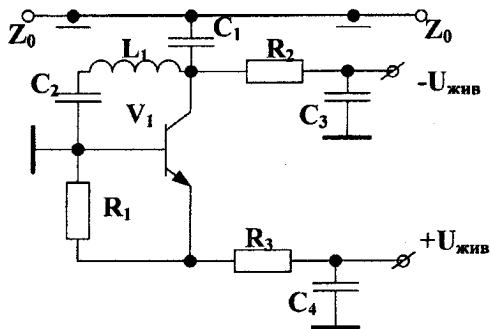
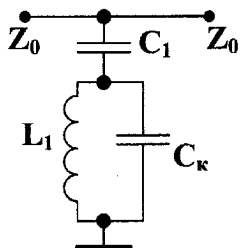


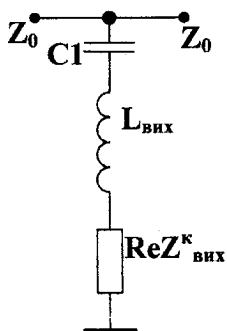
Рис. 3.64. Частотновибірковий ключ, що використовує паразитні реактивності корпусу та виводів



а)



б)



в)

Рис. 3.65. Частотновибірковий ключ із підвищеною температурною стабільністю

Аналіз інерційності ланцюгів керування, виконаний в [24], показав, що їхня гранична швидкодія повинна бути порядку $\tau_r \approx 2/f_0$ та для метрового діапазону ця величина становить близько 2 нс. Проведені експерименти показали [31], що практично тривалість фронту комутації не перевищує 5 нс.

Обмеження, що накладають на швидкодію ключа транзистором, визначаються його імпульсивними властивостями. СВЧ транзистори мають час включення й вимикання порядку 1 нс [64].

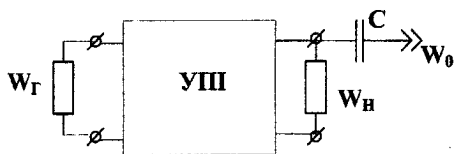
Ці результати підтверджують і дані числового аналізу, проведені в [49], де показано, що час затримки встановлення імітансу сучасного біполярного транзистора на частоті $f=10$ ГГц дорівнює 4 нс. У такий спосіб швидкодія розглянутих ключів становить менш 10 нс.

Важливою характеристикою будь-якого комутатора є величина потужності затрачуваної на комутацію. При використанні малопотужних германієвих транзисторів з струмовим керуванням вона становить порядку $5 \div 10$ мВт на один каскад [65], а при використанні кремнієвих транзисторів зростає в $2 \div 3$ рази.

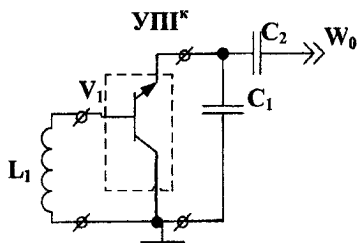
3.7. Елементи синтезаторів частоти

Основними вузлами синтезаторів частоти є генератори гармонійних коливань, перетворювачі частоти й фільтри [66]. Ефективність синтезаторів частоти багато в чому визначається вибірковістю, використовуваних у ньому фільтрів. Розглянуті в підрозділах 3.3, 3.4 АФ у порівнянні з їхніми пасивними аналогами мають в 5 – 10 разів більшу ефективність [67], що дозволяє рекомендувати їх для використання в синтезаторах частоти. Покажемо, що генератори гармонійних коливань і перетворювачі частоти, розроблені з використанням теорії УПІ, також мають ряд технічних переваг.

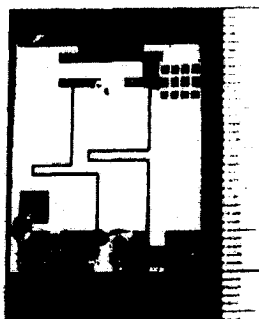
Найважливішою властивістю УПІ, є синтез ДНО, що забезпечує реалізацію на їхній основі генераторів гармонійних коливань. Узагальнена структурна схема такого генератора зображена на рис. 3.66а. Вперше генератор такого типу був реалізований в 1956 році Jаtaguchi [68], (рис 3.66б). Вона реалізована на основі УПІ^к в режимі зворотного перетворення активного імітансу $Z_r = j\omega L_1$.



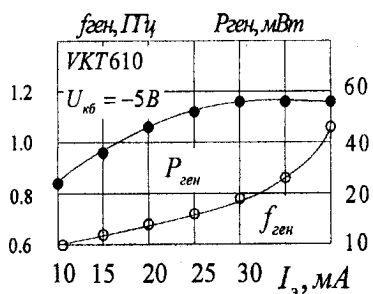
а)



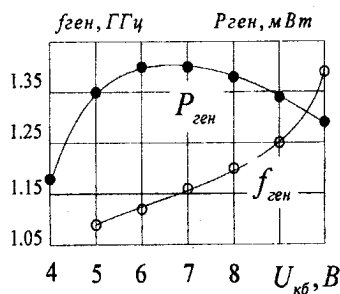
б)



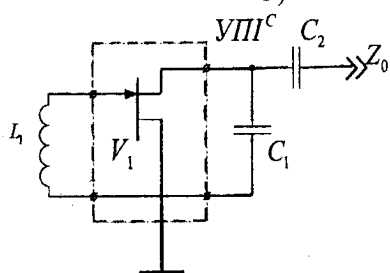
в)



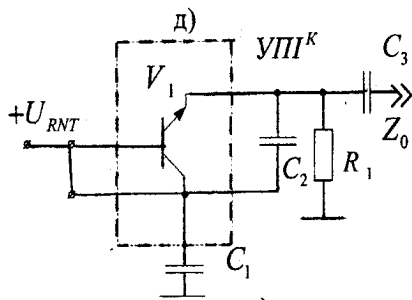
г)



д)



е)



з)

Рис. 3.66. Однокаскадні генератори гармонічних коливань на основі УПІ

Розрахунок генератора здійснюється з допомогою структурної схеми рис. 3.66а шляхом визначення коефіцієнта оптимізації $\sigma_{Г\text{ опт}}$, що забезпечує стабільну роботу генератора при зміні перетворюваного імітансу $j\omega L_1$.

Експериментальна перевірка даної схеми, проведена на транзисторах типу ГТ313, КТ640, КТ371, КТ904, показала можливість здійснення генерації коливачь як на низьких, так і на надвисоких частотах. Наприклад, генератор, реалізований на основі мікросмугової лінії передачі з $Z_0 = 50$ Ом, на транзисторі типу КТ904Б з $f_1 = 0,8$ ГГц, забезпечував на частоті 1 ГГц генерування електромагнітних коливачь напружкою 200 мВт при ККД, рівному 30% і стабільністю частоти $10^{-3}\%$ град¹. Зміна напруги $U_{кб}$ забезпечує електронну перебудову частоти на 20% [69, 70].

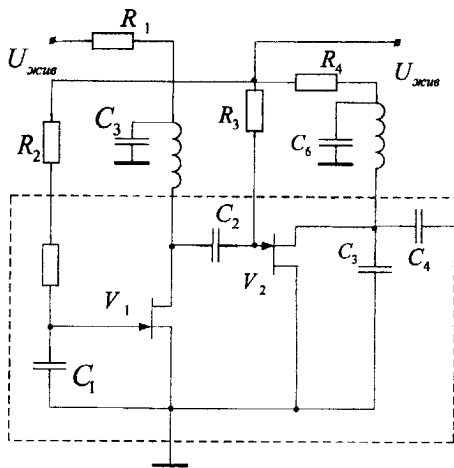
При проведенні досліджень даної схеми були встановлені дві її важливі особливості: можливість електронної перебудови шляхом зміни як струму емітера (рис. 3.66г), так і напруги на колекторі $U_{кб}$ (рис. 3.66д) (причому другий спосіб забезпечував більшу стабільність генерованої потужності); можливість генерації на частотах, значно більших максимальної частоти генерації транзистора (рис.3.69).

Враховуючи що УПП^К еквівалентний по своїх властивостях УПП^С, був реалізований генератор на УПП^С, у якості якого використався ПТШ типу ЗП326 (рис. 3.66е). Маючи центральну частоту генерації 3 ГГц, він забезпечує 20% її зміни шляхом зміни перетвореного імітансу. Максимальне значення ККД генератора становило 12% при напрузі на заворі $U_{U3} = -1,6$ В.

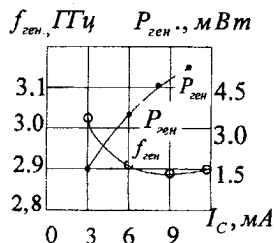
Наявність у розглянутих схемах індуктивності L_1 погіршує масогабаритні характеристики й перешкодозахищеність пристрою. Ці недоліки відсутні в безіндуктивній схемі генератора (рис. 3.66з) на основі УПП^К із закороченим по постійному й змінному струмі вхідним ланцюгом.

З використанням ПТШ реалізована схема безіндуктивного двохкаскадного генератора (рис. 3.67а). Як перший каскад використовувалися УПП^В на транзисторі V_1 , що інвертує імітанс ємності C_1 . Другий каскад представляв УПП^С. Максимальна генерована потужність цієї схеми дорівнює 5 мВт і обмежена максимальнодопустимим струмом стоку.

Частота генерації, з ростом струму стоку від 3 до 10 мА, зменшується від 3,02 ГГц до 2,88 ГГц.



а)



б)

Рис. 3.67. Двокаскадний генератор гармонічних коливань

Застосування ПТШ2 дозволяє спростити схему безіндуктивного генератора. На рис. 3.68 представлена схема такого генератора на кристалі ПТШ2. Схема отримана в результаті перетворення її зі схеми двокаскадного генератора на основі УПІ^С (рис. 3.68а). У реальному пристрої використався активний режим кристала ПТШ2.

На частоті $f=6$ ГГц отримана генерація сигналу потужністю 0,3 мВт при оптимальній величині перетвореного опору $R_1=9$ Ом і опорі навантаження генератора $Z_0=50$ Ом.

Можливість реалізації ДНО біполярного транзистора на частотах вище f_{max} дозволила реалізувати на одному УПІ^К двохчастотний генератор, особливістю якого є синхронна генерація сигналу на частотах як вище, так і нижче f_{max} . Схема складається (рис. 3.69а) з УПІ^К, паралельно входу якого підключений паралельний коливальний контур з резонансною частотою $f_2 > f_{\text{max}}$ (рис. 3.69б), а паралельно виходу підключений послідовний коливальний контур з резонансною частотою $f_1 < f_{\text{max}}$.

Експериментальна перевірка проводилася на макеті, утвореному відрізком лінії передачі, в якій установлювався транзистор типу КТ37І, паралельно входу й виходу цього відрізка підключалися плавно регульовані короткозамикаючі поршні. Генерація спостерігається на частоті $f_{r,в}=1,8$ ГГц потужністю 10 мкВт.

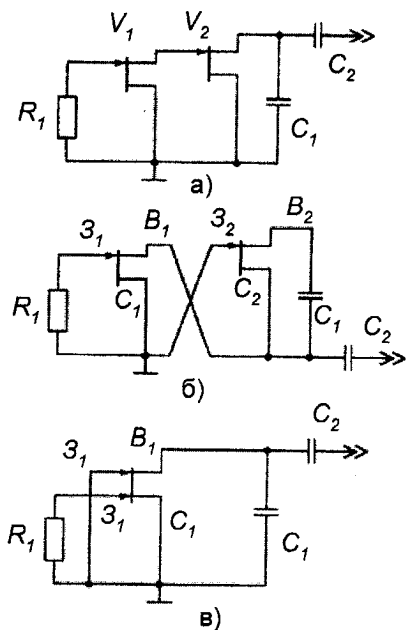


Рис. 3.68. Безіндуктивний генератор гармонічних коливань

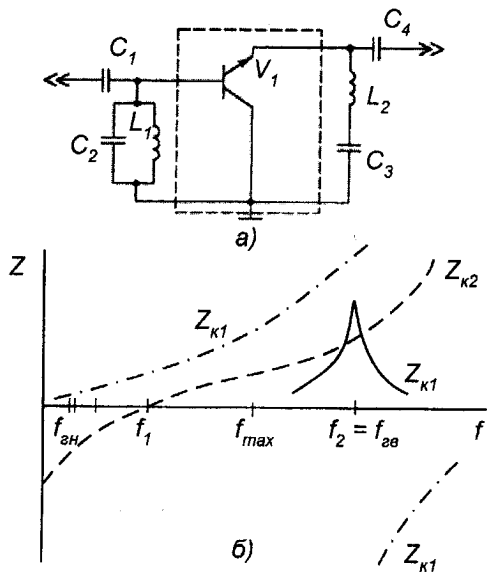


Рис. 3.69. Двочастотний генератор гармонічних коливань

Недоліком існуючих пасивних і активних перетворювачів частоти є виконання функції зсуву частот і їхньої фільтрації різними блоками, що знижує ступінь інтеграції й надійність. Ці недоліки відсутні в запропонованому перетворювачі частоти (рис. 3.70а), у якого функції перетворення й фільтрації сигналу реалізуються за допомогою УПІ^К.

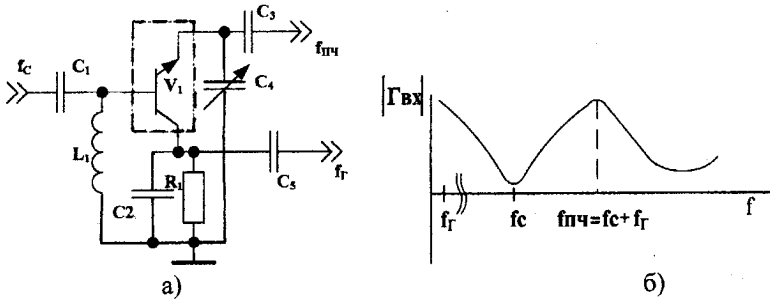


Рис. 3.70. Перетворювач частоти

Розглянемо можливість проходження сигналу проміжної частоти на вхід перетворювача з боку гетеродина. Враховуючи, що на частоті $f_{п.ч}$ маємо $Y_{II} \approx Y_{вих}$, а вхідна провідність УПІ дорівнює $Y_{вх} = Y_{11} - Y_{12} Y_{21} / (Y_{22} + Y_{н})$, знаходимо

$$Y_{вх}(f_{п.ч}) \approx Y_{11} - Y_{12} Y_{21} / (Y_{22} - Y_{вих}),$$

де Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} – параметри матриці провідності УПІ^К.

Підставляючи в цей вираз значення вихідної провідності УПІ^К $Y_{вих} = Y_{22} - Y_{12} Y_{21} / (Y_{11} + Y_{г})$, знаходимо вхідну провідність перетворювача у вигляді $Y_{вх}(f_{п.ч}) \approx -Y_{г}$. Таким чином, на частоті $f_{п.ч}$ вхідна провідність перетворювача приблизно дорівнює провідності генератора, взятої з протилежним знаком. В цьому випадку $\Gamma_{вх}(f_{п.ч})$ дорівнює

$$\Gamma_{вх}(f_{п.ч}) \approx |Y_{вх} - (-Y_{г})| / |Y_{вх} + (-Y_{г})| \rightarrow \infty.$$

В реальній схемі величина модуля коефіцієнта відбиття $\Gamma_{вх}(f_{п.ч})$ скінченна, але має значно більшу величину, ніж на частоті сигналу (рис. 3.70б). Частота гетеродина вибирається з умови $f_{г} \ll f_c, f_{г} \gg f_{п.ч}$. На частоті гетеродина $1/2\pi f_c C_2$ величину R_1 вибираємо з умови $R_1 = \text{Re}Z_{г}$, що забезпечує узгодження перетворювача з гетеродином. Вхідна та вихідна клеми стають розв'язаними, а вхід сигналу та гетеродина – узгодженими. Експериментальний зразок перетворювача частоти на базі транзистора КТ640А забезпечує такі параметри: $f_c = 536$ МГц, $f_{г} = 36$ МГц, $f_{п.ч} = 572$ МГц, $= 3$ МГц; заглушення f_c у вихідному ланцюгу – більше 45дБ; підсилення 5дБ; $F_{ш} = 8$ дБ; $P_{гт} = 0,3$ Вт; $U_{пит} = 126$ В; $I_{к} = 10$ мА; $Z_{г} = Z_{н} = Z_{гет} = 50$ Ом; $\Gamma_{вх}(f_c) \leq 1,1$; $\Gamma(f_{п.ч}) > 15$; $\Gamma(f_{гет}) \leq 1,15$.

Перелік літератури до розділу 3

1. Филинюк Н.А. Основы анализа и синтеза информационных устройств на базе инжекционно-пролетных эффектов. – Диссертация на соискание ученой степени д.т.н., спец. 05.13.05 – Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления. К., Ин-т кибернетики им. В.М. Глушкова АН Украины, 1984. – 562 с.
2. Викулин И.М. Частотные датчики на основе однопереходного транзистора. – М.: Радиотехника и электроника, 1973. – Вып. 11. – С.2384–2389.
3. Чудаков И.М. Частотная модуляция с помощью емкостей р-р-переходов. – М.: Связь, 1968. – 108 с.
4. СВЧ устройство на полупроводниковых диодах / Под ред. И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого. – М.: Сов. радио, 1969. – 580 с.
5. Ильченко М.Е., Мелков Г.А., Мирських Г.А. Твердотельные СВЧ фильтры. – К.: Техніка, 1977. – 120 с.
6. Богданов Г.Б. Частотно-избирательные системы на ферритах и применение их в технике СВЧ. – М.: Сов. радио, 1973. – 352 с.
7. Бокринська О.Я., Сташук В.Д. Функціональні низькочастотні RC та RLC кола. – К.: Техніка, 1969. – 132 с.
8. Удалов Н.П. Электронные устройства автоматики. – М.: Машиностроение, 1982. – 288 с.
9. Петросян К.О. Модель транзистора, учитывающая эффекты больших токов и модуляцию ширины базы. // Микроэлектроника – М.: Сов. радио, 1971. – Вып.4. – С.138-350.
10. Степаненко Н.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
11. Некрасов М.М., Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование входного импеданса индуктивного СВЧ транзистора от тока эмиттера и напряжения на коллекторе. – Диэлектрики и полупроводники. – К.: Вища школа, 1973. – Вып.4. – С.74-78.
12. Некрасов М.М., Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Работа индуктивного СВЧ транзистора в лавинном режиме. – Полупроводниковая техника и микроэлектроника. – К.: Наукова думка, 1974, вып.16. – С.66-67.
13. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. – М.: Сов. радио, 1973. – 108 с.
14. Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. – К.: Техніка, 164 с.
15. Oyama S., Takahashi A. Active high Q filter using transistor. – USA Patent, № 3974399, 1976.

16. Федотов А.Я. Основы физики полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио, 1969. – 592 с.
17. Николаев И.М., Филинюк Н.А. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования. – М.: Энергия, 1979. – 336 с.
18. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Некоторые вопросы построения СВЧ устройств на индуктивном эффекте поставного транзистора. // Радиотехника и электроника, 1973. – Т.19, №9. – С.1983–1985.
19. Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х. Активные фильтры для интегральных схем. – М.: Связь, 1980. – 656 с.
20. Филинюк Н.А. К вопросу построения перестраиваемых активных СВЧ фильтров. // XXXVI Всесоюзная научн.-техн. конф. по интегральной электронике СВЧ. – Новгород: 1982. с.191.
21. Филинюк Н.А., Павлов С.М. Активные СВЧ устройства управления на основе ОПИ. / Тез. докл. 1 Всесоюзн. научн.-техн. конф. по интегральной электронике СВЧ. – Новгород: 1982, С. 191.
22. Сестрорецкий Б.В., Либерман Л.С. Теория СВЧ выключателей на полупроводниковых диодах. // Полупроводниковые приборы и их применение – М.: Сов. радио, 1964. – Вып.12. – С.32–57.
23. СВЧ полупроводниковые приборы и их применение. Пер с англ. – М.: Мир, 1972, – 660 с.
24. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование входного импеданса транзистора с индуктивностью в цепи базы. – Радиотехника, 1974. – Т.29, №3. – С.95–96.
25. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Влияние температуры на параметры индуктивного СВЧ транзистора. // Тез. докл. Всесоюзной межвузовской конф. по прогнозированию надежности электронной техники. – Киев, 1971. – С.29–31.
26. Осадчук В.С., Молчанов П.А., Филинюк Н.А. Нелинейный режим работы индуктивного транзистора. – Электронная техника, Сер.12. Полупроводниковые приборы. – М.: 1977. – №1. – С.64–72.
27. Радиочастотный логический элемент: А.с. 963132 СССР. / Н.А. Филинюк, Ю.Г. Калининченко (СССР). – Заявл. 03.12.801, №3211372/18-21, опубл. в Б.И., 1982, №36.
28. Малорацкий Л.Г. Миниатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Сов. радио, 1976. – 216 с.
29. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ. – М.: Связь, 1971. – 240 с.
30. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры // Полупроводниковые аналоги индуктивности. – Киев: РДЭНТП, 1974. – С.11–77.

31. Филинюк Н.А. Разработка устройства селекции на индуктивном транзисторе. – Сб. рефератов НИР и ОКР. – М.: 1976, №13, реф. №Б496318, С.43.

32. Некрасов М.М., Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Некоторые вопросы работы индуктивного СВЧ транзистора при повышенном напряжении на коллекторе / Тез докл. Всесоюзной межвузовской конференции по прогнозированию надежности изделий электронной техники. – Киев: 1971. – С.31–32.

33. Филинюк Н.А. Анализ максимальной частоты генерации транзисторной схемы с общим коллектором с учетом лавинного умножения. // Радиотехника и электроника, 1982. – Т.27. №8. – С.1571–1575.

34. Филинюк Н.А. Синтез активных СВЧ фильтров на основе однотранзисторных преобразователей импеданса. / В кн. Машинное моделирование электрических и электронных цепей. – К.: Наукова думка, 1981. – С.72–77.

35. Активный СВЧ фильтр: А.с. 2888614/09 СССР / Н.А. Филинюк. – Заявл. 15.02.80, № 2888614/09; положительное решение от 27.05.1982.

36. Баев Е.Ф., Бурьлин Е.И. Миниатюрные электрические линии задержки. – М.: Сов. радио, 1977. – 248 с.

37. Филинюк Н.А. Активные линии задержки СВЧ диапазона. // В кн. Развитие и внедрение новой техники радиоприемных устройств: Тез. докл. всесоюз. научн.-техн. конф. – М.: Горький: 1982, С.52–53.

38. Филинюк Н.А. Невзаимный активный СВЧ фильтр. – М.: Радиотехника, 1982. – Т. 37, №10. – С.67–70.

39. Филинюк Н.А., Куземко А.М. Схемотехническое моделирование и синтез активных СВЧ фильтров на полевых Шоттки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2005. – №3. – С.49–54.

40. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры на основе обобщенных преобразователей иммитанса // Радиотехника и электроника, 1983. – Т.8, №5. – С.817–833.

41. Филинюк Н.А. Исследование реактивных свойств сверхвысокочастотных транзисторов и разработка СВЧ устройств на их основе. – Дис. ... канд. техн. наук. – Киев, 1974. – 172 с.

42. Биберман Л.И. Широкополосные генераторы на негатронах. – М.: Радио и связь, 1982. – 88 с.

43. Филинюк Н.А. Расчет активных фильтров СВЧ на основе индуктивных транзисторов. / СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств: Тез. докл. всесоюз. научн.-техн. семинара. – М.: 1975. – С.13.

44. Филинюк Н.А. Расчет транзисторного активного СВЧ фильтра. // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. – Киев: 1980. – Т.23, №3. – С.82–83.

45. Сверхвысокочастотный перестраиваемый активный фильтр: А.с. 625274 (СССР). / Н.А. Филинюк, П.А. Молчанов. В.С. Осадчук, В.М. Кичак, А.Д. Щербацкий. – Заявл. 22.03.76, № 2335894/18-09; опубл. в Б.И., 1978, №35.

46. Сверхвысокочастотный фильтр: А.с. 685113 (СССР) / Н.А. Филинюк, П.А. Молчанов. – Заявл. 16.11.77, № 25444096/18-09; не подлежит публикации в открытой печати.

47. Радиочастотный триггерный и логический элемент: А.с. 790339 (СССР) / В.В. Дмитриев. – Заявл. 22.01.79, № 2716509/18-21; опубл. в Б.И., 1980, №47.

48. Филинюк Н.А. Радиочастотный логический элемент. А.С. №1417185 (СССР), 1988, Б.И. №30.

49. Глинский В.В., Калиниченко Ю.Г., Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Динамическая модель обобщенного преобразователя иммитанса на основе биполярного транзистора // Тез. докл. Третьего республиканского совещания-семинара по машинному проектированию электронных схем. – Львов: 1983. – С.58–59.

50. Атенуатор: А.с. 932579 (СССР). / Н.А. Филинюк. – Заявл. 21.07.80, № 2962846/18-09; опубл. в Б.И., 82, №20.

51. Филинюк Н.А., Дубов Е.В., Клочковская Л.В., Молчанов П.А. Минимизация фазового сдвига плавного аттенуатора. – СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств // Тез. докл. всесоюз. научн.-техн. семинара. – М.: 1977. – С.10.

52. Осадчук В.С., Кичак В.М., Филинюк Н.А. Исследование фазочастотных характеристик индуктивного транзистора. // В кн. Радиотехнические измерения в физических исследованиях. – Новосибирск: Наука, 1977. – С.92–94.

53. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Электрические управляемые СВЧ устройства на основе индуктивного СВЧ транзистора. – VI республиканская научн.-техн. конф. молодых специалистов: Тез. докл. – Вильнюс: 1972, с.54–55.

54. Филинюк Н.А., Молчанов П.А., Дубов Е.В. Плавный фазовращатель с регулируемым коэффициентом передачи. – Интегральная схемотехника в радиоприемных устройствах // Тез. докл. всесоюз. научн. техн. семинара. – М.: 1977. – с.9.

55. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Некоторые вопросы управления фазой электромагнитных колебаний СВЧ при помощи индуктивного транзистора // Радиотехника и электроника, 1972. – Т.18, №7. – С.1538–1540.

56. Филинюк Н.А. Об использовании транзистора в дискретном СВЧ фазовращателе. // Тез. докл. всесоюз. научн.-техн. Семинара «СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств». – М.: 1975. – с.13.

57. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование колебательного контура на транзисторах. // Радиотехника, 1975. – Т.30. 31. – С.100–102.

58. Филинюк Н.А. Активные УКВ фильтры. – М.: Радио и связь, 1984. – 84с.

59. Каоксиальный выключатель: А.с. 435576 (СССР) / Н.А. Филинюк., В.С. Осадчук. – Заявл. 15.01.73, № 1972778/26-9; опубл. в Б.И., 1974, №25.

60. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование и разработка СВЧ устройств на основе конечности времени движения неосновных носителей тока в базе транзистора. – Основные направления в развитии радиоэлектроники, вычислительной техники и связи // Тез. докл. Украинск. республ. научн.-техн. конф. – Киев: 1973, вып.1. – С.16–127.

61. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Расчет и практическое построение СВЧ радиотехнических устройств на нелинейных свойствах индуктивных транзисторов. // Теория и автоматизация проектирования электрических цепей. – К.: Наукова думка, 1974. – С.99–103.

62. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. СВЧ коммутатор на транзисторах // Радиотехника и электроника, 1974. – Т.19. №15. – С.1121–1123.

63. Филинюк Н.А. Использование паразитных реактивностей выводов транзистора при построении резонансных СВЧ выключателей // Радиотехника и электроника, 1978. – Т.21, №5. – С.1125–1128.

64. Электрически-управляемый выключатель: А.с. 913595 (СССР) / Н.А. Филинюк. – Заявл. 21.07.80, № 2962497/24-07; опубл. в Б.И., 1982. №10.

65. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование коммутатора с нулевыми потерями. /Тез. докл. Всесоюз. научн.-техн. семинара СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств, 1975. – С.24.

66. Зарецкий М.М., Мовшович М.Е. Синтезаторы частоты с кольцевой фазовой автоподстройкой. – Л.: Энергия, Ленингр. отд., 1974. – 254 с.

67. Филинюк Н.А., Осадчук В.С., Павлов С.Н. Оценка эффективности активных СВЧ фильтров. // В кн. Развитие и внедрение новой техники радиоприемных устройств.: Тез. докл. всесоюз. научн.-техн. конф. – М. – Горький: 1982. – с.52.

68. Jamaguchi J. On the inductive reactance and negative resistance the transistor. – Journal Physical Society of Japan, 1956, V.11, p. 717–718.

69.Осадчук В.С., Филинюк Н.А., Молчанов П.А. Использование влияния конечности времени движения неосновных носителей тока в базе транзистора для генерации электромагнитных колебаний. // В кн. Полупроводниковые аналоги индуктивности. – Киев: РДЭНТИ, 1974. – С.18–19.

70.Филинюк Н.А. Комплект активных СВЧ устройств, использующих пролетные явления в транзисторах. // В кн. Радиоизмерения. – Докл. XV республ. научн.-техн. конф. – Каунас, 1975. – Т.IV. – С.54.

71.Филинюк Н.А., Куземко А.М., Салех М.М. Журбан. Полупроводниковые индуктивности // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2006. – №5. – С.48–53.

РОЗДІЛ 4

СТАБІЛЬНІСТЬ ПАРАМЕТРІВ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ НЕГАТРОНІВ

Широке використання ІІ визначається не тільки високими значеннями їх основних технічних параметрів, але і стабільністю цих параметрів під впливом різних дестабілізуючих факторів. Основними дестабілізуючими факторами є зміни температури, потужності сигналу, режиму живлення по постійному струму, імітансів генератора і навантаження.

Зміна основних параметрів ІІ відбувається внаслідок впливу дестабілізуючих факторів на його елементи, які можна розділити на дві групи: активні і пасивні. До першої групи відносяться багатоелектродні напівпровідникові структури, реальними аналогами яких у даний час є біполярні й уніполярні транзистори, а до другої – пасивні елементи схеми. Ступінь впливу дестабілізуючих факторів на елементи першої і другої груп неоднакова.

З огляду на те, що ІІ відносяться до малосигнальних пристроїв, можна зневажити впливом потужності сигналу на пасивні елементи схеми. Їхні параметри також не залежать від режиму живлення і змін імітансів генератора і навантаження. Основний дестабілізуючий фактор, що впливає на них, це зміна температури, дія якої оцінюється відповідними температурними коефіцієнтами [1].

Параметри багатоелектродних напівпровідникових структур піддаються впливу усіх вищеперерахованих дестабілізуючих факторів, що виявляється в зміні перетвореного імітанса. Величина цих змін залежить не тільки від амплітуди коливань дестабілізуючих факторів, але і від їхніх середніх значень (положення робочої точки, номінального імітанса генератора і навантаження і т.д.).

Порівняння їхньої нестабільності з температурними коефіцієнтами пасивних елементів показує, що основним об'єктом нестабільності параметрів ІІ є багатоелектродні напівпровідникові структури. Тому основну увагу в подальших дослідженнях приділимо нестабільності цих структур, а сумарний ефект від нестабільності всіх елементів будемо досліджувати на реальних ІІІ.

4.1. Методи ізасоби зменшення чутливості параметрів інформаційних пристроїв до зміни імітансів навантаження і генератора

При побудові взаємних і невзаємних ІП на базі комбінованих негatronів використовується зсув полюсів передатної функції до уявної осі комплексної площини, що дозволяє підвищувати добротність цих пристроїв. Однак при цьому зростає чутливість їхньої добротності до зміни імітансів навантаження і генератора. При реалізації негасенсорів збільшення чутливості добротності до зміни імітанса генератора є позитивним явищем. При реалізації інших видів ІП це явище є негативним і потрібна розробка спеціальних заходів для її зменшення. З метою аналізу цієї чутливості скористаємося елементарними ланками взаємного (рис. 5.1.1а) і невзаємного (рис. 5.1.1б) ІП.

Для аналізу чутливості добротності $Q_{\text{ТВ}}$ до зміни імітансів генератора ($S_{\text{Re}Y_r}^{Q_n}$) і навантаження ($S_{\text{Re}Y_n}^{Q_n}$) взаємних ІП запишемо вираз для його добротності з урахуванням трансформуючих властивостей вхідного і вихідного кола, у вигляді $Q_{\text{ТВ}} = Q_0 / (1 - \rho_3 \text{Re} Y_{\Sigma})$ де $\text{Re} Y_{\Sigma} = \text{Re} Y_n / m_T^2 + \text{Re} Y_r / n_T^2 - \text{Re} Y_{\text{УП}}$; m_T і n_T – коефіцієнти трансформації дійсної складової провідностей навантаження $\text{Re} Y_n$ і генератора $\text{Re} Y_r$, у площину клем УП, з'єднаних з лінією передачі; $\text{Re} Y_{\text{УП}}$ – дійсна складова провідності між клемою УП, з'єднаними з лінією передачі. На підставі цього виразу знаходимо

$$S_{\text{Re}Y_n}^{Q_n} = -Q_{\text{ТВ}} \rho_3 \text{Re} Y_n / m_T^2, \quad S_{\text{Re}Y_r}^{Q_n} = -Q_{\text{ТВ}} \rho_3 \text{Re} Y_r / n_T^2. \quad (4.1)$$

З отриманих виразів випливає, що чутливість добротності елементарної ланки взаємного ІП росте пропорційно його добротності $Q_{\text{ТВ}}$, дійсній складовій провідностей генератора $\text{Re} Y_r$ і навантаження $\text{Re} Y_n$ і зменшується зі збільшенням коефіцієнтів трансформації m_T і n_T .

З огляду на те, що для розглянутих видів ІП величини $Q_{\text{ТВ}}$ і ρ_3 визначають основні параметри ІП, а значення $\text{Re} Y_r$ і $\text{Re} Y_n$ визначаються сусідніми каскадами і часто задані відповідним стандартом (наприклад для ІП, виконуваних у вигляді гібридних НВЧ мікросхем ОСТ 4 ОКО:012.010 [2] встановлює $1/\text{Re} Y_0 = 50$ Ом), зниження чутливості можливо шляхом використання трансформаторів імітансу [3], коефіцієнти трансформації яких визначаються з виразу (4.1).

Для аналізу чутливості ($S_{\text{Re}Y_r}^{Q_n}$) добротності $Q_{\text{ТВ}}$ невзаємного ІП до дійсної провідності навантаження $\text{Re} Y_n$ скористаємося виразом (5.7.2) для його добротності, на підставі якого одержуємо

Порівнюючи (4.1) і (4.2) бачимо, що чутливість добротності як взаємних і не взаємних ІІ однаково залежить від $\text{Re} Y_H$ і при $Q_T \rightarrow \infty$, $S_{\text{Re} Y_H}^{Q_T} \rightarrow \infty$. При цьому чутливість не залежить від типу УІІ.

Для знаходження чутливості $S_{\text{Re} Y_H}^{Q_{TH}}$ добротності Q_{TH} не взаємних ІІ від зміни провідності генератора $\text{Re} Y_G$, запишемо вираз (3.2.8) у вигляді

$\text{Re} Y_{\text{вих max}}^{(-)} = [Y_{12} Y_{21} (K_{y_{\text{вн}}} - 1) + 2 \text{Re} Y_{22} \text{Re} Y_G] / 2 \text{Re} (Y_{11} + Y_G)$,
підставивши який в (4.2), знаходимо

$$Q_{TH} = \frac{2 \text{Re} (Y_{11} + Y_G)}{|Y_{12} Y_{21}| (K_{y_{\text{вн}}} - 1) + 2 \text{Re} Y_{22} \text{Re} Y_G + 2 \text{Re} Y_H \text{Re} (Y_{11} + Y_G) \rho_3} \quad (4.3)$$

На підставі (4.3), після перетворень, одержуємо

$$S_{\text{Re} Y_G}^{Q_{TH}} = - \frac{[|Y_{12} Y_{21}| (K_{y_{\text{вн}}} - 1) - 2 \text{Re} Y_{11} \text{Re} Y_{22}] \text{Re} Y_G}{2 \text{Re}^2 (Y_{11} + Y_G)} Q_{TH} \rho_3 \quad (4.4)$$

З (4.4) випливає, що $S_{\text{Re} Y_H}^{Q_{TH}}$ росте пропорційно добротності, має нелінійну залежність від Q_{TH} і залежить від параметрів УІІ (рис. 4.1).

Розв'язуючи рівняння $\partial(S_{\text{Re} Y_G}^{Q_{TH}}) / \partial \text{Re} Y_G = 0$, знаходимо, що при $\text{Re} Y_G = \text{Re} Y_{11}$ спостерігається максимум чутливості, рівний

$$S_{\text{Re} Y_G}^{Q_{TH}} \Big|_{\text{max}} = - [|Y_{12} Y_{21}| + \text{Re} (Y_{12} Y_{21})] Q_{TH} \rho_3 / 8 \text{Re} Y_{11} \quad (4.5)$$

У такий спосіб зменшення чутливості $S_{\text{Re} Y_G}^{Q_{TH}}$ може бути досягнуто як зниженням, так і збільшенням зв'язку не взаємного ІІ з генератором сигналів. Зменшення чутливості добротності до зміни імітанса генератора і навантаження досягається шляхом зменшення еквівалентного хвильового опору ρ_3 до добротності Q_{TH} , наприклад збільшуючи смугу пропускання чи зменшуючи робочу частоту ІІ.

Інший метод зменшення чутливості $S_{\text{Re} Y_G}^{Q_{TH}}$ (чи збільшення її для випадку реалізації негасенсорів [260]) полягає у виборі відповідного вигляду УІІ.

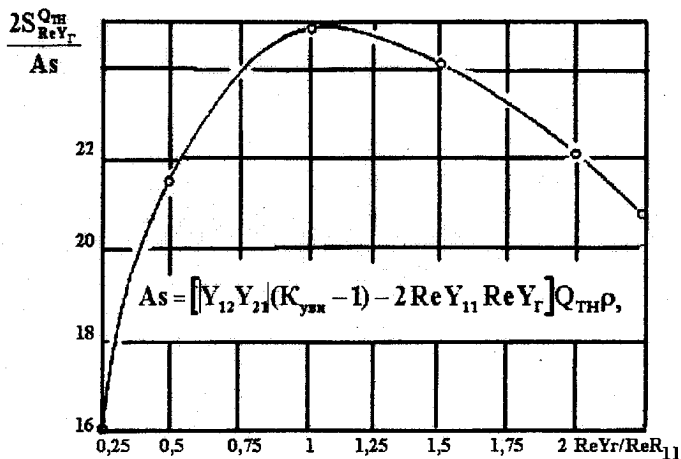


Рис. 4.1. Залежність чутливості потрібної добротності ПП до зміни провідності генератора $S_{ReY_r}^Q$ від величини речовинної складової провідності генератора ReY_r ,

Таблиця 4.1

Основні параметри феритових и транзисторних вентилів

Тип вентиля		$K_{ном}^B$ дБ	$K_{ном}^{B(-)}$ дБ	КСВН не більш	Смуга, %	Розміри, мм	Число елем., шт.
Феритові	ФОПЗ-4	0,5	20	1,25	5	42,2 40 14,2	—
	ФОПЗ-5	0,5	21	1,25	5	40 35,4 13	—
Транзистор.	На основі УПЗ ^а	0	38	1,2	50	30 24 3	8
	На основі УПЗ ^к	0	60	1,21	10	24 15 3	5

X – центральна частота смуги пропускання, рівна 1 ГГц.

Порівняємо чутливості $S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m}$ при використанні УПІ^к і УПІ^б. Підставляючи елементи матриць (3.3.1) і (3.4.1) у (4.5) знаходимо

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^k} = -\left(\sqrt{1 + \Omega_T^2} + \Omega_T\right) Q_{\text{тн}} \rho_3 / 8 \Omega_T r_0^2 \text{Re } Y_r,$$

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^b} = -\left(\sqrt{1 + \Omega_T^2} + \Omega_T\right) Q_{\text{тн}} \rho_3 \omega_T C_{k1} / 8 \Omega_T r_0^2 \text{Re } Y_r.$$

Відношення цих чутливостей дорівнює $1/\omega_T r_0 C_{k1} \gg 1$ і показує, що ІІ на основі УПІ в $1/\omega_T r_0 C_{k1}$ раз менш чутливі до зміни провідності генератора, ніж ІІ з аналогічними $Q_{\text{тн}}$ і ρ_3 , але такі, що використовують УПІ^к. Величина $1/\omega_T r_0 C_{k1}$ для сучасних ВЧ і НВЧ транзисторів лежить у межах (4÷200) одиниць, що дозволяє рекомендувати при використанні негасенсорів технічні рішення, що використовують УПІ^к.

Провівши аналогічні обчислення для ОПІ^б, УПІ^с і УПІ^з на частотах $\Omega_S^2 \ll 1$ маємо

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^a} = -Q_{\text{тн}} \rho_3 \xi_S S_0 (1 - \Omega_S); \quad (4.6)$$

$$S_{\text{Re } Y_2}^{Q_{mn}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^c} = -Q_{\text{тн}} \rho_3 \left[\sqrt{\Omega_S^2 + R_i^2 S_0^2} - \Omega_S^2 (1 - 2S_0 R_i) \right] / 8 \Omega_S R_i, \quad (4.7)$$

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^z} = -Q_{\text{тн}} \rho_3 \left[2GR_i + \Omega_S \xi_H \right] / 8R_i. \quad (4.8)$$

Аналізуючи (4.6) – (4.8), з використанням параметрів сучасних польових транзисторів Шоттки знаходимо співвідношення $S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^b} / S_{\text{Re } Y_r}^{Q_m} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^c} \approx (10^{-2} \div 10^{-1})$, які показують, що найбільшою чутливістю добротності до зміни імітансу генератора мають ІІ на основі УПІ^с.

Ефективним методом зменшення впливу імітансу генератора на параметри ІІ є включення між генератором сигналу і ІІ вентиля. У діапазонах високих і надвисоких частот набули застосування феритові вентиля [4]. Однак вони мають (табл. 4.1) низькі масо-габаритні характеристики, велике загасання сигналу в прямому напрямку і вузьку смугу пропускання. Крім того, технологія їхнього виготовлення не сумісна з інтегральною технологією, використовуваною при виготовленні розглянутого класу ІІ. Реалізація цього методу можлива шляхом створення транзисторних вентилів ВЧ і НВЧ діапазону. Виходячи

Порівняємо чутливості $S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}}$ при використанні УПІ^к і УПІ^б. Підставляючи елементи матриць (3.3.1) і (3.4.1) у (4.5) знаходимо

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^k} = -\left(\sqrt{1 + \Omega_T^2} + \Omega_T\right) Q_{\text{тн}} \rho_3 / 8\Omega_T r_6^2 \text{Re } Y_r,$$

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^b} = -\left(\sqrt{1 + \Omega_T^2} + \Omega_T\right) Q_{\text{тн}} \rho_3 \omega_T C_{\text{к1}} / 8\Omega_T r_6^2 \text{Re } Y_r.$$

Відношення цих чутливостей дорівнює $1/\omega_T r_6 C_{\text{к1}} \gg 1$ і показує, що ПІ на основі УПІ в $1/\omega_T r_6 C_{\text{к1}}$ раз менш чутливі до зміни провідності генератора, ніж ПІ з аналогічними $Q_{\text{тн}}$ і ρ_3 , але такі, що використовують УПІ^к. Величина $1/\omega_T r_6 C_{\text{к1}}$ для сучасних ВЧ і НВЧ транзисторів лежить у межах (4÷200) одиниць, що дозволяє рекомендувати при використанні негасенсорів технічні рішення, що використовують УПІ^к.

Провівши аналогічні обчислення для ОПІ^б, УПІ^с і УПІ^з на частотах $\Omega_s^2 \ll 1$ маємо

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^b} = -Q_{\text{тн}} \rho_3 \xi_3 S_0 (1 - \Omega_s); \quad (4.6)$$

$$S_{\text{Re } Y_2}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^c} = -Q_{\text{тн}} \rho_3 \left[\sqrt{\Omega_s^2 + R_i^2 S_0^2} - \Omega_s^2 (1 - 2S_0 R_i) \right] / 8\Omega_s R_i, \quad (4.7)$$

$$S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^z} = -Q_{\text{тн}} \rho_3 [2GR_i + \Omega_s \xi_{\text{н}}] / 8R_i. \quad (4.8)$$

Аналізуючи (4.6) – (4.8), з використанням параметрів сучасних польових транзисторів Шоттки знаходимо співвідношення $S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^b} / S_{\text{Re } Y_r}^{Q_{\text{тн}}} \Big|_{\text{max}}^{\text{УПІ}^c} \approx (10^{-2} \div 10^{-1})$, які показують, що найбільшою чутливістю добротності до зміни імпедансу генератора мають ПІ на основі УПІ^с.

Ефективним методом зменшення впливу імпедансу генератора на параметри ПІ є включення між генератором сигналу і ПІ вентиля. У діапазонах високих і надвисоких частот набули застосування феритові вентиля [4]. Однак вони мають (табл. 4.1) низькі масо-габаритні характеристики, велике загасання сигналу в прямому напрямку і вузьку смугу пропускання. Крім того, технологія їхнього виготовлення не сумісна з інтегральною технологією, використовуваною при виготовленні розглянутого класу ПІ. Реалізація цього методу можлива шляхом створення транзисторних вентилів ВЧ і НВЧ діапазону. Виходячи

приведена принципова схема, а на рис.4.3 конструкція двохканального АФ типу ФП1-СА-2 на основі УПП⁶ (V_3, V_4), до складу якого входять транзисторні вентиля (V_1, V_2, V_5, V_6). Експериментальна перевірка показала, що 20% зміна імітансів навантаження і генератора веде до зміни його смуги пропускання не більш, ніж на 0,01%. При відсутності вентилів нестабільність досягає 35%.

Недоліком розглянутого вентиля є відносно велика кількість елементів, необхідних для його реалізації. Не рахуючи елементів ланцюгів живлення, потрібно не менш 8 елементів. Крім того, для забезпечення режиму узгодження повинно здійснюватися налаштування вентиля шляхом зміни параметрів мінімум 4-х реактивних елементів. Ці недоліки відсутні в розробленому транзисторному вентилі на основі УПП^К, високочастотна частина схеми якого зображена на рис. 4.4.

Принцип роботи вентиля полягає в наступному. Як впливає з (3.2.18), для того, щоб коефіцієнт невзаємності вентиля був максимальним, достатньо, щоб $W_{12}=0$. Ця умова виконується при включенні між загальною шиною УПП на транзисторі V_1 і загальною шиною вентиля опору $Z_1=y_{12}/\Delta y$.

При реалізації вентиля на основі УПП^К маємо $Z_1=1/\omega_T C_{K2}(1+\Omega_T^2)+j\Omega_T/\omega_T C_{K2}(1+\Omega_T^2)=-R+j\omega L$. У такий спосіб для реалізації "ідеального" вентиля в загальне коло УПП^К необхідно включити індуктивний опір $j\omega L$ з негативною дійсною складовою $-R$. Такий опір реалізується другим УПП^К на транзисторі V_2 у режимі зворотного перетворення індуктивного опору Z_2 . З огляду на те, що $Y_{12}=0$, визначаємо вхідну і вихідну провідність реалізованого вентиля: $Y_{вх}=Y_{11}$, $Y_{вых}=Y_{22}$. З урахуванням елементів матриці (3.3.1) знаходимо вираження $Y_{11}\approx j\omega C_{K2}\omega_T$, $Y_{22}\approx -1/\Omega_T r_6$, справедливі на частотах, де $\Omega_T^2 \ll 1$ і $(1+z_1\Sigma y)\approx 1$.

При підключенні опору R_2 вихідний опір вентиля дорівнює $Z_{вых}=R_2+j\omega r_6$, звідки з умови узгодження ($Z_{н}=Z_{н}^*$) знаходимо величину опору R_2 , при якій забезпечується узгодження вентиля з опором навантаження $R_2=Z_{н}-j\omega r_6$.

З огляду на те, що $Z_{н}$ є чисто активним ($Z_{н} = Z_0$, наприклад 50 Ом), а величина $\omega_T r_6 \ll Z_{н}$ (наприклад при використанні транзистора типу КТ640А, маємо: $\Omega_T=0,25$, $r_6=4$ Ом, $\omega_T r_6=1$ Ом), величина резистора $R_2=Z_{н}$.

З урахуванням опору R_1 , вхідна провідність вентиля $Y_{вх}=1/R_1+j\omega C_{K2}\omega_T$. Виходячи з умови узгодження $Y_{вх}^*=Y_T$, і активного характеру провідності $Y_T=Y_0$, а також нерівності $Y_T \ll 1/\Omega_T C_{K2}\omega_T$ (наприклад для транзистора КТ640А маємо: $\Omega_T=0,25$, $\Omega_T C_{K2}\omega_T=1,884 \cdot 10^{-3}$ Ом⁻¹, $Y_T=1/Z_T=0,02$ Ом⁻¹) визначаємо величину резистора $R_1 \approx R_T$, при якій забезпечується узгодження входу вентиля з опором генератора.

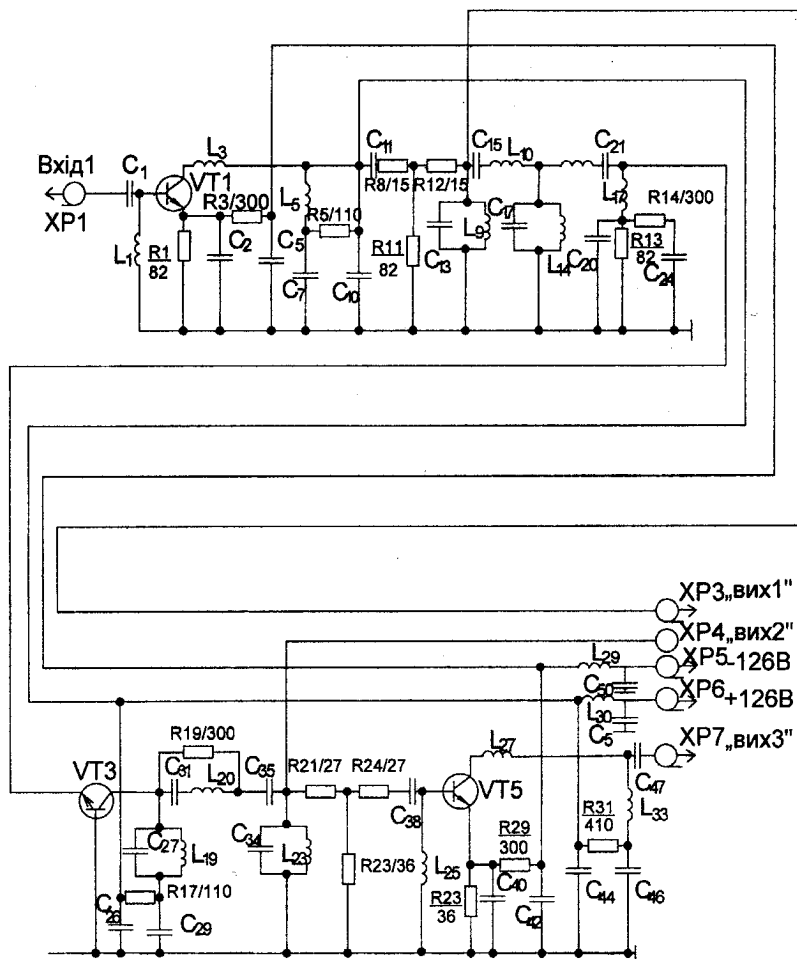


Рис. 4.2. Принципова схема мікросхеми типу ФПЧ-СА-2

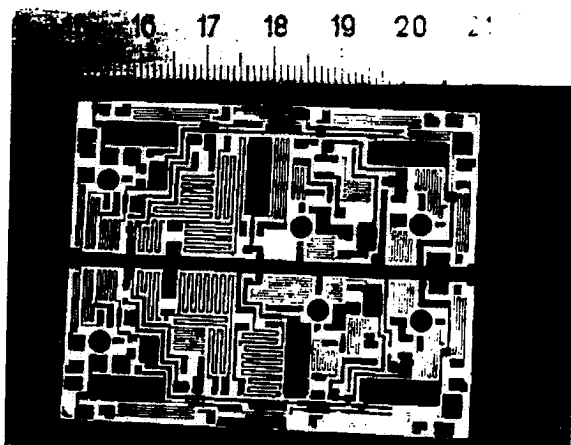


Рис. 4.3. Підложка мікросхеми ФПЧ-СА-2

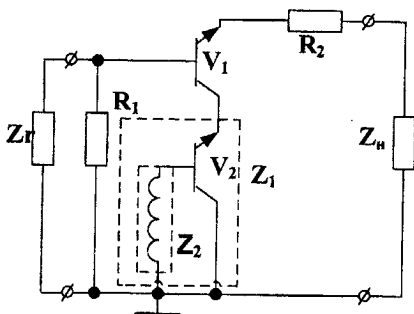


Рис. 4.4. Високочастотна частина схеми мікросхеми транзисторного вентиля

Експериментальні параметри розробленого вентиля, приведені в табл. 4.1, показують, що він має найбільше значення коефіцієнта не-взаємності (60 дБ).

У порівнянні з раніше дослідженим транзисторним вентилям, для його реалізації потрібна на 40% менша кількість елементів. Налаштування вентиля полягає в регулюванні індуктивності L_1 по мінімуму КСВН. Недоліком цього вентиля є більш вузька смуга пропускання (10%).

4.2. Динамічна нестабільність

4.2.1. Модель динамічної нестабільності

Розроблювальні ПП відносяться до лінійних пристроїв, тобто їхні параметри в робочому діапазоні не залежать від потужності сигналу. Однак з деякого рівня потужності $P_{вхн}$ ця залежність починає виявлятися. Для оцінки лінійної ділянки використовується поняття – динамічний діапазон пристрою $K_d = P_{вхн} / P_{вхш}$. Розширення динамічного діапазону можливе шляхом зниження коефіцієнта шуму і збільшенням потужності $P_{вхн}$. Аналіз коефіцієнта шуму ПП і шляхів його зменшення проведений у підрозділах 5.4 і 5.8. Розглянемо шляхи збільшення потужності $P_{вхн}$.

Наявність рівня насичення і його величина визначаються нелінійними властивостями УПП, зміна перетвореного імітанса якого під дією потужності сигналу [6], веде до нелінійної залежності параметрів ПП. Тому доцільно оцінити вплив перетвореного імітанса на параметри ПП поблизу рівня насичення. Як інтегральний параметр ПП, використовуємо його добротність.

Використовуючи теорему про еквівалентний генератор [7], пасивну частину схеми елементарної ланки ПП щодо клем УПП представимо у вигляді джерела напруги U_r і опору Z_{r3} (рис. 4.5), а залежність вхідного струму $i_{вх}$ УПП від напруги U_r апроксимуємо рядом Тейлора

$$i_{вх} = a_0 + a_1 U_r + a_2 U_r^2 + a_3 U_r^3 + \dots + a_n U_r^n \quad , \quad (4.9)$$

$$a_0 = \frac{1}{n!} \left[\frac{d^n i_{вх}}{dU_r^n} \right]_{U_r=0} \quad . \quad (4.10)$$

Для випадку надходження на вхід ПП гармонійного сигналу $U_r = V_r \cos \omega t$, використовуючи в якості апроксимуючого, поліном (4.9) третього ступеня ($n=3$) одержимо

$$i_{вх} = a_0 + \frac{V_r^2}{2} a_2 + \left(a_1 + \frac{3}{4} V_r^2 a_3 \right) V_r \cos \omega t - \frac{a_2 V_r^2}{2} \cos \omega t + \frac{1}{4} V_r^3 \cos 3 \omega t \quad . \quad (4.11)$$

З (4.11) знаходимо вираження для перетвореної провідності Y^0 УПП з урахуванням еквівалентного опору Z_{r3} зовнішніх ланцюгів на основній гармоніці сигналу, у залежності від його амплітуди

$$Y^0 = a_1 + \frac{3}{4} V_r^2 a_3 \quad . \quad (4.12)$$

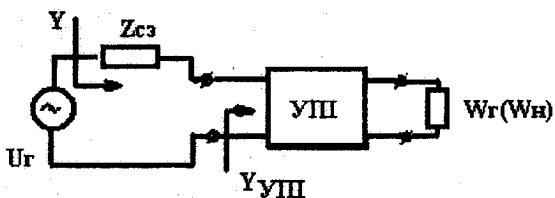


Рис. 4.5. Еквівалентна схема елементарної ланки ІІ, використувана для аналізу його динамічної нестабільності

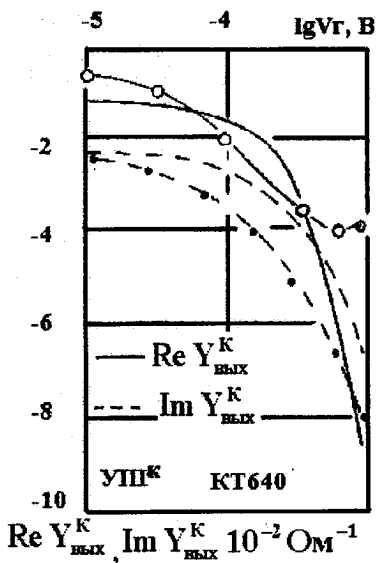


Рис. 4.6. Розрахункові ----- й експериментальні ---●--- залежності перетвореної провідності УПІІ^K від амплітуди напруги сигналу V_r

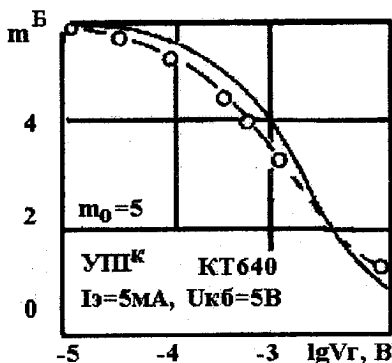


Рис. 4.7. Розрахункові — й експериментальні — залежності коефіцієнта збільшення добротності елементарної ланки ПП від амплітуди напруги сигналу

Аналіз (4.12) показує, що залежність Y^b від V_r визначається величиною коефіцієнта розкладання a_3 . У випадку малого значення a_3 чи малої амплітуди V_r сигналу, провідність Y^b буде дорівнювати малосигнальному значенню $Y_0 = a_1$, з якого знаходимо малосигнальне значення добротності ПП $Q_T = \text{Im } a_1 / \text{Re } a_1$.

З огляду на те, що за відсутності УПП добротність пасивного кола дорівнює $Q_0 = \text{Im } Z_{r3} / \text{Re } Z_{r3}$, визначаємо коефіцієнт збільшення добротності в режимі малого сигналу

$$m_0 = Q_T / Q_0 = \text{Im } a_1 / \text{Im } Z_{r3} \quad (4.13)$$

Зі збільшенням амплітуди сигналу відбувається зміна добротності ПП, обумовленої з (4.12) виразом

$$Q_T^b = \text{Im } Y^b / \text{Re } Y^b = \left(\text{Im } a_1 + \frac{3}{4} \text{Im } V_r^2 a_3 \right) / \left(\text{Re } a_1 + \frac{3}{4} \text{Re } V_r^2 a_3 \right), \quad (4.14)$$

використовуючи який знаходимо формулу для коефіцієнта збільшення добротності ПП в режимі великого сигналу

$$m^b = \frac{\left(\text{Im } a_1 + \frac{3}{4} \text{Im } V_r^2 a_3 \right) \text{Im } Z_{r3}}{\left(\text{Re } a_1 + \frac{3}{4} \text{Re } V_r^2 a_3 \right) \text{Re } Z_{r3}} = m_0 \frac{1 + \frac{3}{4} \text{Im } V_r^2 a_3 \text{Im } a_1}{1 + \frac{3}{4} \text{Re } V_r^2 a_3 \text{Re } a_1} \quad (4.15)$$

Аналіз (4.16) і (4.17) дозволяє зробити два важливих висновки. З ростом амплітуди сигналу V_r добротність ПІ зменшується і прагне до величини $Q_T^B = \text{Im } a_3 / \text{Re } a_3$. Коефіцієнт збільшення добротності m^B , рівний при малих сигналах m_0 , з ростом V_r також зменшується і прагне до величини $m_{\min}^B = m_0 Q_T^B / Q_T$.

Таким чином, ефективність застосування УПІ з ростом амплітуди сигналу падає, що вказує на доцільність їхнього використання в малосигнальних ПІ.

Експериментальну перевірку динамічної моделі ПІ на основі УПІ проведемо на основі УПІ^К у режимі зворотного перетворення індуктивного імітансу. У роботі [8] показано, що залежність струму емітера i_3 , такого ланцюга від напруги сигналу U_r можна апроксимувати виразом

$$i_3 = I_3 \exp \left[-U_r - (Z_{\text{вих}}^* + Z_{r3} - Z_3) i_3 / \varphi_T \right], \quad (4.16)$$

де I_3 – постійна складова струму емітера.

На підставі (4.10) з врахуванням (4.13) і (4.16) знаходимо коефіцієнти (4.1) розкладання ряду Тейлора:

$$\begin{aligned} a_0 &= I_3, & a_1 &= (Z_{\text{вих}}^* + Z_{23})^{-1}, & a_2 &= (Z_{\text{вих}}^* + Z_{23})^{-3} Z_3 / 2I_3, \\ a_3 &= (-Z_3 / 6 I_3^2) [(2(Z_{\text{вих}}^* + Z_{23})^{-3} - 3Z_3) / (Z_{\text{вих}}^* + Z_{23})]. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Використовуючи коефіцієнти (4.17) і вираження (4.12), на рис. 4.6 представлені розрахункові залежності перетвореної провідності транзистора КТ640А від амплітуди напруги сигналу у порівнянні з результатами експериментального дослідження. Більш значна розбіжність отриманих результатів з ростом амплітуди сигналу пояснюється наближеністю апроксимації (4.16), що побудована в припущенні про те, що основна залежність струму емітера від потужності сигналу визначається нелінійністю емітерного переходу транзистора.

На рис. 4.7 представлені розрахункові, з використанням вираження (4.16), і експериментальні залежності коефіцієнта збільшення добротності m^B для індуктивного негасенсора на основі УПІ^К від амплітуди сигналу V_r , що підтверджують зменшення рівня насичення з ростом малосигнального значення добротності.

4.2.2. Методи і засоби розширення динамічного діапазону

Рівень насичення ПІ оцінимо по амплітуді сигналу $V_{\text{гн}}$, що зменшує величину добротності Q_T^B у порівнянні з малосигнальними зна-

ченнями Q_T на 10%. На підставі (4.14), знаходимо

$$V_{гн} = [Q_T / 7,5(0,9Q_T Re a_3 - Im a_3)]^{1/2}.$$

З отриманого виразу випливає, що для збільшення рівня насичення або необхідно зменшувати малосигнальне значення добротності ІІ Q_T , або змінювати коефіцієнт розкладання a_3 .

Зменшення добротності Q_T для ряду пристроїв є небажаним, тому що веде до зниження їхньої вибіркової (АФ), перешкодозахищеності (ЛП) і чутливості (ІІ).

Розглянемо другий метод збільшення рівня насичення $V_{гн}$ на прикладі реалізації ІІ на основі УПІ^К. Як випливає з (4.17), коефіцієнт розкладання a_3 пропорційно залежить від квадрата постійного струму емітера I_3 транзистора. Тому збільшення цього струму повинне забезпечувати збільшення рівня насичення ІІ. На рис. 4.8 представлені експериментальні залежності квазірезонансної частоти f_0 невзаємного АФ і коефіцієнта передачі K_0 на цій частоті від зміни потужності сигналу $P_{вх}$, при різних струмах емітера I_3 .

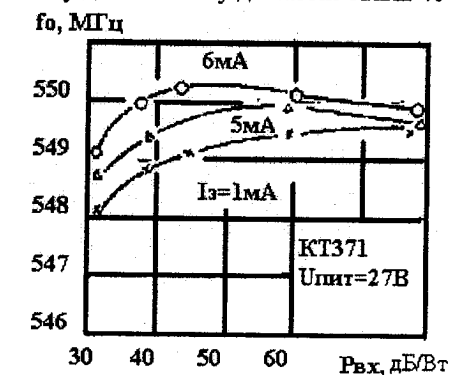
Як видно з графіків, підвищуючи струм емітера вдається збільшувати рівень потужності насичення АФ більш ніж на 10 дБ. Однак постійна робота ІІ при великих струмах емітера I_3 транзистора веде до погіршення його динамічного діапазону, внаслідок росту рівня шумів. Крім того погіршуються його енергетичні показники.

Для поліпшення цих показників у схему ІІ вводяться кола динамічної стабілізації (КДС). Вони поділяються на дві групи – КДС, що не змінюють робочу точку транзистора і КДС, що змінюють робочу точку транзистора.

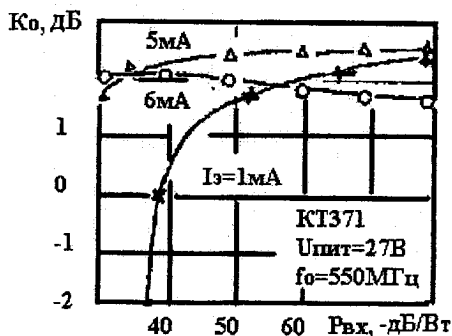
Дія КДС першої групи основана на керуванні коефіцієнтом розкладання a_1 зі зміною потужності сигналу шляхом реалізації члена $Z_{гз}$, на основі динамічно нестабільних елементів. Прикладом застосування цього методу є АФ на основі УПІ^К (V_1) КДС якого виконана у вигляді компенсуючого послідовного резонансного коливального контуру, утвореного другим УПІ^К (V_2) і ємністю C_4 .

Дія КДС другої групи заснована на зміні коефіцієнта розкладання a_3 зі зміною потужності сигналу. Наприклад, при реалізації такого ланцюга в ІІ на основі УПІ^К, з цією метою запропоновано використовувати динамічне керування струмом емітера I_3 транзистора [10, 11]. Установлено, що коефіцієнт передачі K_0 різних видів ІІ (АФ, К, ЛП) має нелінійну залежність від цього струму (рис. 4.10), на якій можна виділити дві характерних ділянки: на першій ділянці (АВ) з ростом струму I_3 , коефіцієнт передачі K_0 збільшується, а на другому (ВР) зменшується [12, 13]. З огляду на те, що з ростом потужності сигналу

коефіцієнт передачі зменшується (рис. 4.11), для забезпечення динамічної стабільності необхідно синхронно збільшувати струм емітера I_3 (ділянка АВ) чи зменшувати його (ділянку ВР). Реалізація цього методу можлива за допомогою схеми рис. 4.9б. З ростом рівня вхідної потужності напруга на діоді V_1 зростає, що у свою чергу веде до росту напруги на емітерному переході транзистора V_2 , струму емітера I_3 , і як наслідок, до стабілізації коефіцієнта передачі K_0 (рис. 4.11). При цьому, як показали експериментальні дослідження, динамічна стабільність квазірезонансної частоти також підвищується. У розглянутому прикладі вибором струму емітера транзистора ($I_3 = 6$ мА) вдалося знизити нестабільність коефіцієнта передачі до 0,1 дБ, а квазірезонансної частоти до 0,1 МГц у динамічному діапазоні більш 40 дБ.

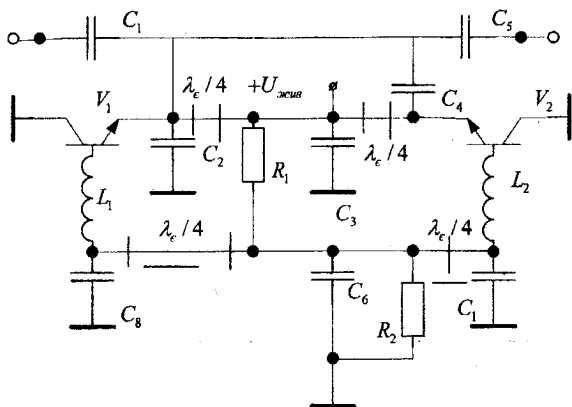


а)

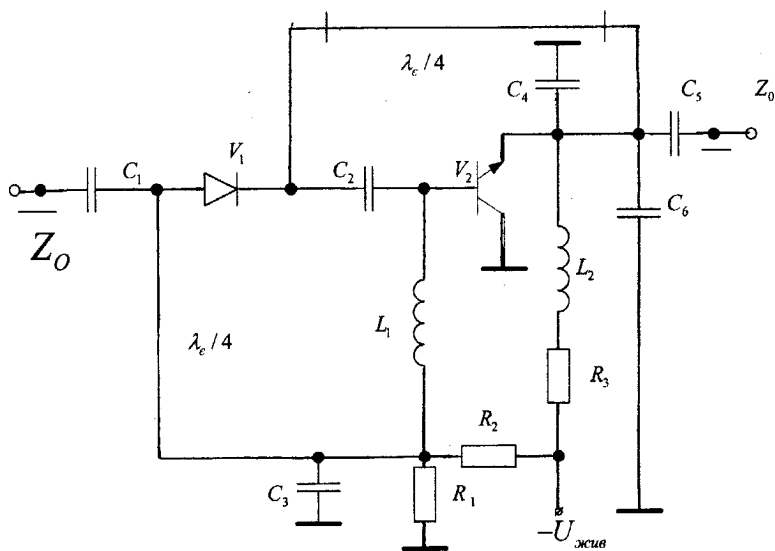


б)

Рис. 4.8. Експериментальні залежності квазірезонансної частоти f_0 (а) і коефіцієнта передачі K_0 (б) незваженого АФ від зміни потужності сигналу $P_{вх}$ при різних струмах емітера I_3

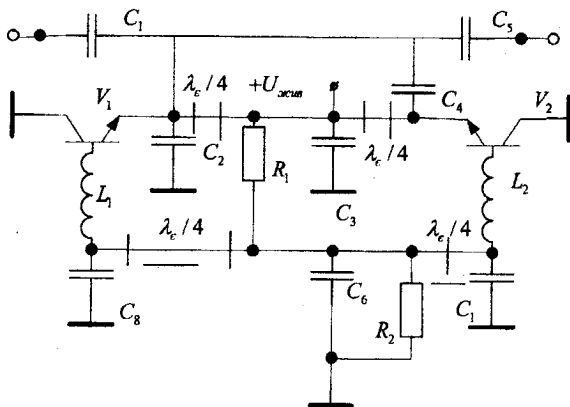


а)

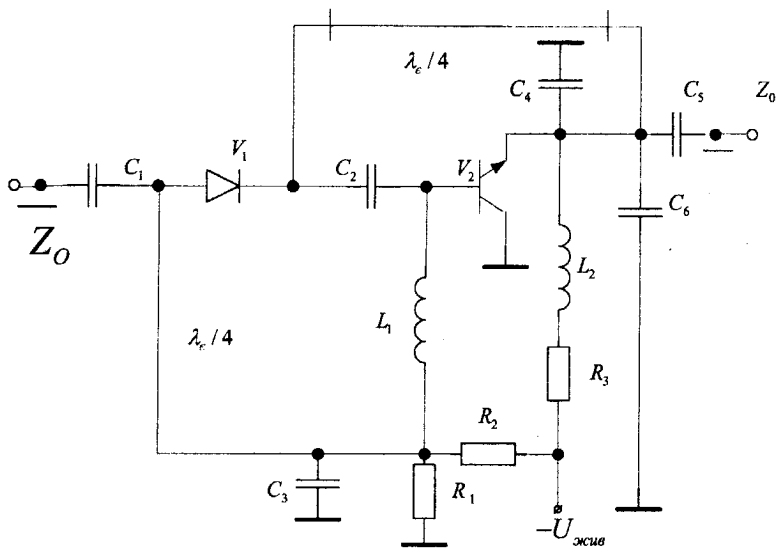


б)

Рис. 4.9. Принципові схеми АФ з ланцюгами динамічної стабілізації



a)



б)

Рис. 4.9. Принципові схеми АФ з ланцюгами динамічної стабілізації

Введення КДС ускладнює схему ПП і веде до появи додаткових паразитних зворотних зв'язків. Тому, де це можливо, перевагу варто віддавати застосуванню могутніх багатоемітерних транзисторів, що як видно з рис. 4.12 дозволяє збільшувати рівень насичення ПП більш ніж на 10 дБ без застосування КДС. Потужність насичення ПП при використанні УПП на основі малопотужних транзисторів (типу КТ3101, КТ371) складає порядку 100 мкВт, а при використанні могутніх багатоемітерних транзисторів (типу КТ913, КТ319) – досягає 10 мВт. З огляду на те, що коефіцієнт шуму ПП, зібраного на транзисторі типу КТ3101 при смузі пропускання $\Delta f=8$ МГц, дорівнює 6 дБ, а при смузі пропускання $\Delta f=6$ МГц зростає до 20 дБ (розглядається ПП в розузгодженому режимі), знаходимо значення динамічного діапазону, що відповідають цим смугам пропускання $K_{д1}=156$ дБ і $K_{д2}=63,67$ дБ. Застосування розглянутих методів дозволяє розширити ці діапазони на 10 дБ. Цей висновок підтверджує і результати експериментальних досліджень проведені з використанням спектроаналізатора при потужності вхідного сигналу $P_{вх}=3$ мВт не перевищує 60 дБ від основної гармоніки.

Залежність перетворюваного імітансу УПП від потужності сигналу може бути використана при реалізації обмежувачів [14] і пристроїв відновлення частоти сигналу [15].

4.3. Температурна нестабільність

4.3.1. Моделювання температурної нестабільності

При дослідженні температурної нестабільності більшості транзисторних пристроїв основна увага спрямована на аналіз зміни під впливом температури робочої точки транзистора, що веде до зміни підсилювальних властивостей і рівня насичення [16]. Використання транзистора в якості УПП, ставить іншу мету дослідження. Вона полягає у визначенні температурної нестабільності перетвореного імітансу, що дозволяє розробити методи і засоби її зменшення.

Температурна нестабільність УПП визначається температурною нестабільністю параметрів багатоелектродної напівпровідникової структури, використовуваної в якості УПП. Для реальних біполярних структур до цих параметрів відносяться: r_{Σ} , C_{Σ} , r_{δ} , C_{κ} , α_0 і f_T . Ці параметри аналітично можуть бути описані через параметри матеріалу напівпровідникової структури [17, 18]. Однак параметри матеріалу реальної біполярної структури не завжди визначені для розроблювача ПП. Тому більш доцільно виявляється використовувати напівемпіричні вирази, параметри в яких визначаються експериментально.

1. Диференціальний опір емітерного переходу r_{Σ} , пропорційний

температурі і визначається вираженням [19] $r_s = KT^0/qI_s$, де K – постійна Больцмана.

2. Ємність емітерного переходу утворена двома складовими: зарядною C_{33} і дифузійною $Z_{3л}$ ємностями. При малих струмах ($I_s < 2$ мА) досить враховувати тільки зарядну ємність.

3. $C_{33} = 1/\omega_T r_s$. При великих струмах емітера потрібно враховувати дифузійну ємність, для дрейфових транзисторів рівню $C_{33} = 0,25/2\pi g_3 f_T$ [20]. Таким чином, ємність емітерного переходу залежить від температури через параметри g_3 і f_T .

4. Залежність опору бази від температури може бути апроксимовано виразом $r_b(T^0) = r_b(T^0_0) + 0,03(T^0 - T^0_0)$, де $r_b(T^0_0)$ – опір бази при температурі T^0_0 .

5. Ємність колекторного переходу C_k незначно залежить від температури [22] і її температурною нестабільністю зневажаємо.

6. Гранична частота транзистора f_T при зниженні температури від 343 до 80°К, майже не міняється [21]. При підвищенні температури вище 343°К відбувається зменшення f_T , що обумовлено зниженням рухливості носіїв струму і, як наслідок, збільшенням часу їхнього прольоту через базу транзистора.

7. Коефіцієнт передачі по струму α_0 залежить від температури. Згідно [23], ця залежність для високочастотних дифузійно-дрейфових транзисторів визначається залежностями від температури коефіцієнтів інжекції $\gamma_s = 1/(1 + j\omega C_s r_s)$ і переносу неосновних носіїв струму через базу β_{II} . Залежність коефіцієнта переносу β_{II} від температури визначається в основному збільшенням дифузійної довжини неосновних носіїв струму в базі з ростом температури, що веде до росту коефіцієнта переносу. З огляду на те, що $\alpha_0 = \gamma_s \beta_{II}$ і $\beta_0 = \alpha_0 / (1 - \alpha_0)$, температурна залежність коефіцієнта передачі по струму α_0 може бути визначена за результатами виміру коефіцієнта підсилення транзистора β_0 у схемі з загальним емітером.

У такий спосіб для опису температурної нестабільності УПІ на основі реальних біполярних структур досить визначити температурну нестабільність наступних параметрів: r_s, r_b, β_0, f_T .

На рис. 4.14а представлені експериментальні залежності цих параметрів від температури для різних типів біполярних транзисторів, що підтверджують результати теоретичного аналізу поведінки цих параметрів при зміні температури.

Коректність запропонованої моделі температурної нестабільності УПІ на основі біполярних транзисторів може бути оцінена за результатами експериментальних і теоретичних досліджень перетвореної провідності УПІ^К у режимі прямого і зворотного перетворення.

На рис. 4.14а представлені залежності складових вихідного опору УПІ^К при зворотному перетворенні активного $Z_2 = ReZ_2$ і індуктивного $Z_2 = ReZ_2 + jImZ_2$ опорів від температури.

З графіків видно, що з ростом температури, у діапазоні (20–80°C) відбувається незначна зміна уявної складової перетвореного опору (не більш 1,93% /град⁻¹).

Причому у випадку $Z_2 = ReZ_2$ відбувається зменшення $ImZ_{Г}^K$, а у випадку $Z_2 = ReZ_2 + jImZ_2$ спостерігається ріст $ImZ_{ВХ}^K$. При обох видах перетворюваного опору спостерігаються значні зміни речовинної складової перетвореного опору, що з ростом температури в діапазоні (20+80°C) збільшується із середньою швидкістю 4,7 % град.

При прямому перетворенні ємнісного опору $Z_H = -j/\omega C_H$ (рис. 4.14б) у температурному режимі (20 – 80°C) відбувається зменшення $ImZ_{ВХ}^K$ (0,161% град.⁻¹) і ріст $ReZ_{ВХ}^K$ (0,65% град.⁻¹). Найбільш істотна температурна нестабільність спостерігається починаючи з температури $T > 80^\circ\text{C}$, яку варто розглядати як граничну температуру використання УПІ на даному типі транзистора.

У випадку реалізації УПІ на основі реальної уніполярної структури температурну залежність перетвореного імітансу УПІ оцінимо по зміні від температури параметрів його фізичної моделі R_i , $C_{сз}$, $C_{нз}$, G , S_0 . Однак, на відміну від реальних біполярних структур, розв'язання цієї задачі для сучасних ПТШ має значні труднощі, тому що відсутні аналітичні вирази, що визначають ряд фізичних параметрів GaAs у діапазоні температур (наприклад таких параметрів, як рухливість μ і діелектрична проникність ϵ).

Аналіз математичних моделей польових транзисторів [24–26] дозволяє зробити висновок, що температурна нестабільність розглянутих параметрів спостерігається внаслідок температурної залежності фізичних параметрів матеріалу кристала μ і ϵ .

Відомо, що з ростом температури рухливість μ знижується. Фізична природа цього явища дотепер цілком не ясна і не має аналітичного опису [27].

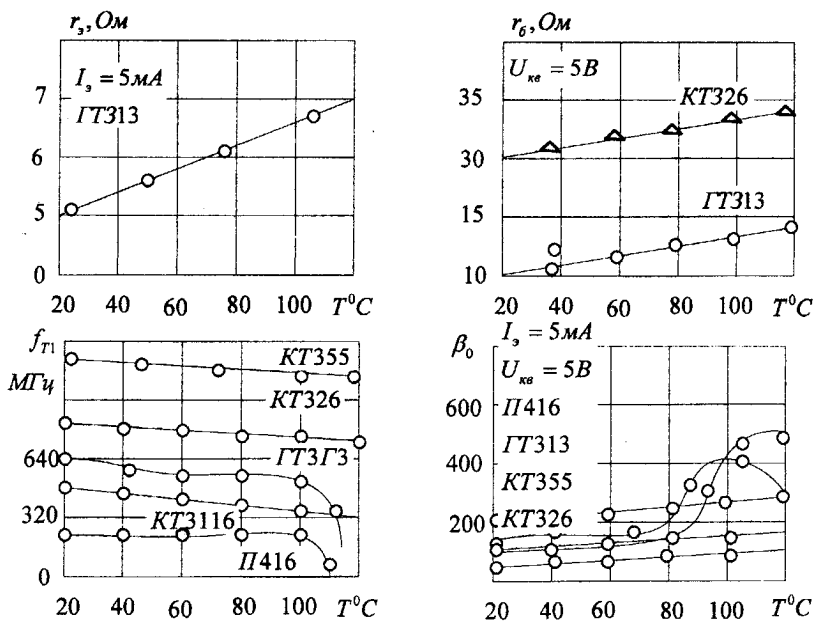


Рис. 4.13. Температурна залежність параметрів моделей біполярних транзисторів

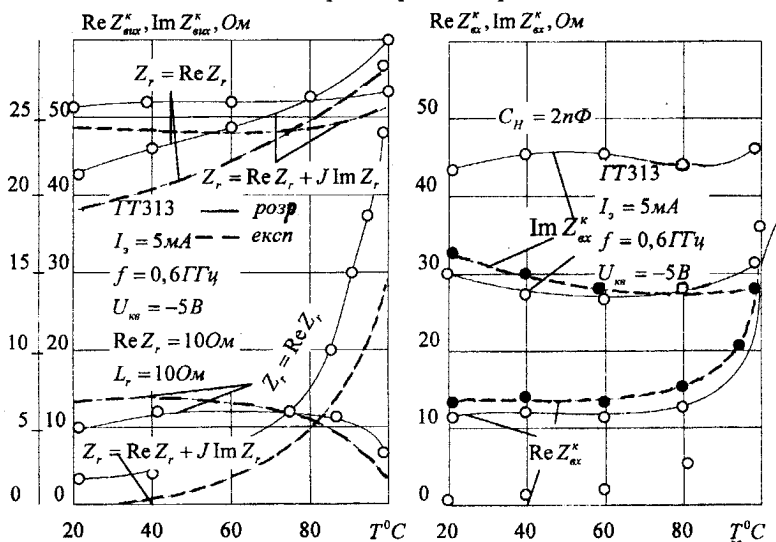


Рис. 4.14. Температурна залежність перетвореного імпедансу УПК^К на основі біполярного транзистора

Тому можна тільки зробити висновок про зменшення провідності каналу G , крутизни S і диференціального опору затвора R_t з ростом температури. Відсутні також досить точні дослідження температурної залежності діелектричної проникності збідненої області каналу для GaAs ППШ. Однак, використовуючи результати досліджень ТКЕ діодів на основі GaAs, можна зробити висновок про слабку температурну нестабільність параметра ϵ , а отже й ємностей $C_{нз}$ і $C_{сз}$, що підтверджують і результати експериментальних досліджень, приведені в [28].

Експериментальна перевірка даних висновків була проведена на ППШ типу ЗПЗ21. Параметри $C_{нз}$ і $C_{сз}$ визначалися за методикою обґрунтованою в [29]. Результати експериментів представлені в табл. 4.2 підтверджують зроблені висновки.

4.3.2. Методи і засоби термостабілізації

Результати моделювання температурної нестабільності УП показують, що зі зміною температури відбувається зміна як речовинної, так і уявної складових перетвореного імітансу. Виходячи з цього, виникає задача розробки методів і засобів термостабілізації. З цією метою можливо здійснювати термокомпенсацію, використовуючи або залежність перетвореного імітансу від положення робочої точки напівпровідникової структури – термокомпенсація по постійному струму, або залежність перетвореного імітансу від перетворюваного імітансу – термокомпенсація по змінному струму.

Передумовою до розробки першого методу з'явилися температурні дослідження резонансного комутатора в режимі "відкрито". Як видно з графіків (рис. 4.15) при зміні температури від -50°C до $+60^{\circ}\text{C}$ при відсутності кола термокомпенсації відбувається зменшення його коефіцієнта передачі K_0 на ± 2 дБ і квазірезонансної частоти на ± 2 МГц при незначному зростанні струму емітера I_3 (менше 1 мА) транзистора. Стабілізація струму емітера веде до ще більшої температурної нестабільності параметрів комутатора. Експериментальним шляхом установлена необхідна залежність струму емітера I_3 , що забезпечує стабілізацію параметрів K_0 і f_0 . Виявилось, що з ростом температури для стабілізації параметрів K_0 і f_0 комутатора потрібно здійснювати збільшення струму емітера I_3 (рис. 4.15).

Найпростіша реалізація даного методу полягає у включенні послідовно в коло живлення емітера транзистора терморезистора. Але внаслідок його значної температурної нелінійності вдається забезпечити стабілізацію параметрів схеми лише в області позитивних температур. У розглянутому прикладі при зміні температури від $+20^{\circ}\text{C}$ до $+60^{\circ}\text{C}$ забезпечувалася стабілізація коефіцієнта передачі $\pm 0,5$ дБ і квазірезонансної частоти $-\pm 0,5$ МГц.

Температурна залежність параметрів еквівалентної схеми ППШ

Параметри	Розмірність	Температура, T° C			
		-50	-30	25	50
S_0	$\text{Ом}^{-1}10^3$	26	24	20	11,2
R_i	Ом	31	23	15	10
G	$\text{Ом}^{-1}10^3$	2,8	2,1	1,7	1,5
$C_{\text{вз}}$	пФ	0,27	0,27	0,27	0,27
$C_{\text{сз}}$	пФ	0,03	0,03	0,03	0,03
f_T	ГГц	6,22	6,20	6,15	6,07

Транзистор – 3ПЗ21, $U_{\text{зе}} = -3 \text{ В}$, $U_{\text{сн}} = -2 \text{ В}$, $I_{\text{е}} = 12,6 \text{ мА}$

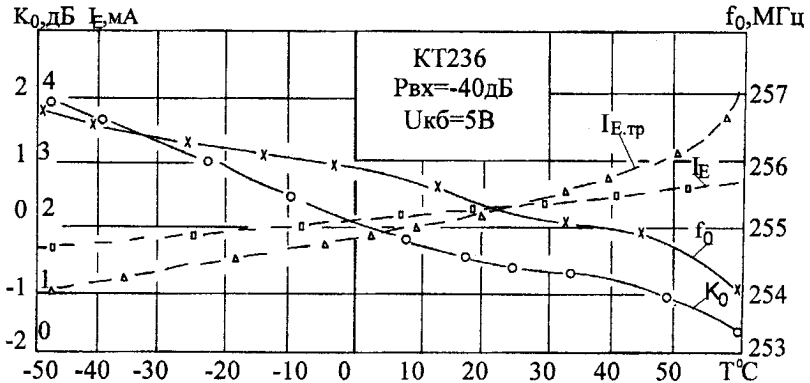


Рис. 4.15. Температурні залежності коефіцієнта передачі K_0 , квазірезонансної частоти f_0 і струму емітера транзистора I_e комутатора на основі УПП* ($I_{e, \text{тр}}$ – необхідна залежність)

Результати досліджень, приведені закордонними авторами, також вказують на збільшення температурної нестабільності АФ, що використовують компенсацію шляхом зміни струму емітера УПП при розширенні температурного діапазону (табл. 4.3).

Для здійснення термокомпенсації по змінному струму можливе використання залежності перетвореного імітансу УПП: 1) від речовинної складової перетворюваного імітансу; 2) від уявної складової перетворюваного імітансу; 3) від синхронної зміни, як дійсної, так і уявної складової перетворюваного імітансу [30–32].

Оцінимо можливості реалізації цих варіантів.

У першому варіанті використовується включення в коло перетворюваного імітансу терморезистора. Принцип здійснення термокомпенсації в цьому випадку пояснюється за допомогою графіків рис. 4.16. Унаслідок сильної температурної нелінійності терморезистора в області негативних температур, застосування такого кола, що компенсує, обмежене областю позитивних температур. Цей висновок підтверджують і результати інших дослідників. Зокрема, у [33] повідомляється про використання терморезистора для температурної стабілізації резонансного коливального контуру на основі УПІ^к тільки в області позитивних температур.

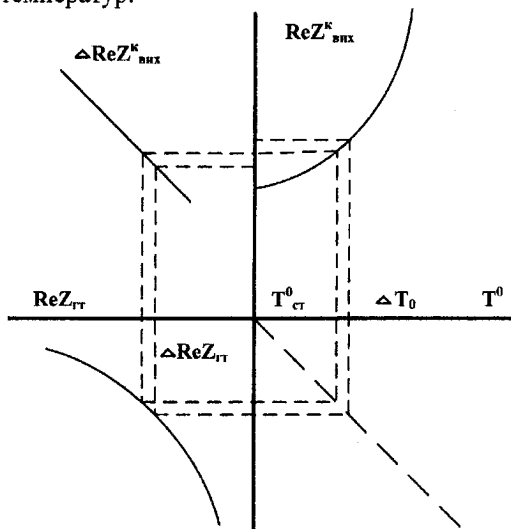


Рис. 4.16. До обґрунтування принципу термокомпенсації УПІ шляхом зміни з температурою дійсної складової перетворюваної провідності

Реалізація другого варіанта можлива шляхом реалізації уявного перетворюваного імітансу з різними значеннями температурного коефіцієнта. На рис. 4.17 представлені результати експериментального дослідження коефіцієнта передачі взаємного комутатора на основі УПІ в режимі зворотного перетворення ємності конденсатора з різними значеннями ТКЕ [12]. Як видно з графіків, температурна стабілізація забезпечується також у вузькому температурному діапазоні. Краща стабільність коефіцієнта передачі отримана при використанні конденсатора С типу М470 ($\pm 0,5$ дБ у діапазоні температур від $+10$ до $+60^\circ\text{C}$). У більш широкому діапазоні спостерігається зростання тем-

пературної нелінійності коефіцієнта передачі K_0 , що можна пояснити суперпозицією температурної нелінійності УПІ і перетворюваного імітансу.

Третій варіант термокомпенсації УПІ передбачає одночасну зміну як дійсної, так і уявної складових перетворюваного імітансу. З цієї метою можливе включення в коло перетворюваного імітансу реактивного й активного елементів, що мають необхідні температурні коефіцієнти. Обмежена номенклатура таких елементів не дозволяє здійснювати термокомпенсацію в широкому діапазоні температур. Тому запропоновано включати в коло перетворюваного імітансу КЕ, вплив на який змінюється зі зміною температури за законом, що забезпечує термокомпенсацію параметрів [34]. Загальна структурна схема реалізації такого способу термокомпенсації УПІ, зображена на рис. 4.18. Сигнал, вироблюваний датчиком температури (ПВП), надходить на формувач (ФП), де виробляється необхідний закон зміни керуючого впливу, підсилюється підсилювачем (П) де подається на КП у колі перетворюваного імітансу. Оцінимо ефективність цього способу термокомпенсації УПІ на прикладі термостабілізації коефіцієнта передачі K_0 і квазірезонансної частоти f_0 взаємного АФ (рис. 4.19). При відсутності кола термокомпенсації, у діапазоні температур $\pm 60^\circ\text{C}$ спостерігається нестабільність коефіцієнта передачі ± 2 дБ і квазірезонансної частоти $\pm 4,5$ МГц.

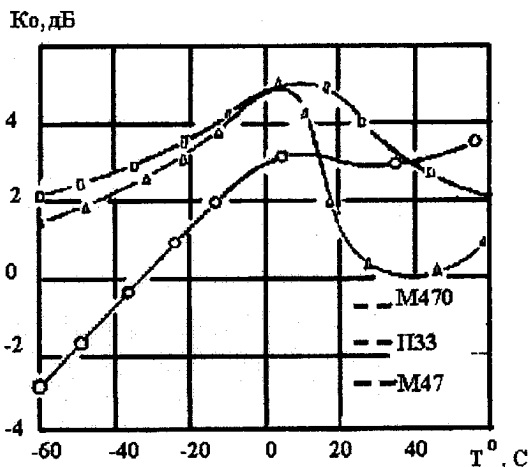


Рис. 4.17. Температурна залежність коефіцієнта передачі взаємного комутатора на основі УПІ⁶ у режимі зворотного перетворення ємності конденсатора з різними ТКЕ

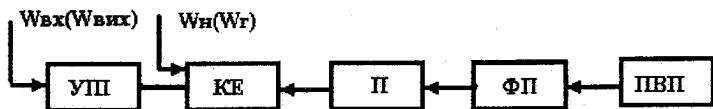


Рис. 4.18. Структурна схема реалізації способу термокомпенсації УПІ шляхом використання схеми керування перетворюваного імітансом. На схемі: КЕ – керуючий елемент, П – підсилювач, ФП – формуючий пристрій, ПВП – первинний вимірвальний перетворювач температури

Таблиця 4.3

Температурна нестабільність квазірезонансної частоти і коефіцієнта передачі НВЧ АФ з струмовою компенсацією

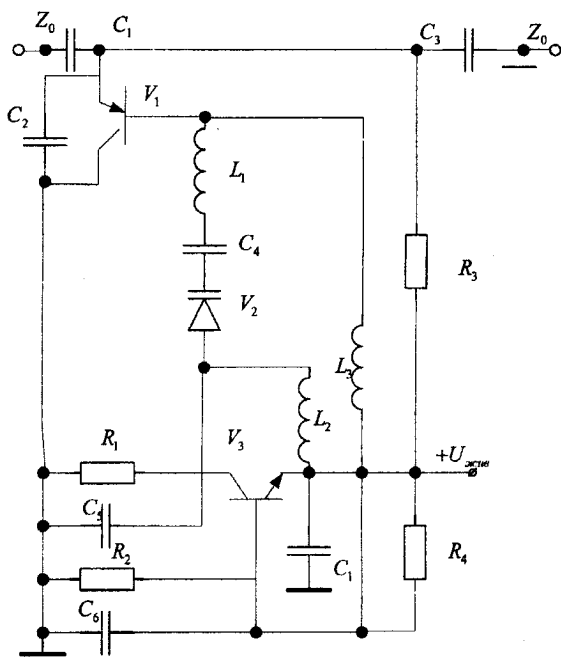
Діапазон зміни температури	Температурна нестабільність f_0 , %	Температурна нестабільність K_0 , дБ
+30°C ÷ +85°C	±2	±0,2
-85°C ÷ + 85°C	± 5	±0,5
-55°C ÷ + 85°C	+ 20	± 1,0

У якості КЕ запропоновано використовувати варикап, включений послідовно з перетворюваною індуктивністю L_1 , у якого під впливом керуючої напруги змінюється не тільки уявна $X_B=1/\omega C_B$, але і дійсна R_B складова повного опору. Розрахунок кола термокомпенсації обґрунтований у [34].

Коло керування варикапом реалізовано на транзисторі V_3 , що виконує роль підсилювача – формувача, вихідна напруга якого залежить від напруги $U_{ЭБ}$ транзистора V_1 , що одночасно виконує роль УПІ і датчика температури.

Експериментальні результати на рис. 4.19б, отримані для АФ з параметрами: $f_0=0,6$ ГГц, $K_0 = 3$ дБ, смуга пропускання - 4 МГц, загасання при розстройці на 20 МГц від смуги пропускання 38 дБ. Настроювання кола термокомпенсації здійснюються підбором опору колекторного резистора R_1 , що і веде до стабілізації коефіцієнта передачі K_0 (± 0,4 дБ) і квазірезонансної частоти f_0 (± 0,6 МГц) АФ (рис. 4.19б).

Для невзаємних ПІ, що мають вищу стабільність до різних дестабілізуючих факторів, а також у випадку ослаблених вимог до серійно-придатності, схему термокомпенсації можна спростити, використовуючи як датчик температури терморезистор. У цьому випадку можна відмовитися від підсилювача, а формування необхідного закону керування здійснити шляхом підбору типу терморезистора R_1 , і величини додаткового резистора R_2 (рис. 4.20а).



а)

$\Delta f_0, \text{МГц}$

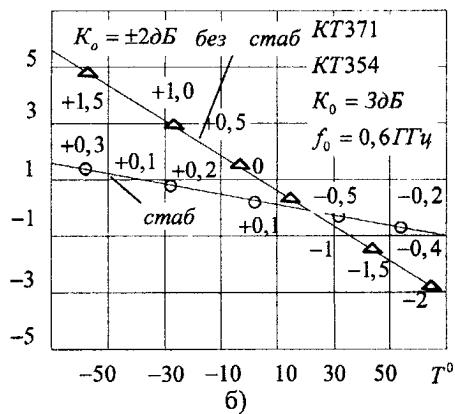


Рис. 4.19. Принципова схема (а) і температурна залежність (б) основних параметрів взаємного однорезонаторного АФ

Експериментально був установлений потрібний закон зміни керуючої напруги (рис. 4.20б – пунктирна крива) і шляхом підбора резисторів (R_1 – R_4) отримана аналогічна залежність на виході формуючого кола ($R_1=0$, $R_2=\infty$, $R_3=M20K$, $R_4=1,2K$). Використання цього кола термокомпенсації забезпечило в діапазоні температур від $+60$ до -60°C нестабільності коефіцієнта передачі K_0 не більш ± 1 дБ і квазірезонансної частоти f_0 не більш $\pm 0,5\text{МГц}$ (рис. 4.20в).

У висновку слід зазначити, що термокомпенсуюче коло може бути реалізоване також на основі УПІ. Прикладом такої реалізації є коло, виконане на транзисторі V_1 (див. рис. 4.9а), що забезпечує не тільки динамічну, але і температурну стабілізацію параметрів ПІ [9].

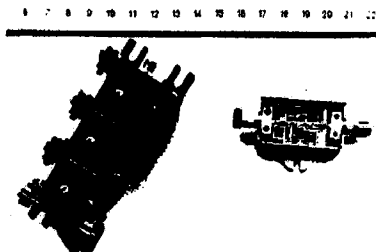
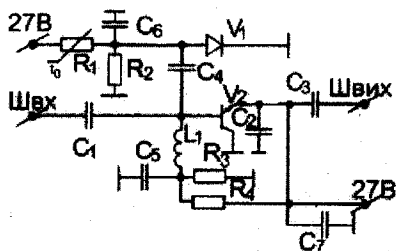
4.4. Режимна нестабільність

Зміна положення робочої точки реальної багатоелектродної напівпровідникової структури веде до зміни коефіцієнта перетворення імітансу, а отже змінюється величина перетворюваного імітансу і параметри ПІ.

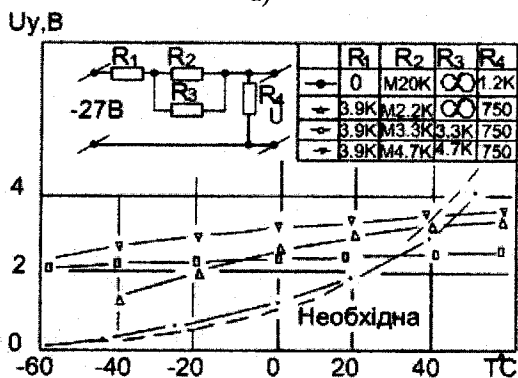
Положення робочої точки реальних біполярних напівпровідникових структур визначається струмом емітера I_3 і напругою $U_{КБ}$ між колектором і базою транзистора. Залежність параметрів фізичних моделей цих транзисторів від струму I_3 і напруги $U_{КБ}$ розглянуті в роботах [16, 19].

Зі зміною струму емітера I_3 найбільше істотно змінюються: g_3 , α_0 , (β_0), f_T . Коефіцієнти α_0 чи β_0 і частота f_T з високою точністю вимірюються за допомогою стандартної вимірювальної апаратури. На рис. 4.21а представлені результати таких вимірів для різних типів транзисторів, проведені за допомогою вимірювача параметрів високочастотних транзисторів типу Л2-12. З графіків рис. 4.21а видно, що найбільш істотна залежність β_0 і f_T спостерігається при початкових значеннях ($0\div 4$ мА) струму емітера. Найбільш положиста ділянка впливає за номінальним значенням $I_{3\text{ном}}$ струму емітера (для сучасних малощумлячих біполярних транзисторів $I_{3\text{ном}} \approx 5\text{мА}$) і простирається до граничних значень струму емітера (звичайно $10\div 15\text{мА}$).

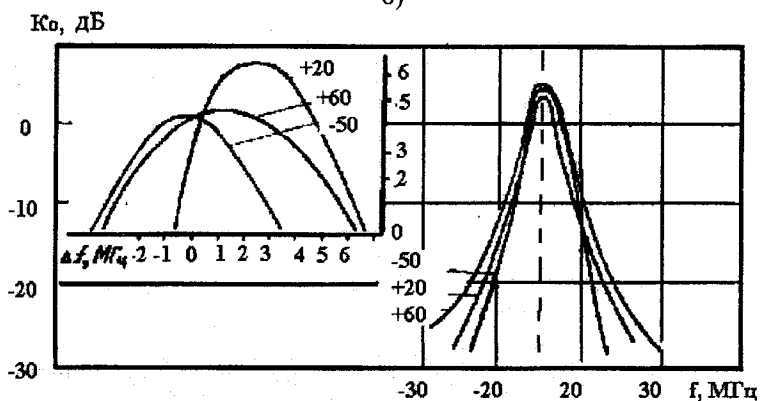
Розглянуті залежності параметрів g_3 , β_0 , і f_T від I_3 визначають режимну нестабільність усіх видів УПІ на основі біполярних транзисторів, що найбільш істотна в діапазоні струмів $0\div I_{3\text{ном}}$ і зменшується при подальшому збільшенні I_3 . Як приклад на рис. 4.22а, б приведені експериментальні залежності складових перетвореної провідності УПІ на основі транзистора КТ3115 при прямому і зворотному перетворенні різних імітансів у залежності від струму емітера.



а)



б)



в)

Рис. 4.20. Принципова схема і загальний вигляд підложки (а), температурні зміни керуючої напруги (б) і АЧХ (в) невзаємного АФ зі спрощеною схемою термокомпенсації

Представлені графіки підтверджують справедливість положення, що найбільша режимна нестабільність перетвореного імітанса спостерігається як при прямому (рис. 4.22б), так і при зворотному (рис. 4.22а) перетворенні імітансу при струмах $(0 \div 4)$ мА. На цій ділянці найбільшу крутість зміни (близько 10 Ом мА^{-1}) від I_3 має уявна складова перетвореного імітансу. Найбільш стабільним є режим при $I_3 > I_{3 \text{ ном}}$. Характерно, що на цій ділянці більшу нестабільність має дійсна складова перетвореного імітансу, причому з ростом добротності перетворюваного імітансу, нестабільність $\text{Re}Z_{\text{вих}}^K$ зростає (рис. 4.22а).

Залежність параметрів фізичної моделі біполярних транзисторів від напруги на колекторі $U_{\text{КБ}}$ визначається впливом $U_{\text{КБ}}$ на C_k , f_T і β_0 . Залежність параметрів β_0 і f_T від напруги $U_{\text{КБ}}$ істотна в основному на початковій ділянці (рис. 4.21б) $U_{\text{КБ}} = 0 \div 2 \text{ В}$.

Поблизу граничних значень $U_{\text{КБmax}}$, обумовлених напругою пробою колекторного переходу, спостерігається експонентний ріст коефіцієнта підсилення, що пояснюється лавинним множенням носіїв струму в колекторному переході. Таким чином, з погляду забезпечення стабільності параметрів фізичної моделі УПІ на основі біполярного транзистора, варто вибирати робочу точку біполярного транзистора при напругах $2\text{В} < U_{\text{КБ}} < U_{\text{КБmax}}$. Ці висновки підтверджують результати експериментального дослідження складових перетвореного імітансу УПІ^К у залежності від I_3 (рис. 4.22в, г). Також, як і при дослідженні залежностей цих параметрів від I_3 (рис. 4.22а, б), найбільш стабільною є ділянка зі значеннями напруги $U_{\text{КБ}} > U_{\text{КБmax}}$ яке для сучасних малошумлячих транзисторів дорівнює $U_{\text{КБmax}} = 5\text{В}$. Характерним є велике значення нестабільності перетвореного імітансу в режимі зворотного перетворення (рис. 4.22в), ніж у режимі прямого перетворення (рис. 4.22г).

Це пояснюється тим, що в першому режимі, ємність C_k виявляється включеною паралельно перетворюваному імітансу Z_T і впливає на його величину зі зміною $U_{\text{КБ}}$. Зменшенню цієї нестабільності сприяє включення паралельно колекторному переходу зовнішньої додаткової ємності.

Представлені на рис.4.22 експериментальні залежності отримані при реалізації УПІ на основі одного із самих високочастотних і малошумлячих вітчизняних транзисторів типу КТ3115. Результати теоретичних і експериментальних досліджень проведені на УПІ, що використовує інші типи транзисторів (ГТ313, ГТ311, КТ320 і ін.) більш ранніх випусків, цілком підтверджують зроблені висновки про те, що з метою підвищення стабільності перетвореного імітанса УПІ, робоча точка біполярної багатоелектродної напівпровідникової структури по-

винна вибиратися при струмах емітера I_3 і напругах на колекторі $U_{КБ}$ в областях значень

$$I_{3ном} \leq I_3 < I_{3max}, \quad U_{КБном} \leq U_{КБ} < U_{КБmax} \quad (4.17)$$

На рис. 4.23 представлені результати іспитів при різних значеннях напруги живлення $U_{ПІТ}$ вузькосмугового (рис. 4.23а) і широкосмугового (рис. 4.23б) АФ, принципові схеми яких зображені, відповідно на рис. 6.3.6а і рис. 6.3.7в, а робоча точка транзистора V_1 обрана з урахуванням нерівності (4.21). Для обох видів АФ найбільш характерним є більший вплив зміни $U_{ПІТ}$ на коефіцієнт передачі K_0 , чим на квазірезонансну частоту АФ. Це узгоджується з результатами рис. 4.22, де видно, що в діапазоні струмів I_3 і напруг $U_{КБ}$, що відповідають умові (4.21), більшою нестабільністю володіє дійсна складова перетвореного імітансу. Висока нестабільність, що спостерігається у вузькополосного АФ ($\partial f_0/\partial U_{ПІТ} \approx 3.6 \text{ МГц В}^{-1}$, $\partial K_0/\partial U_{ПІТ} \approx 0.93 \text{ дБ В}^{-1}$) у порівнянні із широкополосним АФ (2 МГц В^{-1} , 0.5 дБ В^{-1}) узгоджується з результатами проведених в підрозділі 5.6 досліджень, тому що останній має меншу добротність.

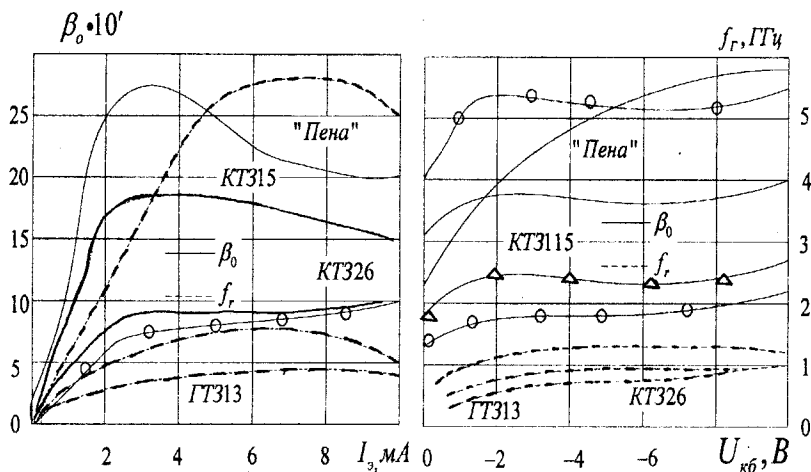


Рис. 4.21. Режимна залежність параметрів β_0 і f_T

Аналогічні дослідження, проведені для ІП на базі ПТШ, підтвердили, що найбільша стабільність досягається при виборі робочої точки, виходячи з умов $U_{Еном} \leq U_C < U_{Сmax}$, $U_{Зн} \approx U_{Знном}$.

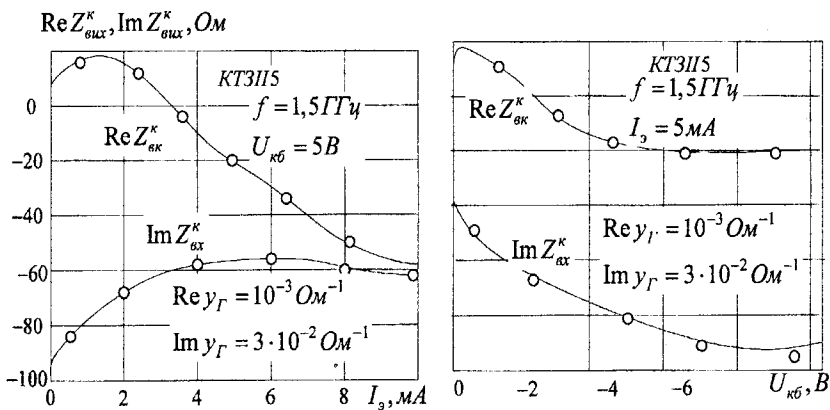
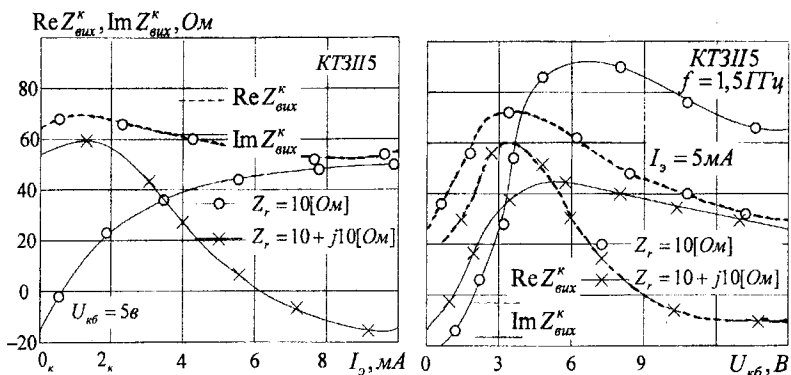
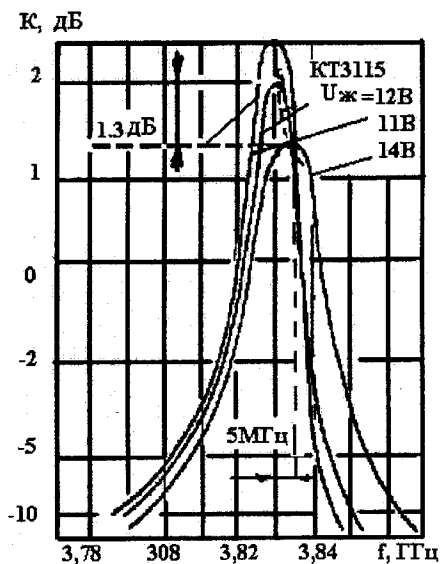
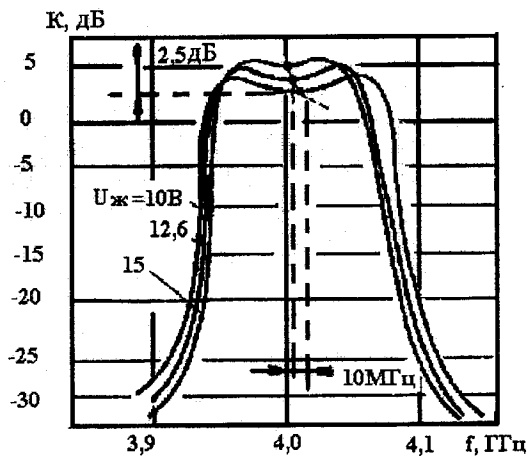


Рис. 4.22. Режимна залежність перетвореного імпедансу УПІ^к на основі біполярного транзистора ($I_2=5\text{mA}$, $U_{\text{кв}}=5\text{B}$)



а)



б)

Рис. 4.23. Залежність АЧХ вузькосмугового (а) і широкосмугового (б) АФ від напруги живлення

Перелік літератури до розділу 4

1. Краткий справочник конструктора радиоэлектронной аппаратуры. / Под ред. Р.Г. Враламова. – М.: Сов. радио, 1973. – 856 с.
2. ОСТ ОКО: 012.010. Микросборки гибридные СВЧ диапазона. Методы расчета и проектирования узлов. Редакция 1–74. – 140 с.
3. Филинюк Н.А., Павлов С.Н. Влияние сопротивления генератора на параметры селективного усилителя с общим коллектором. // Тез. докл. всесоюзного научн.-техн. Семинара „СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств”. – М.: 1976, с.8.
4. Вамберский М.В., Абрамов В.П., Казанцев В.И. Конструирование ферритовых развязывающих приборов СВЧ. – М.: Радио и связь, 1982. – 136 с.
5. Филинюк Н.А. Активные УКВ фильтры. – М.: Радио и связь, 1984. – 84 с.
6. Осадчук В.С., Молчанов П.А., Филинюк Н.А. Параметрический преобразователь на индуктивном транзисторе. // Тез. докл. республик. научн.-техн. конф. „Радиоизмерительная техника”. – Вильнюс, 1976. – С.108–109.
7. Основы инженерной электроники / Под ред П.А. Ионкина. – М.: Высшая школа, 1972. – 626 с.
8. Adams D.K., Ho R.Y.C. Active filter for UHF and microwave frequencies; – IEEE transactions on microwave theory and techniques; 1969. – V.M.TT–17, N9. – P. 662–670.
9. А.С. 647851 (СССР). Полосовой активный фильтр. / Винницкий политехнический институт; авт. изобрет. Н.А. Филинюк, П.А. Молчанов. – Заявл. 1.07.76. №2379048/18-09; опубл. в Б.И.. 1979, №6.
10. Филинюк Н.А. Невзаимный активный СВЧ фильтр. – М.: Радиотехника, 1982. Т.37, №10. – С.67–70.
11. Филинюк Н.А., Павлов С.Н. Расширение динамического диапазона транзисторных ПИП с учетом нелинейности их вольт-амперной характеристики. // Применение информационно-измерительных систем при эксплуатации авиационной техники: Тез. докл. republ. научн.-техн. конф. – Киев: 1979. – С. 82–83.
12. Филинюк Н.А. Разработка активных фильтров с повышенной температурной стабильностью и расширенным динамическим диапазоном. / Сб. рефератов НИР и ОКР. – М.: 1978. – №8, реф. №Б653674. – с.35.
13. Филинюк Н.А. Разработка узкополосных активных фильтров работающих при повышенном уровне мощности. – Сб. рефератов НИР и ОКР. – М.: 1981. №1, реф. №Б887488. – С.7.
14. Осадчук В.С., Филинюк Н.А. Исследование СВЧ ограничите-

ля на индуктивном транзисторе. // Тез. докл. всесоюзного научн.-техн. семинара „СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств” – М.: 1975. – С.24.

15. Филинюк Н.А., Молчанов П.А., Павлов С.Н. Исследование СВЧ устройства восстановления частоты сигнала. // СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств: Тез. докл. всесоюзн. научн.-техн. семинара. – М.: 1976. – С.7–8.

16. Степаненко Н.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.

17. Спиридонов Н.С., Ветроградов В.И. Дрейфовые транзисторы. – М.: Сов. радио, 1964. – 304 с.

18. Фогельсон И.Б. Транзисторные термодатчики. – М.: Сов. радио. 1972. – 129 с.

19. Спиридонов Н.С. Основы теории транзисторов. – К.: Техника, 1975. – 360 с.

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. Алферов В.Н. Радиотехника низких температур. – М.: Сов. радио, 1966. – 368 с.

22. Федотов Я.А. Основы физики полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио, 1969. – 592 с.

23. Богачев В.М., Мусьянков М.И. Зависимость параметров эквивалентных схем дрейфовых транзисторов от температуры / Доклады науч.-техн. конф. по итогам научно-исследовательской работы, МЭИ. – М.: 1970. с.101–111.

24. Валиев К.А., Пашинцев Ю.И., Петров Г.В. Применение контакта металл-полупроводник в электронике. – М.: Сов. радио, 1981. – 304 с.

25. Галкин В.Н. Полевые транзисторы в чувствительных усилителях. – Л.: Энергия., Ленингр. отд., 1974. – 144 с.

26. Полевые транзисторы. Физика, технология, применение / Пер. с англ. / Под ред. С.А. Майорова. – М.: Сов. радио, 1971. – 376 с.

27. Баранский П.И., Клочков В.П., Потыкевич И.В. Полупроводниковая электроника. Свойства материалов. Справочник. – К.: Наукова думка, 1975, – 704 с.

28. Weireb S., Brookes t.M. Characteristics of low-noise GaAs MESFET from 300K to 20K. – 10-th Eur. Microwave Conf., Warszawa, 1980. – P. 695-699.

29. Филинюк Н.А. Определение параметров физической эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора. // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. – Киев: 1983. – Т.26, №7. –

С.90–92.

30. Филинюк Н.А., Молчанов П.А., Маликов В.Т. Температурная стабильность индуктивного первичного измерительного преобразователя. // Структурные методы повышения точности, быстродействия и чувствительности измерительных устройств: Тез. докл. III республик. научн.-техн. конф. – Житомир: 1978. – С.45–46.

31. Филинюк Н.А., Молчанов П.А., Павлов С.Н. Повышение динамической и температурной стабильности активных СВЧ фильтров. // СВЧ элементы и узлы радиоприемных устройств: Тез. докл. всесоюзн. научн.-техн. семинара. – М.: 1976 – С. 7–8.

32. Филинюк Н.А., Павлов С.Н. Сравнительный анализ методов температурной стабилизации активного измерительного преобразователя. // Вопросы улучшения технических параметров универсальных электроизмерительных приборов: Тез. докл. всесоюзн. научн.-техн. конф. – Житомир: 1979. – С. 303–304.

33. Saito T., Miyakowa T., Ikeda T., Tahira K., Ando I. A high Q temperature insensitive inductive transistor circuit. – Solid State Electronics, 1969. – V.11. – P.553.

34. Филинюк Н.А., Молчанов П.А., Павлов С.Н. Температурная стабилизация активных СВЧ фильтров. – Радиотехника, М.: Связь. – 1980. – №12. – С.47–79.

РОЗДІЛ 5

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ФІЗИЧНИХ НЕГАТРОНІВ НА НИЗЬКИХ ЧАСТОТАХ

5.1. Мости змінного струму для вимірювання імпедансу компонентів

Вимірювання опору, індуктивності й ємності на відносно невисоких частотах виконується *одинарними мостами змінного струму* [1] (рис. 5.1). Для стійкості моста, послідовно з негatronом S -типу, який має диференціальний опір $r^{(-)}$, під'єднується компенсувальний резистор R , для того, щоб виконувалась умова $R_x = R - r^{(-)} > 0$. У випадку негatronа 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. 5.2), 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

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4, \quad (5.1)$$

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

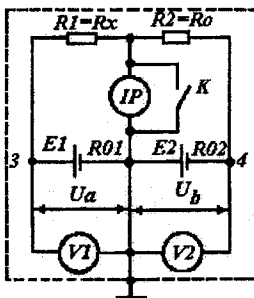


Рис. 5.1. Схема двоплечевого моста

Записавши вираз (5.1) 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 добутків 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 ІР 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 (5.1) 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

$$R_1R_3 - X_1X_3 = R_2R_4 - X_2X_4; \quad R_1X_3 + R_3X_1 = R_2X_4 + R_4X_2.$$

Зрівноважування моста за двома величинами вимагає наявності в його схемі не менше двох регульованих елементів. Для зручності регулювання мости будують таким чином, щоб регульованими елементами були резистори. При порівнянні ємності з індуктивністю регульовані 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*.

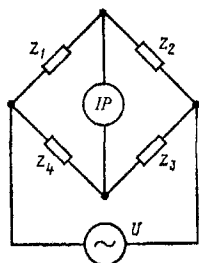


Рис. 5.2. Схема моста змінного струму

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, варіомет-

рів, опорів резисторів і ін. На точність вимірювання впливають квадратні 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. 5.3 показана схема моста змінного струму для вимірювання індуктивності компонентів, що мають добротність $Q < 30$. Вимірюваний компонент з індуктивністю L_x і активним опором $R_x = R - R^{(c)} > 0$, де $R^{(c)}$ – активний опір негатрона, R – відомий компенсувальний опір, який включають у перше плече. Змінний резистор R_3 приєднують паралельно до зразкової ємності C_3 .

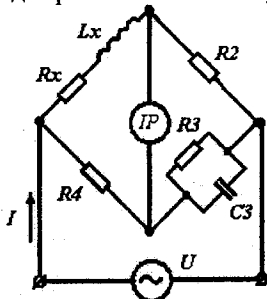


Рис. 5.3. Схема моста для вимірювання індуктивності з $Q < 30$

Використовуючи умову рівноваги моста змінного струму (5.1), 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. 5.4).

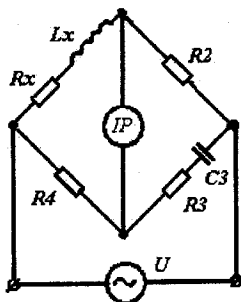


Рис. 5.4. Схема моста для вимірювання індуктивності з $Q > 30$

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

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

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

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

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. 5.5.

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:

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

Звідси вимірювана ємність і опір втрат у послідовній схемі заміщення відповідно

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

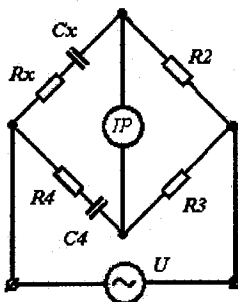


Рис. 5.5. Схема моста для вимірювання ємності

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. 5.3–5.5, 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. 5.6) – 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 $0,1\text{--}0,5\%$); гарна захищеність від впливу зовнішніх електромагнітних перешкод і внутрішніх паразитних зв'язків; можливість вимірювання опорів безпосередньо в схемі без їх 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.

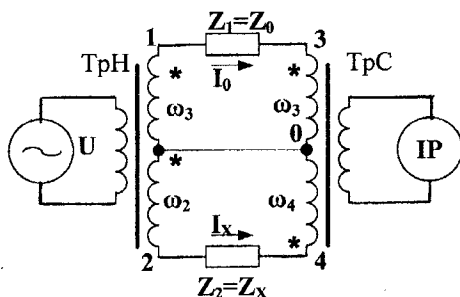


Рис. 5.6. Схема трансформаторного моста

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.

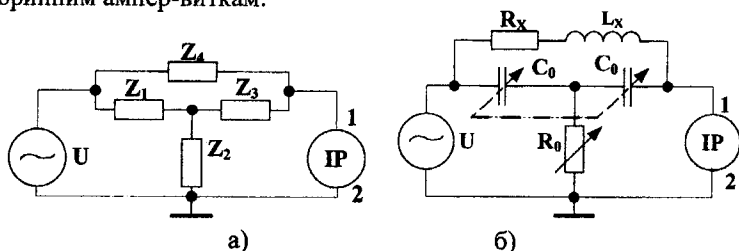


Рис. 5.7. Схеми T-подібного одинарного моста

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 $\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_x R_x$, або добротність $Q_x = 1/\operatorname{tg} \delta_x$. Підставивши у вираз для $\operatorname{tg} \delta_x$ значення R_x і C_x , одержують

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

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

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 поєднанні; секціонована первинна обмотка трансформатора струму.

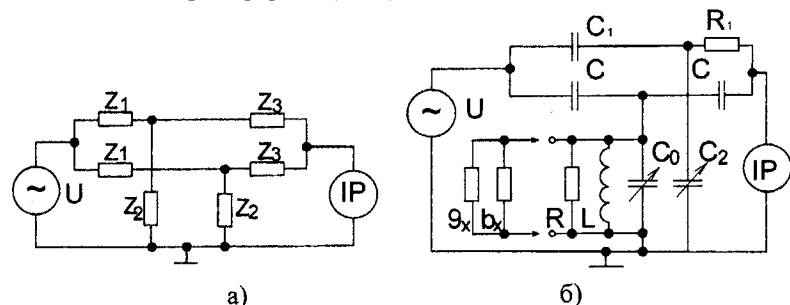


Рис. 5.8. Схеми T -подібного подвійного моста

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

T -подібні одинарні мости (рис. 5.7, а) 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 затисках 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 цього виразу вимірюваний опір $Z_x = Z_4$ можна виразити через відомі опори.

У схемі (рис. 5.8б) 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

$$L_x = \frac{2}{\omega^2 C_0}; R_x = \frac{1}{\omega^2 R_0 C_0^2}. \quad (5.2)$$

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. 5.8а) 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 складових провідності (рис. 5.8б) 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

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

5.2. 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

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}). \quad (5.3)$$

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. 5.9).

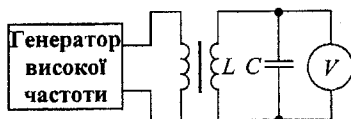


Рис. 5.9. Схема резонансного приладу для вимірювання L, C

Як індикатор резонансу можна використовувати електронний вольтметр із великим вхідним 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 (5.2). 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.

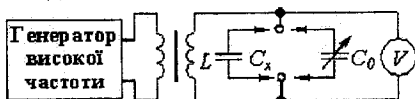


Рис. 5.10. Схема вимірювання C_x методом заміщення

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. 5.10) 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. 5.11 дана схема вимірювання малих індуктивностей L_x , що складають послідовний коливальний контур зі зразковим конденсатором C_0 .

При першому і другому вимірюваннях відповідно

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C_{01}}; \quad 2\pi f_0 L + 2\pi f_0 L_x = \frac{1}{2\pi f_0 C_{02}}. \quad (5.4)$$

На підставі виразу (5.4) 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. 5.12). При резонансі в послідовному колі $\omega L = 1/(\omega_0 C)$, а добротність індуктивного компонента (вона дорівнює добротності контура, якщо знехтувати втратами в конденсаторі)

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

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

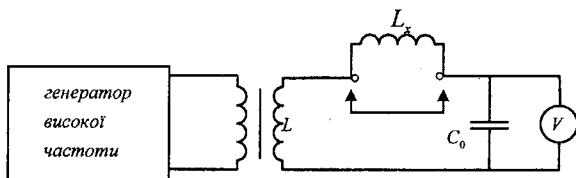


Рис. 5.11. Схема вимірювання L_x методом заміщення

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.

Для визначення *повного опору* $Z_{вх}$ за допомогою куметра вимірювання виконують двічі без шуканого опору і з шуканим опором.

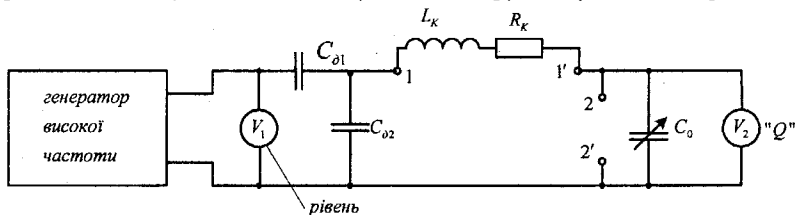


Рис. 5.12. Схема куметра

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 .

5.3. 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 відрізнитися 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 активному опорі 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. 5.13а) [2]. Отже, збільшиться і середня величина від'ємної провідності $G^{(-)}$. При паралельному з'єднанні приладу й активного опору R (негatronу N -типу з характеристикою $I_f = f(U)$ і паралельно з'єданого з ним опору R) середня величина від'ємної провідності $G^{(-)}$ зменшиться (рис. 5.13б). На графічних побудовах відрізки I , m і n відповідають струму I_n для різних величин R .

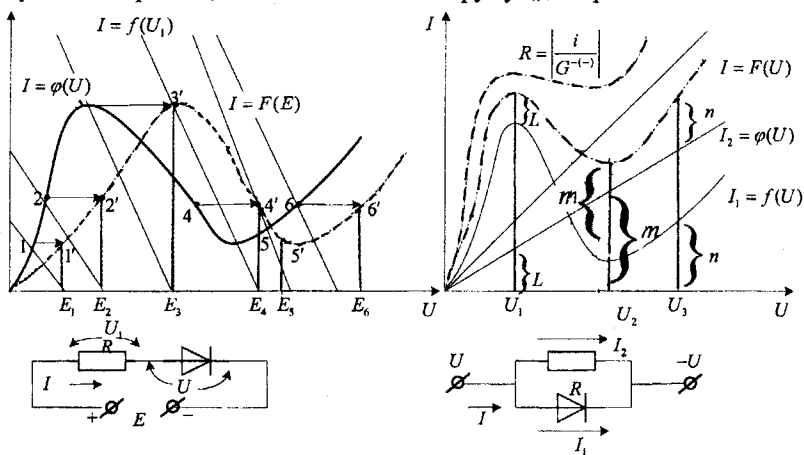


Рис. 5.13. Побудова вольт-амперних характеристик $I=F(E)$ (а) і $I=F(U)$ (б) системи – негatron N -типу плюс активний опір

Побудови на рис. 5.14 ґрунтуються на тому, що при послідовно-

му 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. 5.14 показані вольт-амперні характеристики для випадків послідовного (рис. 5.14а) і паралельного (рис. 5.14б) включення негatrona S -типу й активного опору R . Принцип побудови цих характеристик аналогічний і тим, що на рис. 5.13.

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. 5.14).

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 .

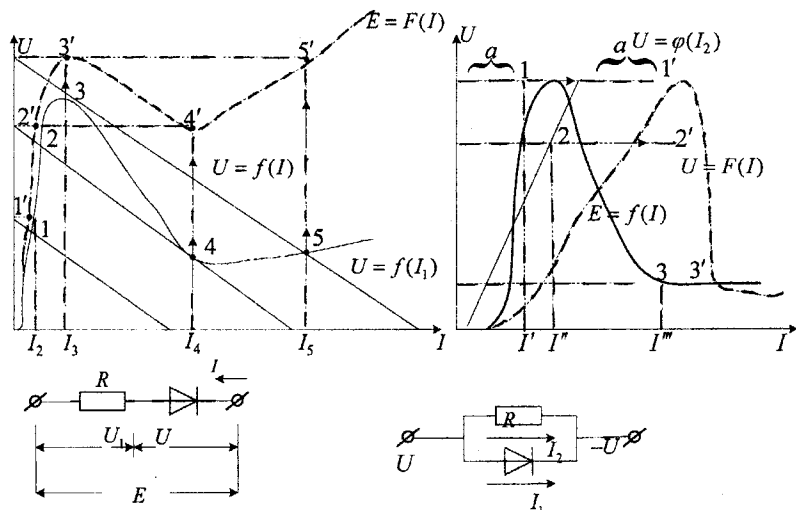


Рис. 5.14. Побудова вольт-амперних характеристик $E=F(I)$ (а) і $U=F(I)$ (б) системи негatron S -типу плюс активний опір R

У результаті провідність на ділянці ВП стає близькою до нуля (див.

рис. 5.13б, крива $R^{(-)}=1/|G^{(-)}|$) і діод не шунтує помітно коливальний контур вимірювального приладу.

5.4. Вимірювання параметрів тунельного діода

Труднощі 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)

$$G_{\text{сум}} < \frac{L_{\text{сум}}}{|G^{(-)}|C}. \quad (5.6)$$

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. 5.15 показана схема однієї з головок, використовуваних при знятті вольт-амперної характеристики тунельного діода.

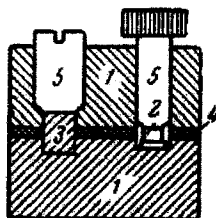


Рис. 5.15. Вимірювальна головка: 1 – масивні металеві електроди, що приєднуються до схеми; 2 – вимірюваний тунельний діод; 3 – малоіндуктивний опір (графітовий або германієвий); 4 – ізолятор; 5 – гвинти для кріплення діода й опору

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 (5.5) і (5.6).

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. 5.16), 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. 5.16 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

$$i_3 = i_1 - i_2 = \left(U_1 - \frac{r_3}{r_2} U \right) \frac{1}{r_1}.$$

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. 5.16 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.

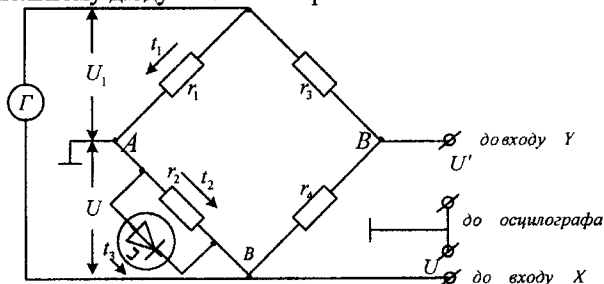


Рис. 5.16. Мостова схема для вимірювання вольт-амперної характеристики тунельного діода

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. 5.16). 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 $\text{ctg } \alpha = R^{(-)} + r_s$, 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 $\text{ctg } \alpha \approx R^{(-)}$ або $\text{tg } \alpha \approx G^{(-)}$.

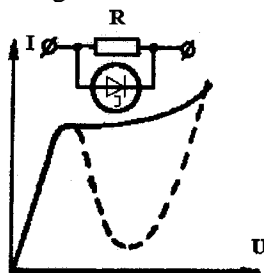


Рис. 5.17. Вольт-амперна характеристика паралельного з'єднання тунельного діода й опору

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. 5.17). 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. 5.18.

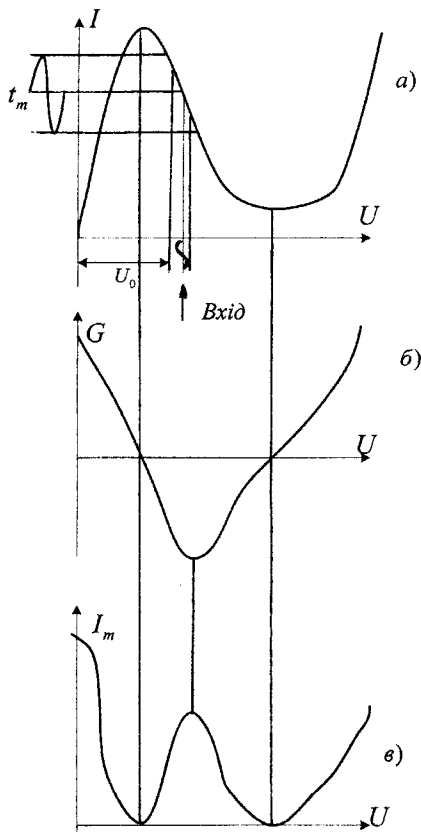


Рис. 5.18. Зміна провідності і посиленого сигналу для різних ділянок вольт-амперної характеристики тунельного діода: *a* – вольт-амперна характеристика тунельного діода; *б* – крива диференціальної провідності; *в* – зміна підсиленого сигналу; I_m – модульований сигнал, що надходить у підсилувач; U_0 – напруга зсуву в робочій точці

Практично вимірювання проводять у такий спосіб. На тунельний діод (рис. 5.19) 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 (~100кОм) 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 ВАХ.

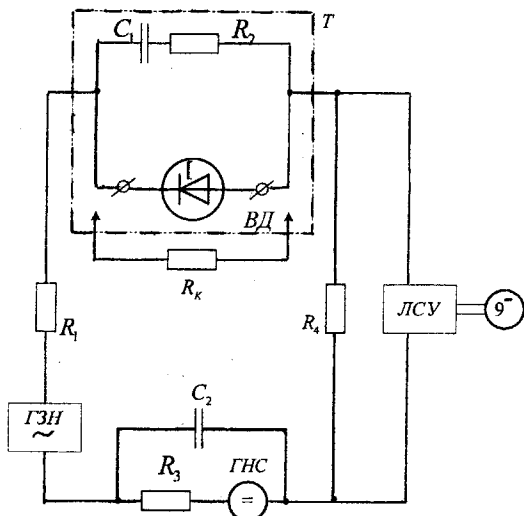


Рис. 5.19. Принципова блок-схема вимірювання диференціальної провідності тунельного діода

5.5. 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 не-

гатрони 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 вдасться, тому що для $R_i < |R^{(-)}|$ можливі три точки перетинання навантажувальної прямої з вольт-амперною характеристикою (рис. 5.20), одна з яких (на ділянці ВО) буде нестійкою. Однак навіть у випадку виконання умови $R_i >> |R^{(-)}|$ може виникнути генерація на ділянці ВО, що призведе до помилок у вимірюванні вольт-амперної характеристики.

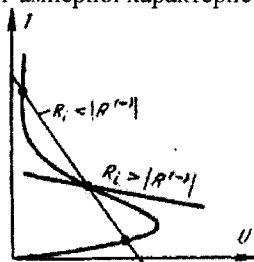


Рис. 5.20. Можливі стани схеми з ВО: $R_i < |R^{(-)}|$ – нестійкий стан; $R_i > |R^{(-)}|$ – стійкий стан

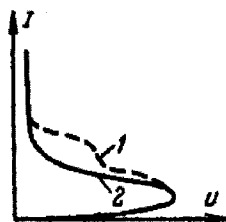


Рис. 5.21. Вольт-амперна характеристика динистора: 1 – за наявності генерації на ділянці ВО; 2 – генерація відсутня

На рис. 5.21 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. 5.22), шунтуючого негatrona з ВО.

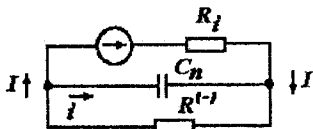


Рис. 5.22. Високочастотна еквівалентна схема р-п-р-п-структури для зняття вольт-амперної характеристики

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. 5.20) р-п-р-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 $U=1/2U_{\text{ввімк}}$.

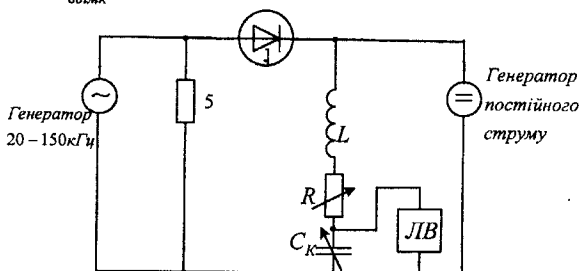


Рис. 5.23. Схема для вимірювання індуктивності р-п-р-структури на ділянці ВО

Схема для вимірювання індуктивності на ділянці ВО показана на рис. 5.23. Величина індуктивності визначається за допомогою індикатора зміни резонансної частоти коливального контура

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_x}}$$

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

$$\text{лою } L = \frac{4\pi^2\Delta f^2 LC_x}{1 - 4\pi^2\Delta f^2 C_x}. \text{ Опір } R \text{ служить для уникнення генерації.}$$

Перелік літератури до розділу 5

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 6

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ БЕЗСТРУКТУРНИХ МОДЕЛЕЙ ПОТЕНЦІЙНО НЕСТІЙКИХ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ

6.1. Стандартні методи 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].

Усі методи вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполосників 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. 6.1) [7–9].

Система Z -параметрів (параметрів холостого ходу) застосовується для чотириполосників, 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.

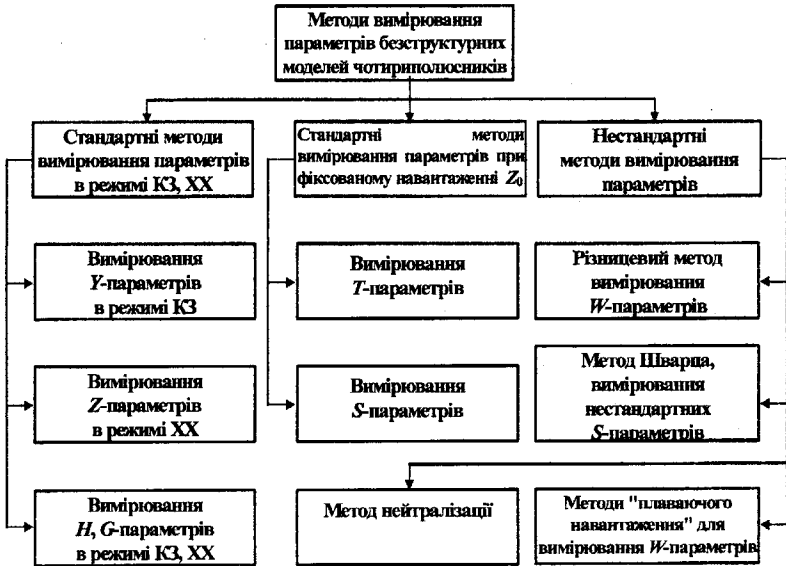


Рис. 6.1. Класифікація методів вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполосників

Система Y -параметрів (параметрів короткого замикання) застосовується для транзисторів, що мають великі входні 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: входний струм і вихідна напруга для H -параметрів; входна напруга і вихідний струм для G -параметрів. Тому H -параметри доцільно застосовувати для чотириполосників з малим входним і великим вихідним опорами, а G -параметри – для чотириполосників з великим входним і малим вихідним опорами. 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 (Л12-2, Л12-12 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 чотирьохполосники 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 чотирьохполосників широко використовуються панорамні вимірювачі комплексних коефіцієнтів відбиття і передачі [12]. Основні типи цих вимірювачів і їхніх характеристик подані в табл. 6.1.

Функціональні схеми цих вимірювачів являють собою модернізацію схем (рис. 6.2 і 6.3), де суміщення функцій вимірювання характеристик відбиття і передачі (S_{11} , S_{22} , S_{12} , S_{21}) досягається шляхом застосування комутаторів у НВЧ тракті.

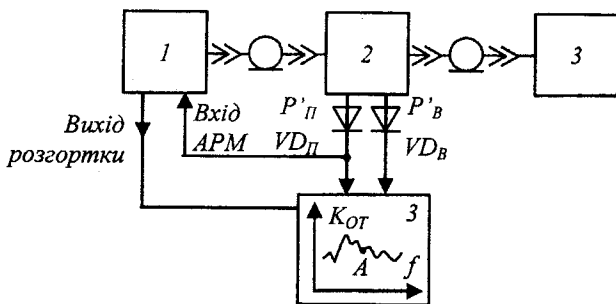


Рис. 6.2. Функціональна схема панорамного вимірювача КСВ:

- 1 – ГХЧ; 2 – рефлектометр; 3 – панорамний індикатор;
4 – вимірюваний пристрій

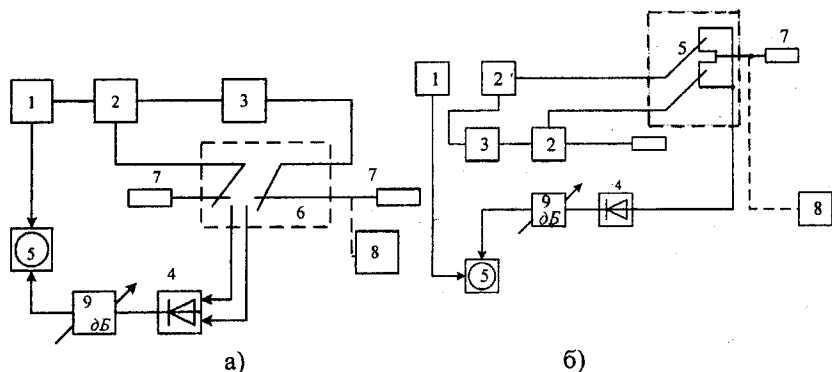


Рис. 6.3. Функціональні схеми автоматизованого вимірювача загасання (а) і посилення (б): 1 – ГХЧ, 2, 2' – направлені відгалужувачі; 3 – вимірюваний пристрій; 4 – детектор, 5 – осцилографічний індикатор; 6 – двоканальний перемикач; 7 – погоджене навантаження; 8 – вимірювач потужності; 9 – калібрований атенуатор низької частоти

Таблиця 6.1

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 $K_{ст} U$	1,05–2	1,1–2	1,1–2
Похибка вимірювання $K_{ст} U_s$, %	±5	±5	±7,5
Межі вимірювання фази коефіцієнта відбиття, рад.	0...±180	0.. ±180	0... + 180
Похибка вимірювання фази коефіцієнта відбиття, рад.	±[(12/Γ _x)+4]	±[(12/Γ _x)+2]	±(0,03A _x +0,7)
Межі вимірювання коефіцієнта передачі, дБ	+ 10... – 70	–60... +30	–60... +30
Похибка вимірювання модуля коефіцієнта передачі, дБ	±(0,03A _x +0,7)	±(0,03A _x +0,3)	±(0,03A _x +0,5)
Межі вимірювання фази коефіцієнта передачі, рад.	0...±270	0...±180	0...±360
Похибка вимірювання фази коефіцієнта передачі, рад.	±(0,1A _x +0,02φ _x +5)	±(0,1A _x +0,02φ _x +3)	±(0,075A _x +0,03φ _x +1)

Приклад функціональної схеми такого вимірювача наведена на рис. 6.4. 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: $\Delta\varphi_{\text{вим}} = \varphi_1 - \varphi_2$, де φ_1 – фазовий кут сигналу на вході або на виході вимірюваного пристрою; φ_2 – 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).

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. 6.2.

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

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 чотириполосника, 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.

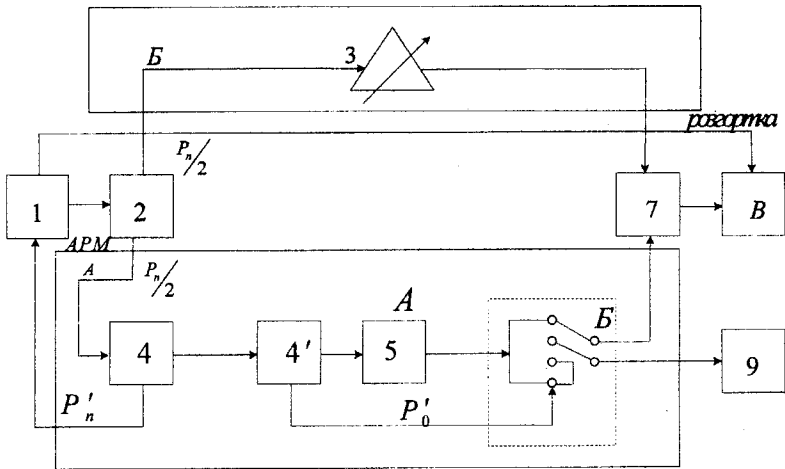


Рис. 6.4. Функціональна схема вимірювача комплексного значення коефіцієнтів передачі і відбиття: 1 – ГХЧ; 2 – розгалужувач; 3 – фазообертач; 4, 4' – направлені відгалужувачі; 5 – вимірюваний пристрій; 6 – перемикач; 7 – вимірювач комплексних відношень; 8 – осцилограф; 9 – узгоджене навантаження

Таблиця 6.2

Характеристики вимірювачів S-параметрів

Параметр	P4-37	P4-38
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.

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 ця проблема не виникала.

6.2. Нестандартні методи вимірювання параметрів безструктурних моделей чотириполюсників

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, P4-11, P4-23, P4-37, P4-38 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 чотириполюсника, 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 – несиметричних S -параметрів.

Система нестандартних симетричних S -параметрів. Для опису чотириполюсника навантаженого на довільні (нестандартні) комплексні опори запропонована система параметрів, у якій передатні характеристики вимірюються в стандартному режимі чотириполюсника, включеного в розрив узгодженої на кінцях лінії. При вимірюванні коефіцієнтів відбиття стандартна лінія, що навантажує чотириполюсник, замінюється на довільне, як правило, робоче навантаження. Вимірювання коефіцієнтів відбиття виконуються в тій же стандартній лінії, під'єднаний до входу пристрою.

Таким чином, система містить у собі такі параметри:

$$\Gamma_{11}, S_{12}, S_{21}, \Gamma_{22}. \quad (6.1)$$

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

Система симетричних S -параметрів (6.1) або в окремому випадку двобічного узгодження ($\Gamma_{11m}, S_{12}, S_{21}, \Gamma_{22m}$) містить безпосередню інформацію про один з найважливіших параметрів чотириполосника – коефіцієнт відбиття навантажень, що реалізують режим двобічного узгодження. Інша важлива характеристика чотириполосника 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 $K_{ном1,2пр} = |S_{21}^1|^2$, та у зворотному $K_{ном1,2зв} = |S_{12}^1|^2$ 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 чотириполосника 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) $K_{ном1,2пр} = |S_{21}^1|^2$ 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 імітансі навантаження W_H і генератора W_G . В основі цього методу лежить властивість чотириполосника, відповідно до якого його вхідний $W_{\text{вх}}$ і вихідний $W_{\text{вих}}$ імітанси залежать від реактивної складової імітансу відповідно навантаження $\text{Im}W_H$ і генератора $\text{Im}W_G$ і ці залежності на комплексній площині представляють кола (рис. 6.5) з радіусами [17, 18]:

$$\rho_{\text{вх}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{22}}; \quad (6.2)$$

$$\rho'_{\text{вх}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}(W_{22} + W_H)}; \quad (6.3)$$

$$\rho_{\text{вих}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{11}}. \quad (6.4)$$

і координатами центрів:

$$\text{Re}W_{\text{вх.0}} = \frac{\text{Re}W_{11} - \text{Re}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{22}}; \quad (6.5)$$

$$\text{Im}W_{\text{вх.0}} = \frac{\text{Im}W_{11} - \text{Im}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{22}}; \quad (6.6)$$

$$\text{Re}W_{\text{вих.0}} = \frac{\text{Re}W_{22} - \text{Re}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{11}}; \quad (6.7)$$

$$\text{Im}W_{\text{вих.0}} = \frac{\text{Im}W_{22} - \text{Im}|W_{12}W_{21}|}{2 \text{Re}W_{11}}. \quad (6.8)$$

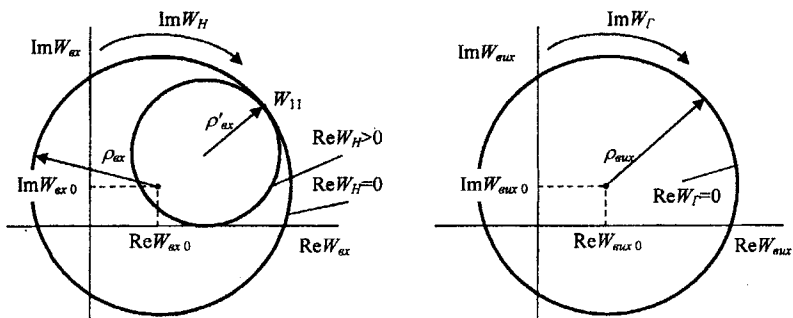


Рис. 6.5. Імітансні кола лінійного потенційнонестійкого чотириполюсника

Розв'язання системи рівнянь (6.2–6.8) забезпечує визначення нестандартної системи W -параметрів:

$$\left. \begin{aligned}
 \operatorname{Re} W_{22} &= \rho'_{\text{вх}} \frac{\operatorname{Re} W_H}{\rho_{\text{вх}} - \rho'_{\text{вх}}}; \\
 |W_{12} W_{21}| &= 2\rho_{\text{вх}} \operatorname{Re} W_{22}; \\
 \operatorname{Re} W_{11} &= \frac{|W_{12} W_{21}|}{2\rho_{\text{вх}}}; \\
 \operatorname{Re}(W_{12} W_{21}) &= 2 \operatorname{Re} W_{22} (\operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Re} W_{\text{вх.0}}); \\
 \operatorname{Im}(W_{12} W_{21}) &= \sqrt{|W_{12} W_{21}|^2 - [\operatorname{Re}(W_{12} W_{21})]^2}; \\
 \operatorname{Im} W_{11} &= \frac{\operatorname{Im} W_{\text{вх.0}} + \operatorname{Im}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{22}}; \\
 \operatorname{Im} W_{22} &= \frac{\operatorname{Im} W_{\text{вх.0}} + \operatorname{Im}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{11}}.
 \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

Параметри (6.2–6.8) імітансних кіл визначаються шляхом вимірювання вхідного W_{ex} (вихідного $W_{\text{вх}}$) імітансу чотириполюсника при трьох довільних значеннях імітансу навантаження W_H (генератора W_G) в області, де $\operatorname{Re} W_{\text{ex}} > 0$, $\operatorname{Re} W_{\text{вх}} > 0$, що забезпечує стійкість виміральної установки.

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

$$K_{ms} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|, \quad (6.10)$$

який визначається різницеvim методом шляхом вимірювання значень потужності сигналу, що пройшов через чотириполосник у прямому P_1 і зворотному P_2 напрямку за умови сталості потужності генератора ($P_1 = \text{const}$) [19]. Розв'язання системи (6.9) 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 чотириполосника з'єднуються разом (утворюється трьохполосник) і між ними і спільною шиною включається комплексний опір Z . У цьому випадку елементи матриці провідності новоутвореного чотириполосника дорівнюють [9]:

$$Y_{11} = \frac{y_{11} + Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (6.11)$$

$$Y_{22} = \frac{y_{22} + Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (6.12)$$

$$Y_{12} = \frac{y_{12} - Z_2\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (6.13)$$

$$Y_{21} = \frac{y_{21} - Z_2\Delta y}{1 + Z\Sigma y}, \quad (6.14)$$

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 підібрано таким чином, щоб для $Z=Z_1$ виконувалася умова

$$y_{12} = Z_1\Delta y, \quad (6.15)$$

тоді вираз (6.13) набуває вигляду $Y_{12} = 0$, а вхідна провідність новоутвореного чотириполосника дорівнюватиме

$$Y_{ax} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_H} = Y_{11}. \quad (6.16)$$

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

$$y_{21} = Z_2 \Delta y, \quad (6.17)$$

тоді вираз (6.14) набуває вигляду $Y_{21} = 0$, а вихідна провідність новоутвореного чотириполосника дорівнюватиме

$$Y_{aux} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_G} = Y_{22}. \quad (6.18)$$

Склавши співвідношення з рівнянь (6.11) та (6.12)

$$\frac{Y_{11}}{Y_{22}} = \frac{Y_{11} + Z_1 \Delta y}{Y_{22} + Z_2 \Delta y}, \quad (6.19)$$

і як відомо з експерименту y_{11} , y_{22} , Z_1 , Z_2 , Y_{ax} і Y_{aux} , з (6.19) знаходиться

$$\Delta y = \frac{Y_{aux} y_{11} - Y_{ax} y_{22}}{Z_2 Y_{ax} - Z_1 Y_{aux}},$$

підставляючи значення якого в (6.15) і (6.17), визначаються провідності прямої y_{21} і зворотної y_{12} передачі чотириполосника [20].

Виконання умов (6.15) і (6.17) забезпечує нейтралізацію зворотної і прямої передач чотириполосника в процесі вимірювання, що гарантує стійкість вимірювальної установки навіть у випадку повної нестійкості вимірюваного чотириполосника. При цьому послаблюються вимоги до стабільності імпедансів навантаження і генератора, властиве стандартним методам, що гарантує підвищення точності вимірювань імпедансних параметрів у діапазоні НВЧ.

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

- похибки вимірювання вхідного (вихідного) імпедансу чотириполосника;
- похибки вимірювання потужності сигналу, що пройшов через чотириполосник;

- точність задання імпедансів Z_1 і Z_2 .

Існують різні методи і апаратура для вимірювання вхідного (вихідного) імітансу чотириполюсника (вимірювальні лінії, вимірювальні мости, панорамні вимірювачі та 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 імітансу до частоти 1 ГГц забезпечують вимірювання $K_{СХН}$ із похибкою $\pm 7\%$ і фази $\pm 7^\circ$ при $K_{СХН} < 2$. Хвилеводні вимірювачі імітансу 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 чотириполюсників.

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 імітансу на етапі калібрування.

Виходячи з вище приведеного аналізу, можна зробити висновки, що для опису безструктурних моделей чотириполюсників 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_{lx} вхідного і W_{ux} вихідного імітансу чотириполюсника. По-друге, неможливість реалізації чисто реактивних імітансів навантаження W_H і генератора W_r , що призводить до додаткової похибки вимірювань.

Основна похибка вимірювання імітансних W -параметрів визначається похибкою вимірювання вхідного (вихідного) імітансу чотириполюсника. 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 чотириполосника.

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

$$\begin{cases} W_{\text{вх1}} = W_{11} - \frac{W_{12} W_{21}}{W_{22} + W_{\text{H1}}}, \\ W_{\text{вх2}} = W_{11} - \frac{W_{12} W_{21}}{W_{22} + W_{\text{H2}}}, \\ W_{\text{вих1}} = W_{22} - \frac{W_{12} W_{21}}{W_{11} + W_{\Gamma1}}, \end{cases} \quad (6.20)$$

де W_{H1} , W_{H2} , $W_{\Gamma1}$ – комплексні фіксовані значення імітансів навантаження і генератора; $W_{\text{вх1}}$, $W_{\text{вх2}}$ – комплексні значення вхідного імітансу чотириполосника для значень W_{H1} , W_{H2} імітансу навантаження, відповідно; $W_{\text{вих1}}$ – комплексне значення вихідного імітансу чотириполосника для значення імітансу генератора $W_{\Gamma1}$; W_{11} , W_{22} , W_{12} , W_{21} – параметри імітансної матриці чотириполосника.

Розв'язування системи (6.20) дозволяє одержати вирази для шуканої частини імітансних параметрів нестандартної системи

$$W_{11} = \frac{W_{\text{вх1}} W_{\text{вх2}} (W_{\text{H1}} - W_{\text{H2}}) + W_{\Gamma1} (W_{\text{вх1}} (W_{\text{H1}} + W_{\text{вх1}}) - W_{\text{вх2}} (W_{\text{H2}} + W_{\text{вх1}}))}{W_{\Gamma1} (W_{\text{H1}} - W_{\text{H2}}) + W_{\text{вх2}} (W_{\text{H1}} + W_{\text{вх1}}) - W_{\text{вх1}} (W_{\text{H2}} + W_{\text{вх1}})}, \quad (6.21)$$

$$W_{22} = \frac{W_{\Gamma1} W_{\text{вх1}} (W_{\text{H1}} - W_{\text{H2}}) - W_{\text{вх2}} W_{\text{H2}} (W_{\text{H1}} + W_{\text{вх1}}) + W_{\text{вх1}} W_{\text{H1}} (W_{\text{H2}} + W_{\text{вх1}})}{W_{\Gamma1} (W_{\text{H1}} - W_{\text{H2}}) + W_{\text{вх2}} (W_{\text{H1}} + W_{\text{вх1}}) - W_{\text{вх1}} (W_{\text{H2}} + W_{\text{вх1}})}, \quad (6.22)$$

$$W_{12} W_{21} = \frac{(W_{\Gamma1} + W_{\text{вх1}})(W_{\text{вх1}} - W_{\text{вх2}})(W_{\Gamma1} + W_{\text{вх2}})(W_{\text{H1}} - W_{\text{H2}})(W_{\text{H1}} + W_{\text{вх1}})(W_{\text{H2}} + W_{\text{вх1}})}{(W_{\Gamma1} (W_{\text{H1}} - W_{\text{H2}}) + W_{\text{вх2}} (W_{\text{H1}} + W_{\text{вх1}}) - W_{\text{вх1}} (W_{\text{H2}} + W_{\text{вх1}}))^2}, \quad (6.23)$$

$$|W_{12} W_{21}| = \sqrt{\text{Re}^2(W_{12} W_{21}) + \text{Im}^2(W_{12} W_{21})}. \quad (6.24)$$

З огляду на те, що максимальнодосяжний коефіцієнт підсилення чотириполосника [18]

$$K_{ms} = |W_{21}/W_{12}|, \quad (6.25)$$

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

$$|W_{21}| = \sqrt{K_{ms}|W_{12}W_{21}|}, \quad (6.26)$$

$$|W_{12}| = \sqrt{|W_{12}W_{21}|/K_{ms}}. \quad (6.27)$$

Таким чином, як випливає з (6.21–6.23) і (6.26, 6.27), для знаходження нестандартної системи імітансних параметрів чотирьохполосника необхідним є вимірювання двох значень його вхідного імітансу $W_{вх1}$ і $W_{вх2}$ при відомих значеннях імітансів навантаження, відповідно W_{H1} і W_{H2} , одного значення вихідного імітансу $W_{вих1}$ при відомому імітансі генератора $W_{Г1}$ і максимальнодосяжного коефіцієнта підсилення чотирьохполосника 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 $W_{Г1} = j\text{Im}W_{Г1}$.

З огляду на те, що на величину W_i і W_A 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. 6.6. 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 К1–К8 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_{Γ} резисторів $R1$ – $R3$. Потім ВПО послідовно підключається до входу чотириполосника при під'єднаних на його виході резисторах $R2$ і $R3$ і вимірюються значення вхідних імітансів $W_{a\delta 1}$ і $W_{a\delta 2}$. На наступному етапі аналогічним чином вимірюється вихідний імітанс $W_{a\delta\delta 1}$ при під'єднаному до входу чотириполосника резисторі $R1$. За результатами вимірювання з використанням (6.21–6.23) знаходимо W_{11} , W_{22} і $W_{12}W_{21}$.

Для визначення K_{ms} чотириполосника, використовуючи комутатори $K7$ і $K8$ при постійній потужності $ВГ$, заміряємо $ВП$ потужність сигналу, що пройшов через чотириполосник у прямому P_{21} і зворотному P_{12} напрямках. Використовуючи відоме співвідношення [19] $K_{ms} = \sqrt{P_{21}/P_{12}}$ і виразу (6.26) і (6.27), визначаємо значення $|W_{12}|$ і $|W_{21}|$.

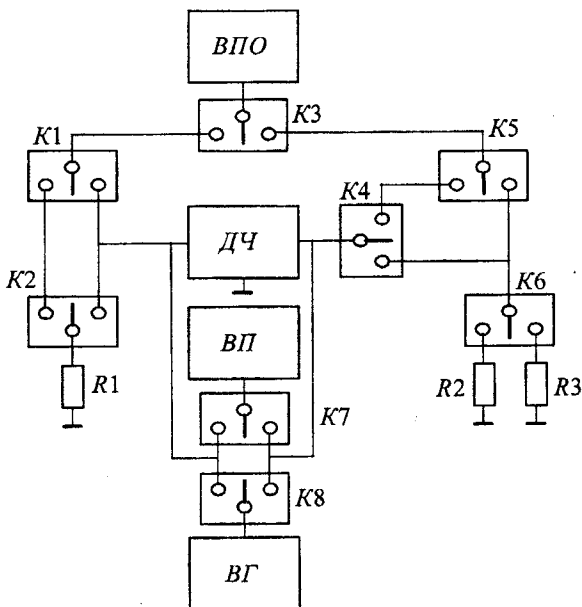


Рис. 6.6. Структурна схема вимірювальної установки для визначення нестандартної системи імітансних параметрів чотириполосника: ДЧ - досліджуваний чотириполосник; ВПО – вимірювач повних опорів; ВП – вимірювач потужності; ВГ – вимірювальний генератор; $K1$ – $K8$ - комутатори

Відсутність жорстких обмежень на значення навантажувальних імітансів W_H і W_G дозволяє при відповідній доробці і використанні ЕОМ реалізувати панорамний вимірювач імітансних параметрів чотириполосника в діапазоні НВЧ.

Розглянутий метод може бути використаний також для вимірювання нестандартної системи S -параметрів чотириполосника [19]. На першому етапі розв'язується 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. Цій вимозі відповідає система

$$\begin{cases} \Gamma_{\text{вх1}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{H1}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{H1}}}, \\ \Gamma_{\text{вх2}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{H2}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{H2}}}, \\ \Gamma_{\text{вих1}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{Г1}}}{1 - S_{11}\Gamma_{\text{Г1}}}. \end{cases} \quad (6.28)$$

де Γ_{H1} , Γ_{H2} , $\Gamma_{\text{Г1}}$ – комплексні коефіцієнти відбиття фіксованих значень навантажень Z_{H1} , Z_{H2} і генератора $Z_{\text{Г1}}$; $\Gamma_{\text{вх1}}$, $\Gamma_{\text{вх2}}$ – значення комплексних коефіцієнтів відбиття від входу чотириполосника при значеннях Γ_{H1} , Γ_{H2} комплексних коефіцієнтів відбиття навантажень, відповідно; $\Gamma_{\text{вих1}}$ – значення комплексного коефіцієнта відбиття від виходу чотириполосника при значенні $\Gamma_{\text{Г1}}$ комплексного коефіцієнта відбиття генератора; S_{11} , S_{22} , S_{12} , S_{21} – параметри матриці розсіювання чотириполосника.

Розв'язання системи (6.28) дозволяє одержати вирази для шуканої частини системи нестандартних S -параметрів

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{H2}}(\Gamma_{\text{H1}}\Gamma_{\text{вих1}} - 1) + \Gamma_{\text{вх2}}(\Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{H2}}\Gamma_{\text{Г1}} - \Gamma_{\text{H1}}(\Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{Г1}} + \Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}} - 1))}{\Gamma_{\text{H1}} - \Gamma_{\text{H2}} + \Gamma_{\text{вх2}}\Gamma_{\text{H2}}\Gamma_{\text{Г1}} - \Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{H1}}\Gamma_{\text{Г1}} + \Gamma_{\text{Г1}}(\Gamma_{\text{вх1}} - \Gamma_{\text{вх2}})\Gamma_{\text{H1}}\Gamma_{\text{H2}}\Gamma_{\text{вих1}}}; \quad (6.29)$$

$$S_{22} = \frac{(\Gamma_{\text{H2}} - \Gamma_{\text{H1}})\Gamma_{\text{вих1}} + \Gamma_{\text{Г1}}(\Gamma_{\text{вх1}} - \Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}} + \Gamma_{\text{вх2}}(\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H1}} - 1))}{\Gamma_{\text{H2}} - \Gamma_{\text{вх2}}\Gamma_{\text{H2}}\Gamma_{\text{Г1}} + \Gamma_{\text{H1}}(\Gamma_{\text{Г1}}(\Gamma_{\text{вх1}} - \Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}} + \Gamma_{\text{вх2}}\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}}) - 1)}; \quad (6.30)$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{(\Gamma_{\text{вх1}} - \Gamma_{\text{вх2}})(\Gamma_{\text{H1}} - \Gamma_{\text{H2}})(\Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{Г1}} - 1)(\Gamma_{\text{вх2}}\Gamma_{\text{Г1}} - 1)(\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H1}} - 1)(\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}} - 1)}{(\Gamma_{\text{H2}} - \Gamma_{\text{вх2}}\Gamma_{\text{H2}}\Gamma_{\text{Г1}} + \Gamma_{\text{H1}}(\Gamma_{\text{Г1}}(\Gamma_{\text{вх1}} - \Gamma_{\text{вх1}}\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}} + \Gamma_{\text{вх2}}\Gamma_{\text{вих1}}\Gamma_{\text{H2}}) - 1))^2}. \quad (6.31)$$

На другому етапі, за допомогою параметра $S_{12}S_{21}$, знайденого з виразу (6.31), можна визначити значення

$$|S_{12}S_{21}| = \sqrt{\operatorname{Re}^2(S_{12}S_{21}) + \operatorname{Im}^2(S_{12}S_{21})}. \quad (6.32)$$

З огляду на те, що максимальнодосяжний коефіцієнт підсилення чотириполосника дорівнює [20]

$$K_{ms} = |S_{21}/S_{12}|, \quad (6.33)$$

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

$$|S_{21}| = \sqrt{K_{ms}|S_{12}S_{21}|}, \quad (6.34)$$

$$|S_{12}| = \sqrt{|S_{12}S_{21}|/K_{ms}}. \quad (6.35)$$

Таким чином, як випливає з (6.29–6.31) і (6.34, 6.35), для знаходження нестандартної системи S -параметрів чотириполосника 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 $\Gamma_{\text{вх1}}$ і $\Gamma_{\text{вх2}}$ при відомих значеннях комплексних коефіцієнтів відбиття навантаження, відповідно $\Gamma_{\text{Н1}}$ і $\Gamma_{\text{Н2}}$, одного значення комплексного коефіцієнта відбиття на виході $\Gamma_{\text{вих1}}$ при відомому комплексному коефіцієнті відбиття генератора $\Gamma_{\text{Г}}$ і максимальнодосяжному коефіцієнті підсилення чотириполосника K_{ms} . Трудомісткість цих вимірювань значно нижча, ніж при використанні існуючих методів.

Важливою перевагою розглянутого способу вимірювання нестандартної системи S -параметрів чотириполосника 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 $\Gamma_{\text{Н}}$ і $\Gamma_{\text{Г}}$ 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 використовується експериментальна установка, структурна схема якої зображена на рис. 6.6.

6.3. Визначення області реалізації імітансу негатрона на основі активного чотириполосника

При розробці інформаційних пристроїв на основі негатронів виникає задача визначення можливих значень реалізації імітансу негатрона. В даний час розповсюджені два основних методи розв'язання цієї задачі – експериментальний і аналітичний. Експериментальний базується на вимірюванні імітансу при різних значеннях перетвореного імітансу. Точність методу невисока, що пов'язано з дискретністю вимірювань, великою трудомісткістю й обмеженою інформативністю, оскільки не всі значення перетвореного імітансу можуть бути виміряні з необхідною точністю.

Аналітичний розв'язок ґрунтується на результатах розрахунку на ЕОМ теоретично можливих значень імітансу негатрона. Однак у реальних умовах обсяг одержуваної інформації залежить від витрат машинного часу, що збільшується зі зменшенням дискретності зміни перетвореного імітансу, а точність результатів обмежена точністю вимірювання W -параметрів.

Ці недоліки відсутні в експериментально-графічному методі пошуку сфері реалізації можливих значень імітансу негатронів на базі чотириполосників [22]. Він оснований на експериментальному визначенні нестандартних W -параметрів чотириполосника (W_{11} , W_{22} , $\text{Re}(W_{12}W_{21})$ і $\text{Im}(W_{12}W_{21})$) і на властивості вхідного (вихідного) опору лінійного чотириполосника, відповідно до якого на комплексній площині вони описуються геометричним місцем точок вхідного $W_{\text{вх}}$ чи вихідного $W_{\text{вих}}$ імітансу у вигляді ортогональних кіл. Дана властивість досліджена в [23] для чотириполосника з Y -параметрами. Покажемо, що вона зберігається й у випадку чотириполосника з узагальненими W -параметрами. Подамо відомі співвідношення для вихідного імітанса лінійного чотириполосника у вигляді

$$\begin{aligned} W_{\text{вих}} &= \text{Re } W_{\text{вих}} + j \text{Im } W_{\text{вих}} = \\ &= \text{Re } W_{22} + j \text{Im } W_{22} - \frac{m_1 + j m_2}{\text{Re } W_{\Gamma} + j \text{Im } W_{\Gamma} + \text{Re } W_{11} + j \text{Im } W_{11}}, \end{aligned} \quad (6.36)$$

де $m_1 = \text{Re}(W_{12}W_{21})$; $m_2 = \text{Im}(W_{12}W_{21})$.

Прирівнюючи дійсні і уявні складові обох частин рівняння (6.36) і крім уявного імітансу генератора, одержуємо співвідношення

$$\left[\operatorname{Re}(W_{\text{вих}} - W_{22}) + \frac{m_1}{2 \operatorname{Re} W_{11} \left(\frac{\operatorname{Re} W_{\Gamma} + 1}{W_{11}} \right)} \right]^2 + \left[\operatorname{Im}(W_{\text{вих}} - W_{22}) + \frac{m_{21}}{2 \operatorname{Re} W_{11} \left(\frac{\operatorname{Re} W_{\Gamma} + 1}{W_{11}} \right)} \right]^2 = \frac{m_1^2 + m_2^2}{4 \operatorname{Re}^2 W_{11} \left(\frac{\operatorname{Re} W_{\Gamma} + 1}{W_{11}} \right)^2},$$

що представляє на площині повних імітансів $W_{\text{вих}}$ 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 $R_{\text{вих}} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}/2 \operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11})$.

Провівши аналогічні перетворення, одержимо, що геометричне місце точок сталих значень уявних імітансів $\operatorname{Im} W_{\Gamma}$ також є сімейством кіл з відповідними 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 $R_{\delta\delta} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}/2 \operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11})$.

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 (рис. 6.7) випливає, що на площині вихідного імітансу $W_{\text{вих}}$ вся права половина імітанса генератора W_{Γ} зобразиться всередині кола $\operatorname{Re} W_{\Gamma} = 0$, що є зображенням уявної осі.

Введення нормування вигляду

$$\operatorname{Re} \bar{W}_{\Gamma} = \frac{\operatorname{Re} W_{\Gamma}}{\operatorname{Re} W_{11}}, \quad \operatorname{Im} \bar{W}_{\Gamma} = \frac{\operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11})}{\operatorname{Re} W_{11}} \quad (6.37)$$

дозволяє використовувати стандартні діаграми Вольперта – Сміта для визначення області реалізації можливих значень імітансу негатрона.

Отримані результати справедливі для випадку не тільки зворотного перетворення імітансу W_{Γ} в імітанс $W_{\text{вих}}$, але і прямого перетворення імітансу W_H в імітанс $W_{\text{вх}}$ із використанням нормувань виду

$$\operatorname{Re} \bar{W}_H = \frac{\operatorname{Re} W_H}{\operatorname{Re} W_{11}}, \quad \operatorname{Im} \bar{W}_H = \frac{\operatorname{Im}(W_H + W_{22})}{\operatorname{Re} W_{22}}. \quad (6.38)$$

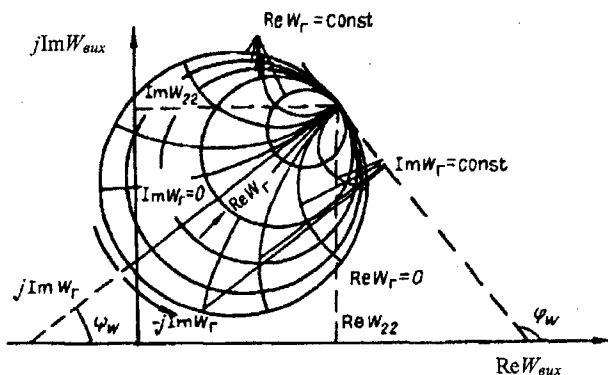


Рис. 6.7. Визначення діаграми Вольперта – Сміта на імітансній площині

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_{oux} завжди можна знайти таке положення діаграми Вольперта – Сміта, що з урахуванням нормувань (6.37) і (6.38) визначає область реалізації можливих значень імітансу негатрона (рис. 6.7).

Перелік літератури до розділу 6

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. Кушнира. – 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 п-полюсников // Автотестирование. – 1966. – №3. – С. 3–10.
6. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников 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. – 336с.
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. – Р. 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. / Филинюк Н.А. (СССР). – Заявл. 25.05.82; Опубл. 23.02.85, Бюл. №7. – 6 с.

18. Филинюк Н.А. Определение параметров математических моделей информационных устройств на основе негатронов // *Негатроника* / Под. ред. Л.Н. Степановой. – Новосибирск: Наука, 1995. – 315 с.

19. Філінюк М.А., Огородник К.В., Лазарев О.О. Спосіб вимірювання нестандартної системи S-параметрів чотириполюсника. – Деклараційний патент України, №7267 від 15.06.05, БИ №6.

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.

22. Филинюк Н.А. Определение параметров математических моделей информационных устройств на основе негатронов // *Негатроника* / Под ред. Л.Н. Степановой. – Новосибирск: Наука, 1995. – 315 с.

23. Желуд В., Кулешов В. Шумы в полупроводниковых устройствах. – М.: Сов. радио, 1977. – 416 с.

РОЗДІЛ 7 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.

7.1. Вимірювання коефіцієнтів підсилення (передачі)

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

$$K_p = \frac{P_H}{P_{вх}}; K_{ном} = \frac{P_H}{P_{Г}}, \quad (7.1)$$

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

Як випливає з (7.1), для визначення K_p і $K_{ном}$ досить використовувати вимірювач потужності і узгоджувальні трансформатори. Їхня номенклатура, що випускається промисловістю, перекриває широкий частотний діапазон і вимірювання в більшості випадків нескладні. 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].

7.2. 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 $K_{c.s.}$ [3], величина якого може бути визначена через параметри імітансного кола (рис. 7.1). На рис. 7.1. область нестійкості заштрихована.

$$K_{c.s.} = \frac{\operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|} = \frac{\operatorname{Re} W_{0ex}}{\rho_{ex}}. \quad (7.2)$$

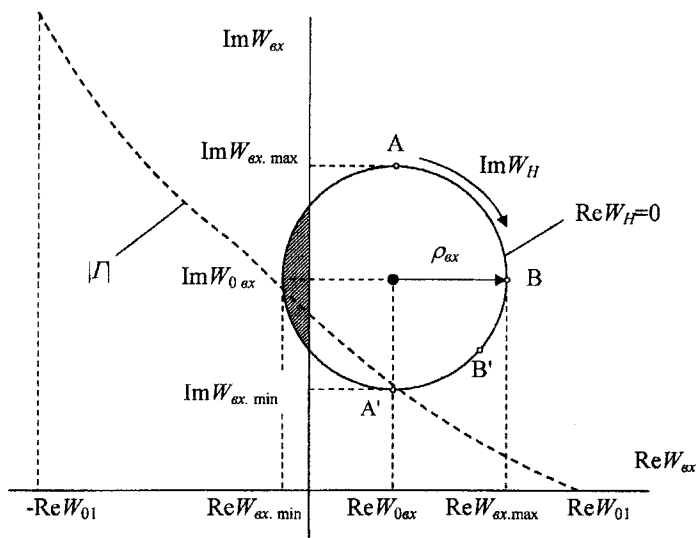


Рис. 7.1. Вхідне імітансне коло потенційнонестійкого лінійного чотириполосника: ρ_{ex} – радіус імітансного кола; $\operatorname{Re} W_{0ex}$ – дійсна складова імітанса центра кола; $\operatorname{Im} W_H$ – уявна складова імітанса навантаження; W_{ex} – вхідний імітанс чотириполосника

Якщо $K_{c,\sigma} > 1$ чотириполосник стійкий, якщо $K_{c,\sigma} < 1$ він потенційно нестійкий і якщо $K_c = 1$ знаходиться на межі стійкості.

Визначення цього коефіцієнта можливе за результатами вимірювання імітансних параметрів чотириполосника з використанням (7.2), або номінальних коефіцієнтів прямої $K_{ном\ 21}$ і зворотної $K_{ном\ 12}$ передачі чотириполосника в режимі двобічного узгодження [4]

$$K_{c,\sigma} = \frac{1 + K_{ном\ 21} K_{ном\ 12}}{2\sqrt{K_{ном\ 21} K_{ном\ 12}}}$$

або вхідного (вихідного) імітанса чотириполосника при зміні реактивного імітанса 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 чотириполосника (транзистора, операційного підсилювача). Другий метод припускає, що $K_{c,\sigma} > 1$, це виключає його застосування при вимірюваннях $K_{c,\sigma}$ потенційно нестійких чотириполосників. При використанні третього методу, у результаті вимірювання вхідного $W_{вх}$ (вихідного $W_{вих}$) імітанса чотириполосника, будується імітансне коло (рис. 7.1) і інваріантний коефіцієнт стійкості визначається за формулою (7.2). 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 $\text{Re}W_{вх}$ ($\text{Re}W_{вих}$), що веде до втрати стійкості і росту похибки вимірювань.

Для подолання перерахованих вище недоліків запропоновано ряд нових методів і засобів вимірювання $K_{c,\sigma}$. У роботі [7] запропоновано ряд експериментальних методів, оснований на тому положенні, що $K_{c,\sigma}$ 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 $K_{c,\sigma}$ змінюється в межах від -1 до ∞ , мінімальне значення дійсної складової вхідного імітанса для $K_{c,\sigma} = -1$ дорівнює $\text{Re}W_{вх\ min} = 2\rho_{вх}$. Тому, для забезпечення стійкості вимірювальної схеми, необхідне значення характеристичного імітанса вхідної лінії знаходиться з умови $\text{Re}W_{01} > 2\rho_{вх}$. В цьому випадку, як видно з рис. 7.1, інваріантний ко-

ефіцієнт стійкості визначається з виразу

$$K_{с.в} = \frac{\operatorname{Re} W_{0\text{вх}}}{\operatorname{Re} W_{\text{вх.мак}} - \operatorname{Re} W_{0\text{вх}}} \quad (7.3)$$

Розглянутий метод реалізований з використанням експериментальної установки, структурна схема якої показана на рис. 7.2.

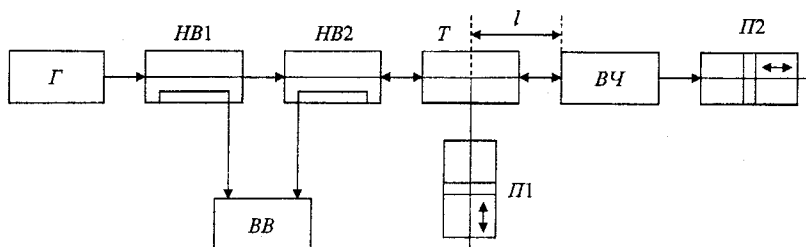


Рис. 7.2. Структурна схема експериментальної установки для визначення інваріантного коефіцієнта стійкості потенційно нестійких чотириполосників за методом [7]: Γ – вимірювальний генератор; $HB1$ і $HB2$ – направлені відгалужувачі; $ВВ$ – вимірювач відношень; T – трійник; $\Pi1$ і $\Pi2$ – поршні КЗ; $ВЧ$ – вимірюваний чотириполосник

Вимірювання переносяться в площину трійника T , тому що вхідний імітанс $W_{\text{вх}}$ трансформується в площину T і стає рівним $W'_{\text{вх}}$. При визначенні $\operatorname{Re} W'_{0\text{вх}}$ використовується той факт, що в цьому випадку реактивна складового трансформованого вхідного імітанса чотириполосника $\operatorname{Im} W'_{0\text{вх}}$ набуває або мінімальне $\operatorname{Im} W_{\text{вх.мін}}$ або максимальне $\operatorname{Im} W_{\text{вх.мак}}$ значення. Для індикації $\operatorname{Im} W_{\text{вх.мін}}$ або $\operatorname{Im} W_{\text{вх.мак}}$ послідовною зміною електричної довжини поршнів $\Pi2$ і $\Pi1$ добиваються одержання максимальної або мінімальної довжини поршня $\Pi1$ у режимі резонансу його імітанса $\operatorname{Im} W_1$ з $\operatorname{Im} W'_{\text{вх}}$. Про наявність резонансу судять за мінімумом модуля коефіцієнта відбиття $\Gamma_{\text{мін.А}}$, що забезпечується за допомогою $HB1$, $HB2$ і $ВВ$. У цьому випадку шукане значення провідності

$$\operatorname{Re} W'_{0\text{вх}} = \frac{\operatorname{Re} W_{01} (1 - \Gamma_{\text{мін.А}})}{1 + \Gamma_{\text{мін.А}}} = \frac{\operatorname{Re} W_{01}}{\rho_A} \quad (7.4)$$

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

Визначення $\text{Re}W'_{\text{ex,max}}$ також виконується в режимі компенсації КЗ поршнем П1 уявної складової трансформованого вхідного імітанса чотириполосника $\text{Im}W'_{0\text{ex}}$ і установки поршня П2 у положення, що відповідає мінімальному значенню модуля коефіцієнта відбиття $\Gamma_{\text{min},\theta}$ у площині триїтника Т. У цьому випадку шукане значення імітанса $\text{Re}W'_{\text{ex,max}}$ однозначно пов'язано з $\Gamma_{\text{min},\theta}$ і знаходиться з виразу

$$\text{Re}W'_{\text{ex,max}} = \frac{\text{Re}W_{01}(1 - \Gamma_{\text{min},\theta})}{1 + \Gamma_{\text{min},\theta}} = \frac{\text{Re}W_{01}}{\rho_\theta}. \quad (7.5)$$

Підстановкою (7.4) і (7.5) у (7.3), знаходиться шукане значення інваріантного коефіцієнта стійкості чотириполосника

$$K_{\text{c},\theta} = \left[\frac{(1 + \Gamma_{\text{min},A})(1 - \Gamma_{\text{min},\theta})}{(1 - \Gamma_{\text{min},A})(1 + \Gamma_{\text{min},\theta})} - 1 \right]^{-1}. \quad (7.6)$$

З (7.6) випливає, що основна похибка визначення $K_{\text{c},\theta}$ 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 чотириполосника ($K_{\text{c},\theta} > 1$), інваріантний коефіцієнт стійкості може бути визначений за результатами вимірювання коефіцієнтів стоячої хвилі ρ_A і ρ_θ у характерних точках: $K_{\text{c},\theta} = \rho_A / (\rho_A - \rho_\theta)$. Для цього у вимірювальній схемі (рис. 7.2) 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. 7.1), наприклад А ($\text{Re}W_A, \text{Im}W_A$) і в іншій точці В' поблизу точки А' ($\text{Re}W_{B'}, \text{Im}W_{B'}$). У цьому випадку інваріантний коефіцієнт стійкості визначається з виразу

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

Друга модифікація призначена для випадку, коли неможливо забезпечити виконання умови $\text{Re}W_{\text{вх. max}} < \text{Re}W_{01}$. У цьому випадку вимірюється максимальне $\text{Im}W_{A, \text{max}}$ (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 $\Pi 1$ (у межах від $l=0$ до $l < \lambda/4$), а також значення $K_{\text{СХН}} \rho_A = \rho_{A'}$, що відповідає цим точкам. Шукане значення інваріантного коефіцієнта стійкості в цьому випадку визначається з виразу

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

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

У роботі [9] запропонований відносно нескладний спосіб визначення $K_{\text{с.в}}$ на основі методу Н.З. Шварца, що дозволяє виконувати вимірювання $K_{\text{с.в}}$ також і для потенційно нестійких чотириполосників. Реалізація способу здійснюється за допомогою експериментальної установки, зображеної на рис. 7.3.

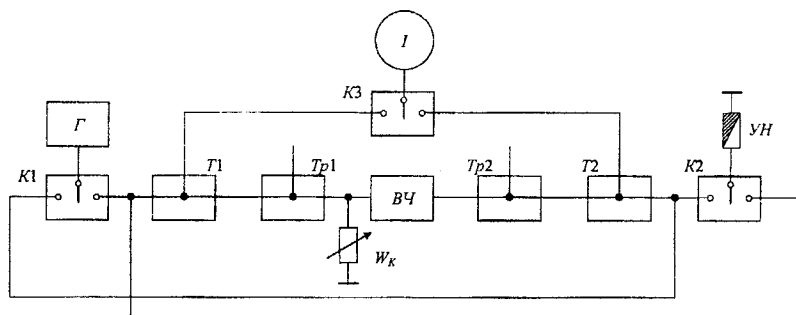


Рис. 7.3. Структурна схема експериментальної установки для визначення інваріантного коефіцієнта стійкості за методом [4]: $Tp1$ і $Tp2$ – узгоджувальні трансформатори; I – індикатор; $УН$ – узгоджене навантаження

Ця установка дозволяє здійснювати вимірювання $K_{c.s}$ за методом описаним в роботі [4], але для забезпечення стійкості вимірювальної установки, у випадку дослідження потенційноестійкого чотириполосника, до входу чотириполосника підключений калібрований резистор з імпедансом W_K . Значення дійсного імпеданса цього резистора в процесі вимірювання підбирається таким чином, щоб імпедансні кола вимірюваного чотириполосника з включеним на його вході резистором знаходилися в області абсолютної стійкості (рис. 7.4).

Виконується вимірювання інваріантних коефіцієнтів стійкості K_{c1} і K_{c2} навантаженого чотириполосника при двох значеннях дійсного імпеданса ReW_{K1} і ReW_{K2} каліброваного резистора за методом, запропонованим в роботі [4], а шукане значення $K_{c.s}$ знаходиться за формулою

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

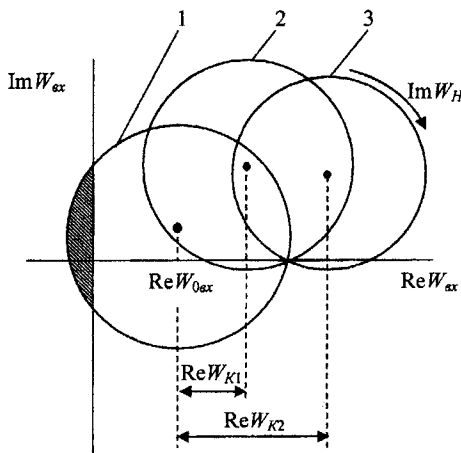


Рис. 7.4. Вхідні імпедансні кола потенційноестійкого чотириполосника (1) і навантаженого по входу чотириполосника (2, 3)

Для забезпечення абсолютної стійкості вимірювань потрібне виконання тільки однієї умови $ReW_{K2} > ReW_{K1} > ReW_{ex}$. 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.

7.3. Вимірювання максимальнодосяжного стійкого коефіцієнта передачі за потужністю

Максимальнодосяжний стійкий коефіцієнт передачі за потужністю чотириполосника K_{ms} може бути визначений через імітансні параметри [1] $K_{ms} = |W_{21}/W_{21}|$. Однак, це вимагає вимірювання імітансних параметрів чотириполосника, 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 чотириполосника за умови узгодження джерела сигналу й індикаторного пристрою з вхідним і вихідним імітансом чотириполосника. В цьому випадку величина K_{ms} визначається з виразу

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{P_{HP}}{P_{H3}}}$$

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

Середньоквадратична похибка δ_{ms} цього методу визначається відносно 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 чотириполосника включається калібрований змінний опір Z (рис. 7.5), за допомогою якого забезпечується послідовна нейтралізація імітансів прямої W_{21} і зворотної W_{12} передачі чотириполосником 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 $Y_{12}=0$.

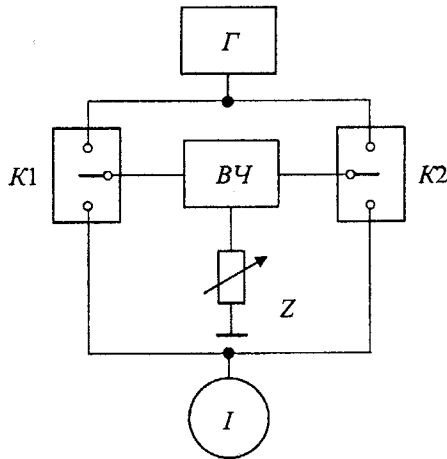


Рис. 7.5. Структурна схема вимірювальної установки для визначення K_{ms}

При цьому, по-перше, внаслідок компенсації провідностей прямої і зворотної передачі вимірювальна установка в режимі вимірювання для будь-яких потенційно нестійких чотирьохполюсників залишається абсолютно стійкою. По-друге, відпадає необхідність узгодження імпедансів, вимірювання здійснюються для будь-яких значень імпедансів 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 напругу в кожній точці лінії можна представити у вигляді суми падаючої і відбитої хвиль [14]

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{від}}; \dot{I} = \dot{I}_{\text{пад}} + \dot{I}_{\text{від}}, \quad (7.7)$$

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

Перетворивши (4.7), отримаємо

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{пад}} \left(1 + \frac{\dot{U}_{\text{від}}}{\dot{U}_{\text{пад}}} \right); \quad (7.8)$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_{\text{пад}}}{Z_0} \left(1 - \frac{\dot{U}_{\text{від}}}{\dot{U}_{\text{пад}}} \right); \quad (7.9)$$

Поділивши (7.8) на (7.9), знаходимо повний опір у кожному перетині лінії передачі

$$Z = Z_0 \frac{1 + \frac{\dot{U}_{\text{від}}}{\dot{U}_{\text{пад}}}}{1 - \frac{\dot{U}_{\text{від}}}{\dot{U}_{\text{пад}}}}. \quad (7.10)$$

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 $\dot{U}_{\text{від}}/\dot{U}_{\text{пад}} = \Gamma$ характеризує комплексний коефіцієнт відбиття

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi\Gamma}, \quad (7.11)$$

де $\varphi\Gamma$ – різниця фаз між падаючою і відбитою хвилями.

Підставляючи (7.11) у (7.10) і виділивши дійсні і уявні частини $Z=R+jX$, знаходимо:

$$R = Z_0 \frac{1 + |\Gamma|^2}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_\Gamma}; \quad (7.12)$$

$$X = Z_0 \frac{2|\Gamma| \sin \varphi_\Gamma}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_\Gamma}. \quad (7.13)$$

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} потенційнонестійких чотириполосників.

З огляду на те, що $\dot{U}_{пад} = \dot{U}_{м.пад} e^{j\varphi_{пад}}$ і $\dot{U}_{від} = \dot{U}_{м.від} e^{j\varphi_{від}}$ з (7.11) знаходимо

$$|\Gamma| = \frac{\dot{U}_{м.від}}{\dot{U}_{м.пад}}; \quad (7.14)$$

$$\varphi_\Gamma = \varphi_{від} - \varphi_{пад}. \quad (7.15)$$

Підставляючи (7.14, 7.15) в (7.12 і 7.13), отримаємо

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

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

За умови, що потужність сигналу генератора електромагнітних коливань постійна, амплітуда падаючого сигналу $\dot{U}_{\text{п.пад}}$ буде також постійна, а амплітуда відбитого сигналу $\dot{U}_{\text{п.від}}$ може змінюватися, наприклад за допомогою регульованого атенюатора. Це дозволяє, як видно з виразу (7.14) регулювати за допомогою атенюатора модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$.

Фаза падаючого сигналу $\varphi_{\text{пад}}$, при стабільній роботі генератора електромагнітних коливань, залишається постійною. Фаза відбитого сигналу залежить від електричної довжини вимірювального тракту, при зміні якої, як видно з виразу (7.15), 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 контактного пристрою, що відповідають необхідним значенням дійсного R (7.12) і уявного X (7.13) опорів у площині контактного пристрою.

Виходячи з вищезробленого методу, вимірювання K_{ms} зводиться до подачі в "площину" загального виводу двох електромагнітних хвиль: падаючої $\dot{U}_{\text{пад}}$ і відбитої $\dot{U}_{\text{від}}$. Потім шляхом зміни амплітуди $|\dot{U}_{\text{п.від}}|$ і фази $\varphi_{\text{від}}$ відбитої хвилі необхідно забезпечити нейтралізацію коефіцієнтів прямої і зворотної передачі чотирьохполосника. Ці умови забезпечує вимірювальна установка, структурна схема якої показана на рис. 7.6 [15].

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

Велика частина сигналу генератора Γ проходить через послідовно включені регульовані атенюатор AT і фазообертач Φ і за допомогою направленного відгалужувача $HB2$ вводиться в спільну лінію передачі назустріч "падаючому" сигналу і його варто розглядати, як "відбитий" сигнал $\dot{U}_{\text{від}}$.

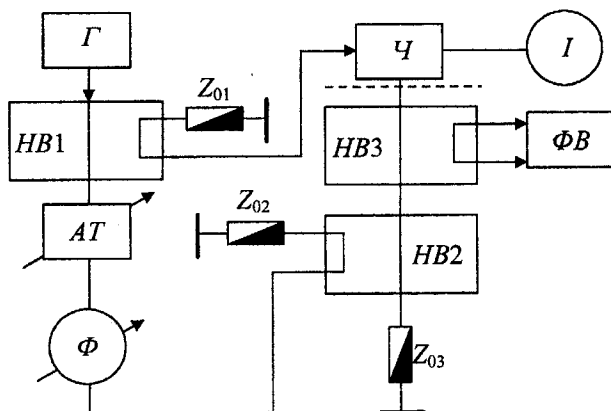


Рис. 7.6. Структурна схема установки для вимірювання K_{ms} :
 Γ – генератор гармонічних коливань; $HB1$, $HB2$, $HB3$ – направлені відгалужувачі; AT – плавно регульований атенюатор;
 Φ – плавно регульований фазообертач; $Z_{01} \dots Z_{03}$ – узгоджені навантаження; \mathcal{C} – вимірюваний чотириполюсник; I – індикатор нуля;
 ΦB – фазовий вольтметр; ----- – площина калібрування

За допомогою третього направленного відгалужувача $HB3$ на фазовий вольтметр подаються два сигнали, пропорційні напругам "падаючого" $\dot{U}_{пад}$ і "відбитого" $\dot{U}_{від}$ сигналів. Зробивши калібрування фазового вольтметра ΦB 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 AT 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 (7.12) і (7.13) 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 чотириполюсника, а індика-

тор нуля до його входу і повторивши вищеписані 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 максимальнодосяжного коефіцієнта підсилення чотириполосника 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 $\dot{U}_{\text{від}}$ може бути як менша, так і більша амплітуди "падаючого" сигналу $\dot{U}_{\text{від}} \leq \dot{U}_{\text{пад}}$, можлива реалізація в площині відліку як додатних, так і від'ємних значень активної складової нейтралізуючого опору, за відсутності у вимірювальній схемі негatronів, що виключає можливість збудження вимірювальної установки, а отже підвищує точність вимірювань. Виходячи з запропонованої методики, регульовані атенуатор і фазообертач можуть бути не каліброваними, мати істотну нелінійність і мати втрати (для фазообертача) чи неконтрольований фазовий набіг (для атенуатора). Це виключає їхній вплив на точність вимірювань у широкій смузі частот.

7.4. Вимірювання мінімальнодосяжного значення дійсної складової вхідного (вихідного) імітансу

Потенційна нестійкість чотириполосника 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 чотириполосники. При їхньому розрахунку найважливішим параметром є мінімально досяжне зна-

чення дійсної складової імітанса, яке можна реалізувати на його вхідних $\text{Re}W_{\text{ex},\text{min}}$ і вихідних $\text{Re}W_{\text{vix},\text{min}}$ клеммах.

У загальному випадку вхідний W_{ex} і вихідний W_{vix} імітанс чотириполосника залежить, відповідно, від імітанса навантаження W_H і генератора W_Γ [1]

$$W_{\text{вх}} = W_{11} - \frac{W_{12} W_{21}}{W_{22} + W_H}; \quad (7.16)$$

$$W_{\text{вих}} = W_{22} - \frac{W_{12} W_{21}}{W_{11} + W_\Gamma}. \quad (7.17)$$

Отримаємо аналітичні вирази для мінімально досяжних дійсних імітансів на вході і виході чотириполосника. З цією метою знайдемо дійсну і уявну складові імітанса W_{ex} (7.16)

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

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

де σ_H – нормований імітанс, що визначає фазову характеристику вихідного кола з урахуванням власного імітанса чотириполосника 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

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

$$\operatorname{Im} W_H = \sigma_{n0} \operatorname{Re}(W_{22} + W_H) - \operatorname{Im} W_{22}.$$

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

$$\operatorname{Re} W_{\text{ex.min}} = \operatorname{Re} W_{11} - \frac{|W_{12} W_{21}| + \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{22}}. \quad (7.18)$$

Здійснивши аналогічні математичні операції з (7.17), знаходимо

$$\operatorname{Re} W_{\text{внх.min}} = \operatorname{Re} W_{22} - \frac{|W_{12} W_{21}| + \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{11}}. \quad (7.19)$$

Для визначення $\operatorname{Re} W_{\text{ex.min}}$ і $\operatorname{Re} W_{\text{внх.min}}$ потрібно здійснювати вимірювання імітансних 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 $\operatorname{Re} W_{\text{ex.min}}$ і $\operatorname{Re} W_{\text{внх.min}}$, 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 (7.2). У випадку, коли $K_{c.e} < 1$, чотириполосник є потенційно нестійким і на його вхідних чи вихідних клеммах при визначених значеннях імітанса навантаження W_H чи генератора W_G , може бути реалізований від'ємний опір (провідність). Визначимо її значення через внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості чотириполосника. З цієї метою перетворимо (7.18) з урахуванням (7.2)

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} W_{\text{вх. min}} &= \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21}) - |W_{12} W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{22}} \cdot \frac{|W_{12} W_{21}|}{|W_{12} W_{21}|} = \\ &= \frac{[2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})] |W_{12} W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{22} |W_{12} W_{21}|} - \frac{|W_{12} W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{22}} = \frac{|W_{12} W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{22}} (K_{\text{с.в}} - 1). \end{aligned} \quad (7.20)$$

Виконуючи аналогічні з виразом (7.19), перетворення знаходимо

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих. min}} = \frac{|W_{12} W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{11}} (K_{\text{с.в}} - 1). \quad (7.21)$$

Аналітичні вирази (7.20) і (7.21) не дозволяють безпосередньо розв'язати поставлену задачу, тому що вимірювання $K_{\text{с.в}} < 1$ також пов'язане зі значними технічними труднощами і не має великої точності. Тому пропонується послідовно присднувати до входу потенційно нестійкого чотириполосника відомі імітанси W_1 і W_2 . Інваріантні коефіцієнти стійкості такого навантаженого чотириполосника будуть дорівнювати

$$K_{c1} = \frac{2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_1) \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|} ; \quad (7.22)$$

$$K_{c2} = \frac{2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_2) \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (7.23)$$

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

Підставляючи (7.2) у (7.22) і (7.23), знаходимо

$$K_{c1} = K_{\text{с.в}} + \frac{2 \operatorname{Re} W_1 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|} ; \quad (7.24)$$

$$K_{c2} = K_{\text{с.в}} + \frac{2 \operatorname{Re} W_2 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (7.25)$$

Розв'язуючи систему рівнянь (7.24) і (7.25), отримаємо

$$K_{c2} = K_{cв} + \frac{2 \operatorname{Re} W_2 (K_{c1} - K_{cв})}{\operatorname{Re} W_1}; \quad (7.26)$$

$$\frac{2 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|} = \frac{K_{c1} - K_{cв}}{\operatorname{Re} W_1}. \quad (7.27)$$

Розв'язуємо (7.26) відносно $K_{cв}$

$$K_{cв} = \frac{\operatorname{Re} W_2 K_{c1} - \operatorname{Re} W_1 K_{c2}}{\operatorname{Re}(W_1 - W_2)}. \quad (7.28)$$

Підставляємо (7.28) у (7.27)

$$\frac{2 \operatorname{Re} W_{22}}{|W_{12} W_{21}|} = \frac{K_{c2} - K_{c1}}{\operatorname{Re}(W_2 - W_1)}. \quad (7.29)$$

З урахуванням отриманих розв'язків (7.28) і (7.29) рівняння (7.20) запишемо у вигляді

$$\operatorname{Re} W_{\text{вх. min}} = \frac{(K_{c2} - 1) \operatorname{Re} W_1 - (K_{c1} - 1) \operatorname{Re} W_2}{K_{c1} - K_{c2}}. \quad (7.30)$$

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

$$K_{c3} = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re}(W_{22} + W_3) - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}; \quad (7.31)$$

$$K_{c4} = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re}(W_{22} + W_4) - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (7.32)$$

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

Розв'язуючи (7.31) і (7.32) і виконуючи перетворення аналогічні попереднім, знаходимо

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих. min}} = \frac{(K_{c4} - 1) \operatorname{Re} W_3 - (K_{c3} - 1) \operatorname{Re} W_4}{K_{c3} - K_{c4}}. \quad (7.33)$$

Аналіз отриманих аналітичних виразів (7.30) і (7.33) для мінімально досяжних значень вхідного і вихідного дійсного імітанса потенційно нестійких чотириполосників показує, що послідовно підключаючи до входу і виходу потенційно нестійкого чотириполосника імітанси W_1, W_2, W_3, W_4 з відомими дійсними складовими, метод вимірювання $\operatorname{Re} W_{\text{вх. min}}$ і $\operatorname{Re} W_{\text{вих. min}}$ зводиться до вимірювання тільки чотирьох значень $K_{c1} - K_{c4}$, інваріантного коефіцієнта стійкості навантаженого стійкого чотириполосника.

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

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

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

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

$$P_{12} = P_{\Gamma} K_{\text{ном. 2}}, \quad (7.35)$$

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

Аналогічні співвідношення отримаємо для режиму узгодження у випадку ввімкнення на вході чотириполосника другого імітансу W_2

$$P_{21} = P_{\Gamma} K_{\text{ном. 10}}; \quad (7.36)$$

$$P_{22} = P_{\Gamma} K_{\text{ном. 20}}. \quad (7.37)$$

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

$$K_{\text{ном}1} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right| \left(K_{c1} - \sqrt{K_{c1}^2 - 1} \right); \quad (7.38)$$

$$K_{\text{ном}2} = \left| \frac{W_{12}}{W_{21}} \right| \left(K_{c1} - \sqrt{K_{c1}^2 - 1} \right); \quad (7.39)$$

$$K_{\text{ном}10} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right| \left(K_{c2} - \sqrt{K_{c2}^2 - 1} \right); \quad (7.40)$$

$$K_{\text{ном}20} = \left| \frac{W_{12}}{W_{21}} \right| \left(K_{c2} - \sqrt{K_{c2}^2 - 1} \right). \quad (7.41)$$

Розв'язуючи (7.38–7.41) відносно K_{c1} і K_{c2} , з урахуванням (7.34–7.37), знаходимо

$$K_{c1} = \frac{P_{\Gamma}^2 + P_{11}P_{12}}{2P_{\Gamma}\sqrt{P_{11}P_{12}}}; \quad (7.42)$$

$$K_{c2} = \frac{P_{\Gamma}^2 + P_{21}P_{22}}{2P_{\Gamma}\sqrt{P_{21}P_{22}}}. \quad (7.43)$$

Таким чином, як випливає із виразів (7.30, 7.42 та 7.43), для визначення $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ при відомих $\text{Re}W_1$, $\text{Re}W_2$ та постійній потужності генератора, достатньо провести вимірювання потужності сигналу, який пройшов через навантажений чотириполосник у прямому та зворотному напрямках.

Для здійснення вимірювань $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ розроблена вимірювальна установка, структурна схема якої показана на рис. 7.7 [18].

Установка складається з генератора електромагнітних коливань G , вихід якого через узгоджувальний трансформатор $УТ2$ з'єднаний із входом комутатора $КЗ$. Один із виходів цього комутатора з'єднаний із

виходом невзаємного чотириполосника і першим входом другого комутатора $K2$. Вихід комутатора $K2$ через другий узгоджувальний трансформатор $УТ1$ 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 чотириполосника. Другий вихід комутатора $K1$ через другий комплексний опір W_2 з'єднаний також із входом невзаємного чотириполосника.

Вимірювання здійснюється таким чином. Від генератора Γ електромагнітні коливання постійної потужності і частоти подають через узгоджувальний трансформатор $УТ2$ і комутатор $K3$ на вхід комутатора $K1$, вихід якого через перший комплексний опір W_1 з'єднується з входом невзаємного чотириполосника. Вихід невзаємного чотириполосника за допомогою комутатора $K2$ через узгоджувальний трансформатор $УТ1$ з'єднується з входом вимірювача потужності $ВП$. Потім за допомогою узгоджувальних трансформаторів $УТ2$ і $УТ1$, встановлюється режим узгодження опору генератора електромагнітних коливань Γ із вхідним опором невзаємного чотириполосника при включеному в його вхідне коло першим комплексним опором W_1 і узгодження опору вимірювача потужності $ВП$ із вихідним опором невзаємного чотириполосника. 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 чотириполосника. За допомогою узгоджувальних трансформаторів $УТ1$ і $УТ2$, встановлюється режим узгодження опору генератора Γ із вхідним опором невзаємного чотириполосника 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 чотириполосника. В цьому режимі вимірюють потужність P_{21} електромагнітних коливань на його виході.

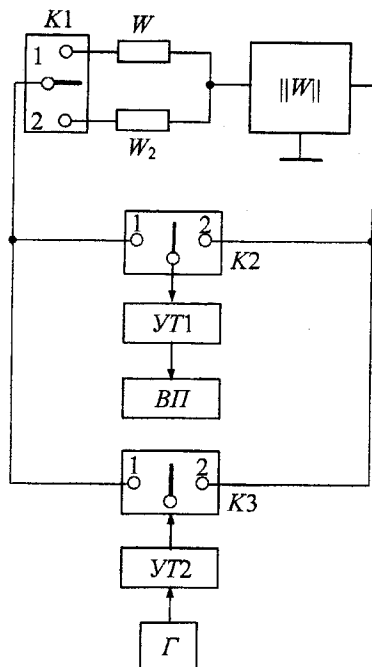


Рис. 7.7. Структурна схема установки для вимірювання мінімальнодосяжного дійсного імпеданса потенційнонестійкого чотириполосника: $||W||$ – потенційнонестійкий чотириполосник; $K1$ – $K3$ – комутатори; $УТ1$ та $УТ2$ – узгоджувальні трансформатори; $Г$ – вимірювальний генератор; $ВП$ – вимірювач потужності

Потім електромагнітні коливання генератора $Г$ через узгоджувальний трансформатор $УТ1$ і комутатор $К1$ подаються на вихід невзаємного чотириполосника, 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 чотириполосника у режимі узгодження опору генератора $Г$ електромагнітних коливань із вихідним опором невзаємного чотириполосника й узгодження опору вимірювача потужності $ВП$ із вхідним опором невзаємного чотириполосника при послідовному підключенні за допомогою комутатора $К3$

комплексних опорів W_1 і W_2 із відомою дійсною складовою.

Після чого, за вимірними значеннями потужностей P_{11} , P_{21} , P_{12} , P_{22} мінімальнодосяжний дійсний імітанс чотириполосника може бути визначений, з використанням виразів (7.40, 7.41) та (7.28).

Розвернувши чотириполосник на 180° , і роблячи аналогічні операції для випадків, коли відомі імітанси W_3 і W_4 будуть підключатися до його виходу, з використанням (7.33) визначаємо шукане значення $ReW_{\text{вих.min}}$.

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 чотириполосників, 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 термічним вимірювачем МЗ-1.

Нестандартним елементом вимірювальної установки є компоненти $W_1...W_4$ з відомою величиною дійсної складової імітансу. В якості таких компонентів використовувалися прецизійні резистори типу CR0402 і CR0603. Від точності визначення дійсної складової імітансу 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.

7.5. Вимірювання коефіцієнта невзаємності

Невзаємні властивості стійких чотириполосників прийнято характеризувати коефіцієнтом невзаємності вигляду [17]

$$K_n (K_{c.v} < 1) = \frac{K_{\text{ном}21}}{K_{\text{ном}12}} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|^2 = K_{ms}^2. \quad (7.44)$$

З огляду на те, що для визначення K_{ms} існує велика кількість різних методів, можна вважати, що проблеми вимірювання K_n для стій-

ких чотириполосників немає.

Параметр (7.44) неможливо застосувати для потенційноестійких чотириполосників, тому що за визначенням для них не існує поняття номінального коефіцієнта передачі потужності $K_{ном 21}$ ($K_{ном 12}$). Тому невзаємні властивості потенційноестійких чотириполосників характеризує коефіцієнт невзаємності вигляду [17]

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

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

Підставляючи (7.18) і (7.19) у (7.45) знаходимо

$$K_n (K_{c.v} < 1) = \frac{Re W_{22}}{Re W_{11}}. \quad (7.45)$$

На підставі теорії конформних відображень [21], для лінійного чотириполосника пряма лінія $Re W_H = 0$ відображається на комплексній площині $W_{вх}$ колом з радіусом (див. рис. 7.1)

$$\rho_{вх} = |W_{вх} - W_{вх.0}|, \quad (7.46)$$

де $W_{вх.0}$ – координата центра кола вхідного імітансу

$$W_{вх.0} = W_{11} - \frac{W_{12} W_{21}}{2 Re W_{22}}. \quad (7.47)$$

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

$$\rho_{вих} = |W_{вих} - W_{вих.0}|, \quad (7.48)$$

де $W_{вих.0}$ – координата центра кола вихідного імітансу

$$W_{вих.0} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{2 \operatorname{Re}W_{11}}. \quad (7.49)$$

Підставляючи (7.47) у (7.46) і (7.49) у (7.48) знаходимо

$$\rho_{ex} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \operatorname{Re}W_{22}}; \quad (7.50)$$

$$\rho_{вих} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \operatorname{Re}W_{11}}. \quad (7.51)$$

Розв'язуючи (7.50) і (7.51) відносно $\operatorname{Re}W_{11}$ і $\operatorname{Re}W_{22}$, відповідно, і підставляючи їх у (7.45), знаходимо

$$K_H(K_{c.s} < 1) = \frac{\rho_{вих}}{\rho_{ex}}. \quad (7.52)$$

Таким чином, значення коефіцієнта невзаємності потенційнонес-тійкого чотириполюсника може бути визначена за результатами вимірювання радіусів вхідного ρ_{ex} і вихідного $\rho_{вих}$ імітансних кіл в разі виконання умов $\operatorname{Re}W_H=0$; $\operatorname{Re}W_I=0$.

Поділивши (7.49) на (7.47), знаходимо

$$\frac{\operatorname{Re}W_{вих.0}}{\operatorname{Re}W_{ex.0}} = \frac{\operatorname{Re}W_{22}}{\operatorname{Re}W_{11}} = K_H(K_{c.s} < 1). \quad (7.53)$$

Отриманий вираз (7.53) вказує на такий метод визначення $K_H(K_{c.s} < 1)$, що полягає в знаходженні відношення дійсних складових координат центрів вихідного $\operatorname{Re}W_{вих.0}$ і вхідного $\operatorname{Re}W_{ex.0}$ 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_{ex} чи вихідного $W_{вих}$ імітансів чотириполюсника 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, виражених через координати її трьох точок [22]

$$\begin{cases} (x_1 - a)^2 + (y_1 - b)^2 = \rho_0^2; \\ (x_2 - a)^2 + (y_2 - b)^2 = \rho_0^2; \\ (x_3 - a)^2 + (y_3 - b)^2 = \rho_0^2, \end{cases} \quad (7.54)$$

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 (7.54) [23] запишемо

$$\begin{aligned} a &= \frac{x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2 - 2b(y_2 - y_1)}{2(x_2 - x_1)}; \\ b &= \frac{(x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2)(x_2 - x_3) - (x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_3^2)(x_2 - x_1)}{2[(y_3 - y_2)(x_2 - x_1) - (y_1 - y_2)(x_2 - x_3)]}; \\ \rho_0 &= \sqrt{(x_1 - a)^2 + (y_1 - b)^2}. \end{aligned} \quad (7.55)$$

Аналіз (7.55) 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 ($K_{c.e} < 1$) через ординати центрів імітансних кіл, визначених за результатами вимірювання вхідного $W_{вх}$ і вихідного $W_{вих}$ імітансів.

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

7.6. Вимірювання частотних параметрів

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

характеризують тільки потенційнонестійкі чотириполосники.

Гранична частота, це частота відповідна границі частотної області потенційної нестійкості чотириполосника (рис. 7.8). Методи безпосереднього визначення f_z відсутні. В даний час існує три шляхи визначення цієї частоти. Перший пов'язаний з аналізом фізичної еквівалентної схеми чотириполосника і одержання аналітичного виразу f_z через робочі параметри чотириполосника, що можуть бути виміряні. Прикладом такого рішення є отриманий в [25] вираз для граничної частоти чотириполосника на базі біполярного транзистора

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

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

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

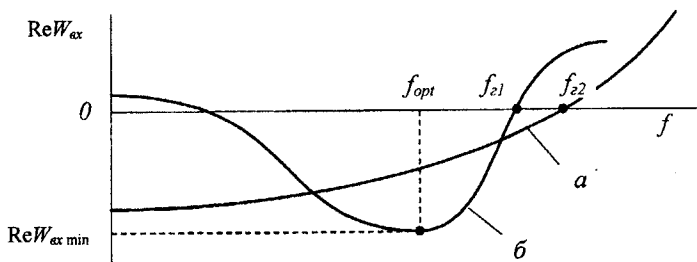


Рис. 7.8. Якісні залежності дійсної складової входного імпедансу потенційнонестійкого статичного (а) і динамічного (б) негатронів

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

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

У зв'язку з цим в [25] запропоновано екстраполяційний метод пошуку f'_r . Його суть полягає в експериментальному вимірюванні двох значень $K_{c.e}$ на частотах, де $K_{c.e} < 1$ (частота f_1) і $K_{c.e} > 1$ (частота f_2) (рис. 7.9).

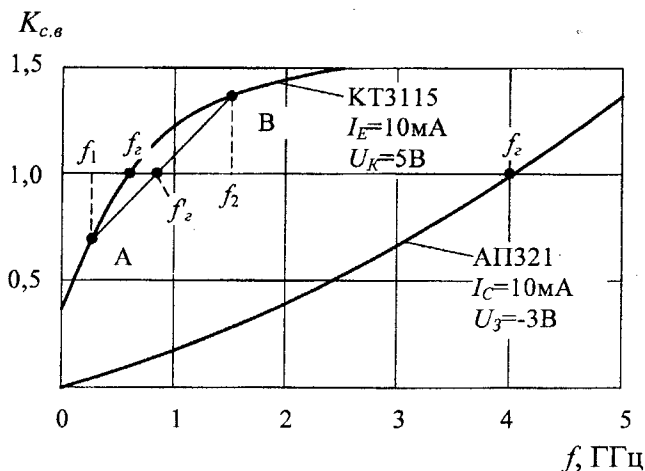


Рис. 7.9. Розрахункові значення внутрішнього інваріантного коефіцієнта стійкості чотириполосників на базі біполярного і польового транзисторів

Виходячи з подібності трикутників f_1, A, f'_r і f_2, B, f'_r (рис. 7.9), знаходимо

$$\frac{K_{c.e.1}}{K_{c.e.2}} = \frac{f'_r - f_1}{f_2 - f'_r}, \quad (7.56)$$

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

Розв'язуючи (4.56) відносно f'_r знаходимо

$$f'_r = \frac{f_2 K_{c.e.1} + f_1 K_{c.e.2}}{K_{c.e.1} + K_{c.e.2}}. \quad (7.57)$$

Величина f'_r є шуканим значенням f_r , визначеною з відносною

похибкою $\delta_{f_r} = \frac{f'_r - f_r}{f_r}$. Величина цієї похибки буде тим менша, чим

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

Аналогічний інтерполяційний метод може бути використаний для пошуку f_2 за результатами вимірювання мінімально досяжного вхідного (вихідного) імітанса на частоті f_1 , де $\text{Re}W_{\min} < 0$ і на частоті f_2 , де $\text{Re}W_{\min} > 0$ (рис. 7.8). У цьому випадку

$$f'_r = \frac{f_2 \text{Re}W_{\min 1} + f_1 \text{Re}W_{\min 2}}{\text{Re}W_{\min 1} + \text{Re}W_{\min 2}}. \quad (7.58)$$

Однак з огляду на те, що труднощі вимірювання $\text{Re}W_{\min}$ значно перевершують трудомісткість вимірювання $K_{c.n}$, цей шлях пошуку f_2 видається менш перспективним.

Оптимальна частота перетворення імітанса f_{opt} – це частота, характерна для потенційно нестійких чотириполосників ($K_{c.n} < 1$), на якій $\text{Re}W_{ax, \min} < 0$ і $\text{Re}W_{вих, \min} < 0$ і виконуються умови

$$\frac{\partial \text{Re}W_{ax, \min}}{\partial f} = 0;$$

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

Потенційно нестійкий чотириполосник може мати дві оптимальні частоти перетворення імітансу: по входу $f_{opt, ax}$ і по виходу $f_{opt, вих}$.

Аналітичне визначення цих параметрів шляхом розв'язку (7.18) і (7.19) неможливе внаслідок залежності всіх імітансних W -параметрів чотириполосника від частоти.

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

Для спрощення пошуку f_{opt} запропоновано графоаналітичний метод знаходження цієї частоти за результатами експериментального

вимірювання $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ на чотирьох різних частотах.

Перша f_1 і друга f_2 частоти вимірювання вибираються в області (рис. 7.10), де

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

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

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

Визначення оптимальної частоти ґрунтується на пошуку спільного розв'язку системи рівнянь для двох прямих, що апроксимують відрізки кривої $\text{Re}W_{\text{ex.min}}$ ($\text{Re}W_{\text{внх.min}}$) на частотах, що лежать нижче і вище f_{opt} (рис. 7.10)

$$\begin{aligned} \frac{\text{Re}(W_{\text{min}0} - W_{\text{min}1})}{\text{Re}(W_{\text{min}2} - W_{\text{min}1})} &= \frac{f_{\text{opt}} - f_1}{f_2 - f_1}, \\ \frac{\text{Re}(W_{\text{min}0} - W_{\text{min}3})}{\text{Re}(W_{\text{min}4} - W_{\text{min}3})} &= \frac{f_{\text{opt}} - f_3}{f_4 - f_3}, \end{aligned} \quad (7.59)$$

де $\text{Re}W_{\text{min}0}, \text{Re}W_{\text{min}1} \dots \text{Re}W_{\text{min}4}$ – значення мінімальнодосяжного дійсного імпедансу потенційнонестійкого чотириполосника на оптимальній частоті перетворення і на частотах $f_1 \dots f_4$, відповідно.

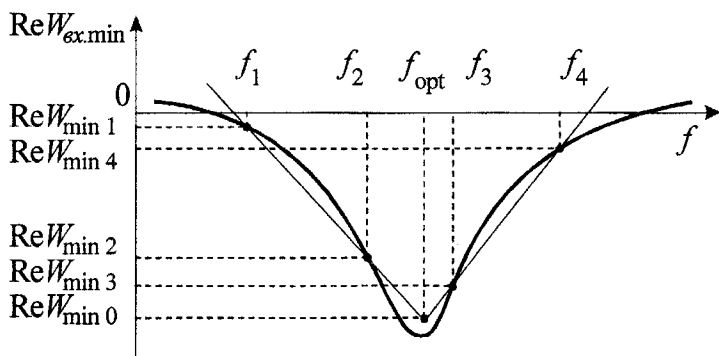


Рис. 7.10. Пояснення графоаналітичного методу пошуку f_{opt}

Система рівнянь (7.59) аналогічна як для випадку пошуку f_{opt} , як на вході так і на виході чотириполосника.

Розв'язуючи систему (7.59), 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 (7.59) дозволяє визначити наближене значення $\operatorname{Re}W_{\min}$ на оптимальній частоті перетворення імітансу

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

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 $\operatorname{Re}W_{\text{ex.min}}$ і $\operatorname{Re}W_{\text{вх.min}}$ різний, для кожного виду чотириполосника існують два значення оптимальної частоти перетворення імітансу на вході $f_{opt,\text{вх}}$, де $\partial \operatorname{Re}W_{\text{вх.min}} / \partial f = 0$ і на виході $f_{opt,\text{вх}}$, де $\partial \operatorname{Re}W_{\text{вх.min}} / \partial f = 0$.

7.7. Визначення шумових параметрів

Шумові властивості чотириполосника 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 чотириполоснику ($W_{12}=0$), що припустимо для стійких чотириполосників.

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 чотириполосників $W_{12} \neq 0$. 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. К.А. Смогільовим у [26]

проведений детальний аналіз шумів чотириполосника з внутрішнім зворотним зв'язком і показано, що варто розрізняти різні види коефіцієнта шуму в залежності від співвідношення вхідного (вихідного) іміданса чотириполосника й імідансу генератора (навантаження). Потенційні властивості чотириполосника характеризує мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму $F_{ш\ min}$, що може бути вимірне 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 ($\alpha_z = \alpha_{z\ opt}$); нульового настроювання вхідного кола ($\alpha_z = 0$); режиму узгодження зведеної провідності генератора і вхідного кола Y'_z до вхідної провідності $Y_{вх}$ чотириполосника ($Y'_z = Y_{вх}$), знаходимо вирази для мінімальнодосяжних коефіцієнтів шуму в кожному з режимів, що розглядаються

$$F_{ш\ min}(\alpha_r = \alpha_{r\ opt}) = 1 + \frac{G'_ш}{Re Y_r} + \frac{(\gamma'_ш)^2}{R'_ш Re Y_r}; \quad (7.60)$$

$$F_{ш\ min}(\alpha_r = 0) = 1 + \frac{G_ш}{Re Y_r} + \frac{\gamma_ш^2}{R_ш Re Y_r}; \quad (7.61)$$

$$F_{ш\ min}(\alpha_r = 0) = 1 + 4 \left[\sqrt{R_ш \cdot G_ш} + \gamma_ш \right]. \quad (7.62)$$

де α_z – узагальнене розладнання вхідного кола; $Re Y_z$ – дійсна складова провідності генератора; $R_ш$ $\gamma_ш$ $\gamma'_ш$ $R_{ш\ в}$ $\gamma_{ш\ в}$ $\gamma_{ш\ 0\ в}$ – шумові коефіцієнти інформаційного приладу

$$R'_ш = R_ш - \frac{\gamma_{ш\ 0\ в}^2}{R_{ш\ в}}; \quad G'_ш = G_ш - \frac{\gamma_{ш\ в}^2}{R_{ш\ в}}; \quad \gamma'_ш = \gamma_ш - \frac{\gamma_{ш\ в} \cdot \gamma_{ш\ 0\ в}}{R_{ш\ в}}.$$

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 $R_{ш} = R_{ш\alpha}$, $g_{ш0\alpha} = 0$. Таким чином, стоїть задача експериментального визначення п'яти шумових коефіцієнтів: $R_{ш}$, $G_{ш}$, $\gamma_{ш}$, $\gamma'_{ш}$, $G'_{ш}$.

З урахуванням відомого співвідношення для коефіцієнта відбиття від входу чотиріполосника [14] $\Gamma = (Y_z - Y_{ex}) / (Y_z + Y_{ex})$, розв'язуючи систему рівнянь (7.60–7.62) з урахуванням оптимального значення дійсної складової вхідної провідності інформаційного приладу $\text{Re} Y_{d\text{opt}}(\alpha_d = 0) = -\text{Re} Y_d - \gamma_{ш} / R_{ш}$, що забезпечує мінімальне значення коефіцієнта шуму $F_{ш.\text{min}}(\alpha_z = 0)$ при нульовому розладнанні, знаходимо

$$R_{ш} = \frac{(\Gamma_{вх0} + 1) [F'_{ш.\text{min}}(\alpha_r = 0) - 1]^2}{16 \text{Re} Y_{\Gamma} [(\Gamma_{вх0} + 1) F_{ш.\text{min}}(\alpha_r = 0) - F'_{ш.\text{min}}(\alpha_r = 0)]}, \quad (7.63)$$

$$\gamma_{ш} = -\frac{2R_{ш} \cdot \text{Re} Y_{\Gamma}}{\Gamma_{вх0} + 1}, \quad (7.64)$$

$$G_{ш} = \text{Re} Y_{\Gamma} \frac{2\gamma_{ш} + (\Gamma_{вх0} + 1) [F_{ш.\text{min}}(\alpha_r = 0) - 1]}{\Gamma_{вх0} + 1}, \quad (7.65)$$

$$G'_{ш} = G_{ш} + \text{Re} Y_{\Gamma} [F_{ш.\text{min}}(\alpha_r = \alpha_{r\text{opt}}) - F_{ш.\text{min}}(\alpha_r = 0)], \quad (7.66)$$

$$\gamma_{ш\alpha} = \sqrt{(G_{ш} - G'_{ш}) R_{ш}}, \quad (7.67)$$

де $\Gamma_{вх0}$ – модуль коефіцієнта відбиття від входу інформаційного приладу в режимі нульового розладнання ($\alpha_z = 0$) при співвідношенні між провідністю генератора $\text{Re} Y_{\Gamma}$, та вхідною провідністю інформаційного приладу $\text{Re} Y_{ex}$ що забезпечують мінімальнодосяжне значення коефіцієнта шуму $F_{ш.\text{min}}(\alpha_z = 0)$.

Аналізуючи систему рівнянь (7.63–7.67) бачимо, що для експериментального визначення шумових коефіцієнтів інформаційних приладів достатньо провести вимірювання трьох значень коефіцієнта шуму (рис. 4.11): $F_{ш.\text{min}}(\alpha_z = 0)$, $F'_{ш.\text{min}}(\alpha_z = 0)$, $F_{ш.\text{min}}(\alpha_z = \alpha_{z\text{opt}})$ і модуля $\Gamma_{вх0}$ коефіцієнта відбиття від входу вимірюваного чотиріполосника. Необхідною умовою проведення всіх вимірювань є постійність значення дійсної складової провідності генератора ($\text{Re} Y_{\Gamma} = \text{const}$).

Реалізація запропонованого способу здійснюється з використан-

ням вимірювальної установки, структурна схема якої зображена на рис. 7.12. 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_z вхідного кола. Трансформатор імпедансу Tr , включений на виході інформаційного приладу, виконує роль комплексного регульованого навантаження.

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

На другому етапі також здійснюють послідовну перебудову трансформатора Tr і поршня Π до отримання мінімально досяжного значення коефіцієнта шуму, відповідного $F_{ш \min} (\alpha_z = \alpha_{z \text{ opt}})$. 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 ($\alpha_z=0$). Коефіцієнт шуму при цьому дорівнює $F_{ш \min} (\alpha_z=0)$.

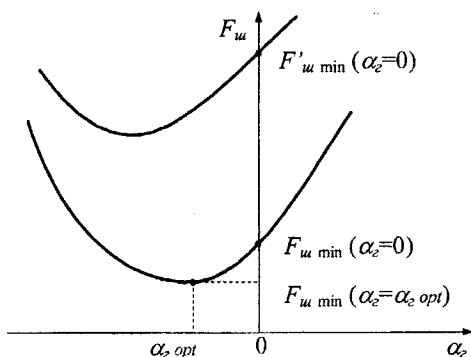


Рис. 7.11. Залежність коефіцієнта шуму $F_{ш}$ інформаційного приладу від узагальненого розладнання α_z .

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 чотириполюсника $\text{Re}Y_T$ досягаються не шляхом зміни повної провідності генератора $\text{Re}Y_G$, а зміною лише його уявної складової та вхідної провідності досліджуваного чотириполюсника в результаті зворотного перетворення вхідної провідності трансформатора T_p . Це забезпечує виконання умови $\text{Re}Y_G = \text{const}$ і зменшує похибку вимірювань, що виникає в результаті додаткових відбивань в другому трансформаторі імітансу, ввімкненому на вході чотириполюсника.

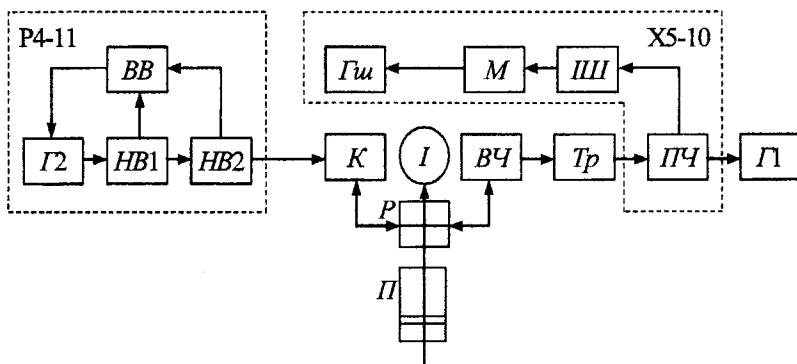


Рис. 4.12. Структурна схема вимірювального комплексу:
 G_1 і G_2 – вимірювальні генератори; HB_1 і HB_2 – направлені відгалужувачі; BB – вимірювач відношень; $G_{ш}$ – генератор шуму;
 M – модулятор; III – індикатор шуму; $ПЧ$ – перетворювач частоти;
 K – комутатор; I – індикатор; $ВЧ$ – вимірювальний чотириполюсник;
 T_p – трансформатор; P – розгалужувач;
 $П$ – 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 коефіцієнта шуму. Ре-

зультати 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 7.1

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

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

Перелік літератури до розділу 7

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; Опубл. 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 // Радиозлектроника. Изв вузов СССР. – 1982. – Т. 25, – № 12. – С. 38–43.
12. Филинюк М.А., Возняк О.М. Методи визначення параметрів потенційно нестійких чотириполюсників. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1995. – №1. – С. 48–52.

13. Пат. 180059 Україна. Імпедансний пристрій / Філинюк М.А., Возняк О.М., Курзанов Я.І., Огороднік О.В. (Україна). Заявл. 31.10.93; Опубл. 22.03.94, Бюл. № 5. – 5 с.
14. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. – М.: Высш. школа, 1970. – Т.1. – 440 с.
15. Філинюк М.А., Гаврілов Д.В., Ліщенко С.А. Спосіб вимірювання максимально досяжного коефіцієнта підсилення чотириполосника на границі стійкості // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. – №3. – С. 49–51.
16. Філинюк Н.А. Система рабочих параметров обобщенных преобразователей иммитанса / Вінниц. політехн. ін-т. –Вінниця, 1983. – 16 с. – Бібліогр.: 31 назв. – Рус. – Деп. в УкрНИИТИ 24.11.83, №1328– Ук-Д83.
17. Філинюк 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 чотириполосника / Філинюк М.А., Гаврілов Д.В. (Україна). –№2002010719; Заявл. 29.01.02; Опубл. 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. Філинюк 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 H03N11/00. Імпедансний пристрій / Філинюк 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. Філинюк 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., Майборodin А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазона волн. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.

РОЗДІЛ 8

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ФІЗИЧНИХ МОДЕЛЕЙ БАГАТОЕЛЕКТРОДНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР

8.1. 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 у 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_m максимального стійкого підсилення.

Для обґрунтування способу використовуємо фізичну еквівалентну схему високочастотного транзистора (рис. 8.1), справедливу на частотах $f < 0,5f$ [5]. На цій схемі: α – коефіцієнт передачі транзистора за струмом, виміряний у схемі з спільною базою, $\alpha = \alpha_0 / (1 + jff)$; 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

$$\|Z^B\| = \left\| \begin{array}{l} r_{B1} + r'_E + (1 - \alpha)r_{B2} + j\omega(L_E + L_B); \quad r_{B1} + j\omega L_B \\ r_{B1} + j\omega L_B + \alpha / j\omega C_K; \quad r_{B1} + r'_K + j\omega(L_B + L_K) + 1 / j\omega C_K \end{array} \right\|, \quad (8.1)$$

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]

$$K_{ms} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|, \quad (8.2)$$

де W_{21} , W_{12} – елементи узагальненої матриці чотириполосника, під якою мається на увазі кожна з чотирьох систем параметрів, використовуваних у конкретних випадках: Y -, Z -, H - або G -параметрів.

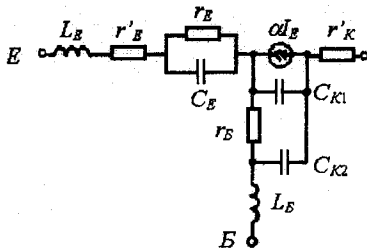


Рис. 8.1. Фізична еквівалентна схема біполярного транзистора

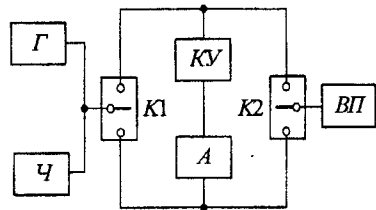


Рис. 8.2. Структурна схема експериментальної установки для вимірювання K_{ms}

Після підстановки елементів матриці (8.1) у формулу (8.2) знаходимо

$$K_{ms}^B = \sqrt{\left\{ \left[r_{B1} + \Omega / \omega C_K (1 + \Omega^2) \right]^2 + \left[\omega L_B - 1 / \omega C_K (1 + \Omega^2) \right]^2 \right\} / (r_{B1}^2 + \omega^2 L_B^2)}, \quad (8.3)$$

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 (8.3) 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 (8.4), одержуємо аналітичний вираз для постійної часу τ_K колекторного кола транзистора

$$\tau_K = 1 / \omega K_{ms}^B. \quad (8.5)$$

Знайдемо аналітичний вираз для коефіцієнта ξ_K поділу колекторної ємності транзистора. З цією метою перетворимо елементи матриці опорів (8.1) в елементи матриці провідності транзистора, включеного за схемою з спільним емітером [6]

$$y_{21}^E = (z_{21}^B - z_{11}^B) / \Delta z; \quad y_{12}^E = (z_{12}^A - z_{11}^A) / \Delta z; \quad (8.6)$$

де $z_{11}^B, z_{12}^B, z_{21}^B, z_{22}^B$ – елементи матриці (8.1), $\Delta z = z_{11}^B z_{22}^B - z_{12}^B z_{21}^B$.

Підставляючи (8.6) у формулу (8.2), 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 $\omega L_E \gg r'_E$, $\omega \Omega L_E < (\Omega r_{E2} + \omega L_E)$, $K_{ms}^E > 1$, визначається з виразу

$$K_{ms}^E = \omega_r D / \omega^2 \tau_K (\xi_K - 1), \quad (8.7)$$

де $D = r_{E2} / (r_{E2} + \omega_r L_E)$ – параметр, що враховує вплив емітерної індуктивності транзистора.

Підставляючи в рівняння (8.7) значення τ_K , обумовлене формулою (8.5), і розв'язуючи його відносно коефіцієнта ξ_K , одержуємо

$$\xi_K = 1 + DK_{ms}^B / \Omega K_{ms}^E. \quad (8.8)$$

Знаючи постійну часу колекторного кола τ_K , обумовлену формулою (8.5), і коефіцієнт ξ_K поділу ємності колекторного переходу, обумовлений формулою (8.8), можна знайти ємності активної $C_{K1} = C_K / \xi_K$ і пасивної $C_{K2} = C_K - C_{K1}$ частин колекторного переходу транзистора й

омічний опір його бази $r_b = r_K / C_{K1}$.

Для визначення граничної частоти транзистора f_T через його коефіцієнт максимально стійкого підсилення перетворимо матрицю (8.1) у матрицю опорів транзистора, включеного за схемою з спільним колектором [5]

$$\|Z^K\| = \left\| \begin{array}{cc} r_{B1} + r'_K + \frac{1}{j\omega C_K} + j\omega(L_E + L_K); & r'_K + j\omega L_K + \frac{1-\alpha}{j\omega C_K} \\ r'_K + \frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_K; & r'_E + r'_K + j\omega(L_E + L_K) + \frac{(1-\alpha) + j\omega C_K r_E}{j\omega C_K} \end{array} \right\|, \quad (8.9)$$

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 (8.9) у формулу (8.2), знаходимо коефіцієнт K_{ms}^K максимально стійкого підсилення транзистора, включеного за схемою з спільним колектором

$$K_{ms}^K = \sqrt{1 + \frac{f_T^2}{f^2}}. \quad (8.10)$$

Розв'язуючи (8.10) відносно граничної частоти f_T , одержимо

$$f_T = f \sqrt{(K_{ms}^K)^2 - 1} \approx f K_{ms}^K. \quad (8.11)$$

Аналіз виразів (8.5), (8.8) і (8.11) 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 максимального стійкого підсилення транзистора.

Повна ємність колекторного переходу C_K , використовувана в розрахунках, внаслідок незалежності її величини від частоти, виміряється на низьких частотах з високою точністю. Наприклад, у випадку використання методу ємнісно-омічного подільника похибка складас $\pm 3\%$ [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 імітантами генератора і навантаження

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{K_{HP}}{K_{H3}}}. \quad (8.12)$$

За визначенням

$$K_{HP} = \frac{P_{HP}}{P_G}; \quad K_{H3} = \frac{P_{H3}}{P_G}, \quad (8.13)$$

де P_{HP} і P_{H3} – відповідно потужності сигналу, що виділяються в дійсній складовій імідансу вимірювача потужності при вимірюванні прямого і зворотного коефіцієнтів передачі; P_G – номінальна потужність генератора.

Підставивши (8.13) у (8.12), одержуємо вираз для коефіцієнта максимального стійкого підсилення транзистора

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{P_{HP}}{P_{H3}}}, \quad (8.14)$$

з якого випливає, що при постійній потужності P_G генератора вимірювання зводяться до вимірювання потужності при прямому P_{HP} і зворотному P_{H3} 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 виміральної схеми, вимірювача потужності $ВП$ і двох перемикачів $П1$ і $П2$. Кола, що забезпечують робочу точку транзистора, на рис. 8.2 не показані.

На підставі виразу (8.14), середньоквадратична похибка δ_{ms} методу визначення коефіцієнта K_{ms} дорівнює

$$\delta_{ms} = \frac{\sqrt{\delta_{HP}^2 + \delta_{H3}^2}}{2},$$

де δ_{HP} і δ_{H3} – відносні середньоквадратичні похибки вимірювання потужностей P_{HP} і P_{H3} .

З огляду на те, що вимірювання потужностей $P_{\text{НП}}$ і $P_{\text{НЗ}}$ здійснюються вимірювачем потужності ВП, для якого $\delta_{\text{НП}} = \delta_{\text{НЗ}} = \delta_{\text{ВП}}$, одержимо $\delta_{\text{мс}} = \delta_{\text{ВП}} / \sqrt{2}$, де $\delta_{\text{ВП}}$ – відносна середньоквадратична похибка вимірювання потужності. Наприклад, у випадку використання як вимірювача потужності моста типу М4-2, для якого $\delta_{\text{ВП}} = \pm 4\%$ [7], знаходимо, що відносна середньоквадратична похибка вимірювання коефіцієнта $K_{\text{мс}}$ не перевищує $\delta_{\text{мс}} = \pm 2,84\%$.

У процесі вимірювання, внаслідок потенційної нестійкості транзистора, може відбутися збудження експериментальної установки. Для виключення цього явища на вході або виході транзистора включається пасивний взаємний чотириполосник, наприклад, атенюатор А (рис. 8.2), що разом із транзистором утворює новий стійкий чотириполосник, що гарантує стійкість вимірювальної установки.

Покажемо, що введення у вимірювальну установку на вході і виході транзистора додаткових пасивних взаємних чотириполосників не впливає на результат вимірювання.

Відомо, що результуюча матриця $\|T\|^P$ передачі такого каскадного з'єднання чотириполосників дорівнює [8]

$$\|T\|^P = \|T\|^A \times \|T\| \times \|T\|^B, \quad (8.15)$$

де $\|T\|^A$ і $\|T\|^B$ – матриці передачі пасивних взаємних чотириполосників; $\|T\|$ – матриця передачі транзистора.

Перетворивши матрицю (8.15) у матрицю опорів і підставивши її елементи у формулу (8.2), одержимо

$$K_{\text{мс}}^P = \frac{1}{|T|^A \times |T| \times |T|^B}, \quad (8.16)$$

де $|T|$, $|T|^A$ і $|T|^B$ – визначники матриць передачі транзистора і чотириполосників, що включаються на його вході і виході.

З огляду на те, що відповідно до принципу взаємності $|T|^A = |T|^B = 1$, вираз (8.16) перетвориться до вигляду

$$K_{\text{мс}}^P = \frac{1}{|T|} = K_{\text{мс}}. \quad (8.17)$$

З (8.17) випливає, що коефіцієнт максимально стійкого підсилення транзистора не залежить від параметрів пасивних взаємних чотириполосників, що включаються на його вході і виході. Отже, атенюа-

тор А, елементи вимірювального тракту і паразитні елементи виводів і корпусу транзистора, які можна розглядати, як елементи цих взаємних чотириполосників, 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. 8.2) 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 (8.11) 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 (8.5) визначаємо постійну часу колекторного кола $\tau_K = 1/6,28 \cdot 10^9 \cdot 269,7 = 0,59$ пс. За формулою (8.8) 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. 8.1.

Таблиця 8.1

Результати розрахунків, виконаних для інших типів транзисторів

Тип транзистора	Результати вимірювань на частоті 0,5 ГГц					Результати розрахунку				
	C^K , пФ	K_{ms}^E , од	K_{ms}^K , од	K_{ms}^B , 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 па-

раметрів 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.

8.2. Визначення параметрів активної області кристала польового транзистора

Потенційні можливості польового транзистора (ПТ) визначаються параметрами еквівалентної схеми активної області l його кристала (рис. 8.3) [10]. На цій схемі: \dot{S} – крутизна ПТ; G – диференціальна провідність каналу; $C_{CЗ}$, $C_{ВЗ}$, $C_{СВ}$ – ємності стік-затвор, витік-затвор, стік-витік; R_i – диференціальний опір неперекритої частини каналу між витокком 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; $R_{к.л.}$, $C_{к.л.}$ – 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; l – 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.

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

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_C \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Omega^2}{R_i(1+\Omega^2)} + j\frac{\Omega}{R_i(1+\Omega^2)} + \frac{\Omega\xi}{R_i} & -j\frac{\Omega\xi}{R_i} & -\frac{\Omega^2}{R_i(1+\Omega^2)} - j\frac{\Omega}{R_i(1+\Omega^2)} \\ \frac{S_0}{1+\Omega^2} - j\frac{S_0\Omega}{1+\Omega^2} - j\frac{\Omega\xi}{R_i} & G + j\frac{\Omega\xi}{R_i} & -G - \frac{S_0}{1+\Omega^2} + j\frac{S_0\Omega}{1+\Omega^2} \\ -\frac{\Omega^2 + R_i S_0}{R_i(1+\Omega^2)} - j\frac{\Omega(1-R_i S_0)}{R_i(1+\Omega^2)} & -G & G - \frac{\Omega^2 + R_i S_0}{R_i(1+\Omega^2)} + j\frac{\Omega(1-R_i S_0)}{R_i(1+\Omega^2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_3 \\ u_C \\ u_B \end{bmatrix}, \quad (8.18)$$

де $\Omega = \omega/\omega_s$; ω_s – гранична частота за крутизною, $\omega_s = 1/R_i C_{B3}$; S_0 – низькочастотне значення крутизни, $\xi = C_{C3}/C_{B3}$.

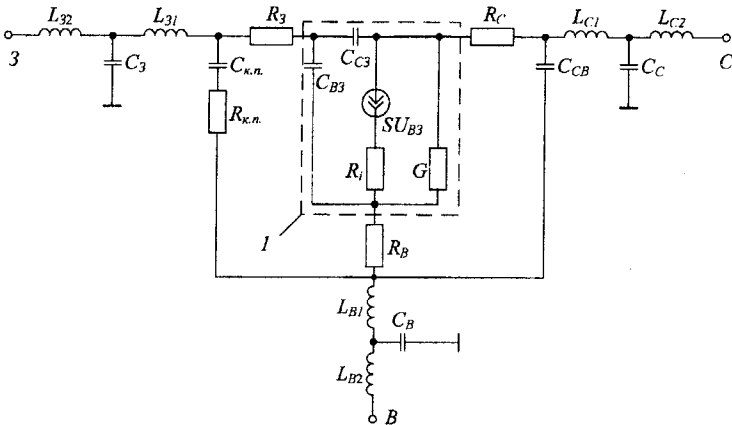


Рис. 8.3. Фізична еквівалентна схема польового транзистора

Максимальний коефіцієнт стійкого підсилення за потужністю чотириполюсника, пов'язаний з його y -параметрами співвідношенням [11]

$$K_m = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right|. \quad (8.19)$$

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 (8.19) і елементів рівняння (8.18) знаходимо [13]:

$$K_m^B = \left| \frac{y_{21}^B}{y_{12}^B} \right| = \frac{R_i S_0}{\Omega \xi}; \quad K_m^3 = \left| \frac{y_{21}^3}{y_{12}^3} \right| = \frac{S_0}{G}; \quad K_m^C = \left| \frac{y_{21}^C}{y_{12}^C} \right| = \frac{R_i S_0}{\Omega}. \quad (8.20)$$

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 $f_{\text{шум}} < 1$ ГГц.

Використовуючи (8.20), 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 ЗС на частотах, де не виконується нерівність $\Omega < 0,1$. На підставі (8.19) з урахуванням елементів матриці (8.18) 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 ЗС.

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 зна-

ходяться 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 $f_{\text{вим}} < 1$ ГГц значно менший опорів R_B, R_3, R_C , середнє значення яких складає приблизно 5 Ом. Врахування 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 Шоттки, наведених у [3]. На ЕОМ здійснювався розрахунок K_{mT} із використанням повної фізичної еквівалентної схеми ПТ (рис. 8.3). 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: $\delta C_{C3}=0,01\%$; $\delta C_{B3}=6\%$; $\delta G=4,6\%$; $\delta R_f=19,2\%$. Найістотніша похибка спостерігається при визначенні опору R_b , що пояснюється впливом на величину коефіцієнта K_{mf} (на частоті 10 ГГц) елементів: $C_{k,l}, R_{k,l}, C_{CB}$. Була також досліджена можливість використання запропонованого методу для визначення параметрів кристала НЧ транзисторів (типу КП303И). Відносна середньоквадратична похибка визначення їхніх параметрів склали: $\delta C_{C3}=5\%$, $\delta C_{B3}=6\%$, $\delta G=5,2\%$, $\delta R_f=4,6\%$. 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].

8.3. Визначення параметрів двозатворного польового транзистора

У роботі [13] обґрунтовано спосіб визначення параметрів еквівалентної схеми активної області кристала однозатворного польового транзистора Шоттки (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 Шоттки (ПТШ2) показав [15], що його можна розглядати як два однозатворних ПТШ1, стік одного з яких з'єднаний із витокком 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 чотириполосник.

Розглянемо чотири варіанти включення ПТШ2, як чотириполосника, у вигляді каскадного з'єднання однозатворних ПТШ, що утворюють його (рис. 8.4).

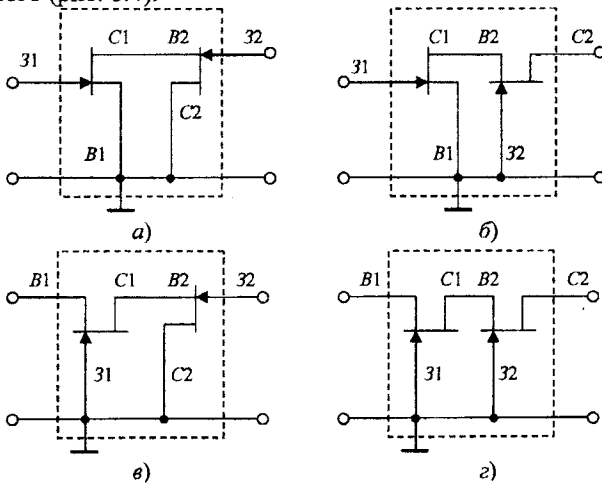


Рис. 8.4. Схема включення ПТШ2, як чотириполосника, утвореного каскадним включенням двох однозатворних ПТШ

Визначимо коефіцієнт K_{ms} максимально стійкого підсилення потужності чотириполосника, утвореного каскадним з'єднанням N чотириполосників. Підсумкова ланцюгова $\|ABCD\|_N$ матриця такого з'єднання дорівнює добутку $\|ABCD\|_i$ матриць утворювальних чотириполосників [16]:

$$\|ABCD\|_N = \prod_{i=1}^N \|ABCD\|_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, N. \quad (8.21)$$

Перетворивши матрицю (8.21) 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

$$k_{msN} = \prod_{i=1}^N k_{msi}. \quad (8.22)$$

На підставі (5.22) знаходимо коефіцієнти максимально досяжного підсилення на межі стійкості для різних схем включення ПТШ2

$$\begin{aligned} K_{ms}^{B1C2} &= \frac{K_{ms}^{B1}}{K_{ms}^{C2}}, \quad K_{ms}^{31C2} = \frac{K_{ms}^{31}}{K_{ms}^{C2}}, \\ K_{ms}^{B132} &= K_{ms}^{B1} K_{ms}^{32}, \quad K_{ms}^{3132} = K_{ms}^{31} K_{ms}^{32}, \end{aligned} \quad (8.23)$$

де верхні індекси вказують на електроди ПТШ2, включені в спільну шину.

Система рівнянь (8.23) 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 чотириполосника від значення опору Z , включеного в його спільний вивід. У цьому випадку провідності прямої і зворотної передачі новоутвореного чотириполосника дорівнюватимуть [16]:

$$Y_{21} = \frac{y_{21} - Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (8.24)$$

$$Y_{12} = \frac{y_{12} - Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}, \quad (8.25)$$

де y_{21} і y_{12} – провідності прямої і зворотної передачі чотириполосника при $Z=0$; Δy – визначник матриці провідності чотириполосника.

Поділивши (8.24) на (8.25), з урахуванням $K_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$ [13], знаходимо

$$K_{ms}^Z = \left| \frac{y_{21} - Z\Delta y}{y_{12} - Z\Delta y} \right|. \quad (8.26)$$

З (8.26) випливає, що якщо $Z \rightarrow \infty$, $K_{ms}^Z \rightarrow 1$.

Таким чином, якщо в схемі на рис. 8.4а розірвати по змінному струму вивід 32 ($Z_{C2} = \infty$), отримуємо $K_{ms}^{C2} = 1$ і з (8.23) знаходимо

$$K_{ms}^{B1C1} (Z_{C2} = \infty) = K_{ms}^{B1}.$$

Аналогічно отримуємо

$$\begin{aligned} K_{ms}^{31C2} (Z_{31} = \infty) &= \frac{1}{K_{ms}^{C2}}; \\ K_{ms}^{3132} (Z_{31} = \infty) &= K_{ms}^{32}; \\ K_{ms}^{B1C2} (Z_{B1} = \infty) &= \frac{1}{K_{ms}^{C2}}; \\ K_{ms}^{B132} (Z_{32} = \infty) &= K_{ms}^{B1}; \\ K_{ms}^{3132} (Z_{32} = \infty) &= K_{ms}^{31}; \\ K_{ms}^{31C2} (Z_{C2} = \infty) &= K_{ms}^{31}; \\ K_{ms}^{B132} (Z_{B1} = \infty) &= K_{ms}^{32}. \end{aligned} \quad (8.27)$$

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 (8.20) знаходимо [17]:

$$\begin{aligned} G^{(1)} &= \frac{S_0}{K_{ms}^{31C2} (Z_{C2} = \infty)} = \frac{S_0}{K_{ms}^{3132} (Z_{32} = \infty)}; \\ G^2 &= \frac{S_0}{K_{ms}^{B132} (Z_{B1} = \infty)} = \frac{S_0}{\omega K_{ms}^{B1C2} (Z_{C2} = \infty)}; \\ C_{C3}^{(1)} &= \frac{S_0 K_{ms}^{B132} (Z_{32} = \infty)}{\omega} = \frac{S_0 K_{ms}^{31C2} (Z_{31} = \infty)}{\omega}; \\ C_{B3}^{(2)} &= \frac{S_0 K_{ms}^{B1C2} (Z_{B1} = \infty)}{\omega} = \frac{S_0 K_{ms}^{31C2} (Z_{31} = \infty)}{\omega}; \\ f_T^{(2)} &= \frac{f_{\text{вим}}}{K_{ms}^{B1C2} (Z_{B1} = \infty)} = \frac{f_{\text{вим}}}{K_{ms}^{31C2} (Z_{31} = \infty)}; \\ R_1^{(2)} &= \frac{\left\{ \left[K_{ms}^{B132} (Z_{B1} = \infty) / K_{msf}^{B132} (Z_{B1} = \infty) \right]^2 - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\omega C_{B3}^{(2)}} = \\ &= \frac{\left\{ \left[K_{ms}^{3132} (Z_{32} = \infty) / K_{msf}^{3132} (Z_{32} = \infty) \right]^2 - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\omega C_{B3}^{(2)}}. \end{aligned} \quad (8.28)$$

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 (8.28), знаходимо

$$\frac{1}{K_{ms}^B} + \frac{1}{K_{ms}^3} + \frac{1}{K_{ms}^C} = \frac{G + \omega(C_{C3} + C_{B3})}{S_0}. \quad (8.29)$$

З огляду на те, що для сучасних ПТШ1 і ПТШ2 справедливе $C_{B3} \gg C_{C3}$ [13, 18] і використовуючи співвідношення (8.27, 8.29) отримуємо

$$K_{ms}^{B2} = \frac{S_0^{(2)} K_{ms}^{32} K_{ms}^{C2}}{(G^{(2)} + \omega C_{B3}^{(2)}) K_{ms}^{32} K_{ms}^{C2} - S_0^{(2)} (K_{ms}^{C2} + K_{ms}^{32})}. \quad (8.30)$$

З урахуванням (8.28) і (8.30) знаходимо

$$C_{C3}^{(2)} = \frac{S_0^{(2)}}{\omega K_{ms}^{B2}}.$$

Значення ємності $C_{B3}^{(1)}$ можна визначити шляхом вимірювання ємності $C_{B3}^{(1)}$ 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 $C_{B3}^{(1)} \approx C_{B3}^{(1)}$. У

цьому випадку значення $R_i^{(1)} = \frac{1}{\omega_S^{(1)} C_{B3}^{(1)}}$, а $f_T^{(1)} = \frac{S_0}{2\pi C_{B3}^{(1)}} [13]$.

Перевірка отриманих результатів здійснена експериментально з використанням параметрів ПТШ, наведених у [18]. Двотаторний 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. 8.2).

Таблиця 8.2

Порівняння розрахованих параметрів структури каскадного з'єднання зі значеннями параметрів однозатворних ПТШ

Об'єкт дослідження	Параметр фізичної еквівалентної схеми ПТШ									
	$G^{(1)}$	$G^{(2)}$	$C_{СЗ}^{(1)}$	$C_{СЗ}^{(2)}$	$C_{ВЗ}^{(1)}$	$C_{ВЗ}^{(2)}$	$f_T^{(1)}$	$f_T^{(2)}$	$R_i^{(1)}$	$R_i^{(2)}$
	$\text{Ом}^{-1} \cdot 10^{-3}$		пФ		пФ		ГГц		Ом	
Однозатворний ПТШ ЗПЗ21А	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 $C_{СЗ}^{(1)}$ 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 до розділу 8

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. Филинчук Н.А. Активные УКВ фильтры. – М.: Радио и связь, 1984. – 268 с.
14. Филинчук 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. Кушира. – М.: Связь, 1971. – 240 с.

17. Филинчук Н.А., Гаврилов Д.В. Определение параметров физической эквивалентной схемы двухзатворного полевого транзистора Шоттки // Радиотехника. – 2004. – №11. – С. 71–75.

18. Филинчук Н.А. Экспериментальное определение граничной частоты активной области кристалла полевого транзистора // Изв. вузов СССР. Радиотехника. – 1987. – № 12. – С. 90–92.

РОЗДІЛ 9

КРИТЕРІАЛЬНА ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ НЕГАТРОНІВ

Вибір типу ІП для розроблюваної інформаційної системи звичайно виробляється, виходячи із критерію його працездатності, що має одну з можливих форм запису $b_i \geq b_T$, $b_i \leq b_T$, $b_i = b_i \pm \Delta b_T$, $i = 1, 2, \dots, n$, де b_T , Δb_T – необхідне значення й припустимий розкид b_i параметра ІП щодо значення параметра b_T .

При цьому часто виникає положення, коли критерію працездатності відповідає більш ніж один тип ІП. У цьому випадку його вибір відбувається практично інтуїтивно, з урахуванням досвіду розроблювача. Подібна ситуація виникає при проектуванні ІП на базі негатронів, коли потрібно зробити кількісну оцінку ефективності однотипних ІП, що характеризуються сукупністю параметрів

Найбільше гостро це завдання постає при проектуванні складних інформаційних систем, тому що помилка зроблена на початкових стадіях проектування може привести до такого збільшення вартості системи, що її впровадження стають недоцільним. З метою виключення такого ризику використовуються різні критеріальні оцінки ефективності інформаційних пристроїв.

9.1. Аналіз критеріїв ефективності інформаційних пристроїв та систем

Фундаментальні роботи з розробки критеріїв оцінки ефективності автоматичних і автоматизованих систем контролю й керування (АСКК) виконані І. В. Кузьміним [1]. Уведений ним узагальнений статистичний критерій ефективності

$$E = \frac{K_{cp}}{K_{en}} \quad (9.1)$$

і його модифікації знайшли застосування в оцінці ефективності різних видів інформаційних систем (K_{cp} – коефіцієнт ефективності реальної АСКК, K_{en} – коефіцієнт ефективності потенційної АСКК).

Перевагою цього критерію є його наочність, порівняльна простота й спільність, нормований характер, що дозволяє одним числом характеризувати як всю систему, так і її частини. Але критерій (9.1) у

явному вигляді, як відзначає сам автор, ускладнює оцінку оперативності й внеску, окремих складових системи у її ефективність.

В [2] пропонується показник практичної оптимальності системи у вигляді відношення суми показників якості $\left(\frac{b_{ir}}{b_i}\right)$ до сумарних витрат

$$\left(\frac{C}{C_m}\right)$$

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^n a_i \left(\frac{b_{im}}{b_i}\right)}{\left(\left(\frac{C}{C_m}\right) \sum_{i=1}^n a_i\right)}, \quad (9.2)$$

де a_i – вагові коефіцієнта, b_{im}, C_m – оптимальні значення параметрів.

Показник практичної оптимальності (9.2) є по суті модифікацією узагальненого статистичного критерію (9.1), у якому, з метою врахування різних параметрів складної системи, позитивний ефект характеризується сумою показників якості.

Перевагою роботи [3] є детальне пророблення питання визначення вагових коефіцієнтів a_i . Але сам показник (9.2) не має чіткого фізичного змісту. Крім того, про оптимальність системи судять по максимуму показника практичної оптимальності, граничне значення якого не визначено.

Фундаментальне дослідження з питань оптимізація радіоелектронних пристроїв на основі векторного синтезу виконане Л.С. Гуткіним [4]. Ним також використовується значення показників якості й розроблений метод безумовного критерію переваги, що зводить задачу векторного синтезу пристроїв до задачі скалярного синтезу, що дозволяє застосувати добре розроблені математичні методи синтезу й оптимізації радіосистем по єдиному показнику якості, до синтезу по декількох показниках якості.

У ролі показників якості K_i автор вибирає числові характеристики системи, пов'язані з її якістю монотонною залежністю, наведені до виду, що забезпечує умови

$$K_i \geq 0, \quad (i = \overline{f, n}) \quad (9.3)$$

Чим менше величина K_i , тим краще система. Але із психологічної точки зору доцільно використовувати показники, які збільшу-

ються при наближенні варіанта системи до оптимального. Цю вимогу умова (9.3) не задовольняє.

Подальший розвиток теорії побудови критеріїв оцінки ефективності складних інформаційних систем і оптимізації їхніх параметрів з використанням цих критеріїв, знайшовся в праці Ф. Ф. Юрлова [5]. У ній, шляхом використання теорії множин і теорії складних систем, сформульовані загальні вимоги до коефіцієнта ефективності складних систем, розвиваються принципи й методи приведення радіоелектронних систем у порівнянний вигляд, дається методологія техніко-економічної оптимізації цих систем по декількох показниках якості. Розроблений системний багаторівневий підхід до проблеми порівнянності складних радіоелектронних систем. Однією з переваг цієї роботи є те, що на відміну від праць [4, 6] у ній дані рекомендації з вибору базового варіанта системи, які базуються на визначенні сукупності підмножин функціонально подібних засобів досягнення мети ($x_n = \{x_{ni}, i = \overline{f, n}\}$), порівнянні засобів, належній цій підмножині й визначенні для кожної підмножини найбільш ефективного рішення x_{nio} , порівнянні ефективних засобів, що ставляться до різних класів функціонально різних систем і виборі оптимального вирішення.

Очевидно, що даний алгоритм вибору базового варіанта має більшою мірою теоретичне, а не практичне значення, тому що на самому початку його виконання закладена невизначеність у виборі функціонально подібних засобів досягнення мети.

Іншим недоліком пропонованої процедури вибору базового варіанта є те, що він не вказує розроблювачеві на її потенційні (граничні) можливості.

Важливим кроком у виборі параметрів потенційної інформаційної системи з'явилися результати, отримані П. В. Новицьким [7], який використовуючи негентронний принцип інформації Л. Бріллюена [8] установив співвідношення між величиною енергії ϵ_{ax} й граничним значенням перенесеної нею інформації I_m .

$$I_m = 10,53 + 0,5 \lg\left(\frac{\epsilon_{ax}}{T^0}\right),$$

де T^0 – абсолютна температура об'єкта інформації.

Однак подальший розвиток ця теорія одержала тільки в оцінці параметрів засобів виміру й контролю [9]. Розроблювачі різних видів ІІ пропонують часткові критерії оцінки ефективності конкретних

видів пристроїв. При цьому використовуються або відомі критерії оцінки ефективності інформаційних систем, або розробляються нові критерії, що враховують специфіку роботи цих пристроїв. Наприклад, в [10] для аналізу ефективності АЦП запропонована система критеріїв $K_1 - K_3$ у вигляді:

$$K_1 = \frac{\Delta I}{t_{cp}}, \quad K_2 = \frac{\Delta I}{C}, \quad K_3 = \frac{\Delta I t_{cp}}{C},$$

де t_{cp} – середній час безвідмовної роботи, C – вартість АЦП, ΔI – величина, що показує наскільки зменшується втрата інформації при використанні даного АЦП.

З огляду на те, що вихідні дані про попередню втрату інформації ΔI невідомі, автор пропонує замість точного значення ΔI використати його оцінку, що знижує точність застосування даних критеріїв.

Становить інтерес робота [11], присвячена оцінці технічного рівня аналого-цифрових елементних засобів за інформаційно-енергетичними показниками вигляду $A_{вх} = \frac{P_{вх}}{I_t}$ й $A_n = \frac{P_{живл}}{I_t}$, де $A_{вх}$ – енергетичний поріг чутливості; $P_{вх}$ – потужність, що розсіюється у вхідному ланцюзі; I_t – максимальна кількість інформації, переданої в одиницю часу; A_n – питома енергоємність; $P_{живл}$ – потужність споживана ПП від джерела живлення.

Перевагою цих показників є їх явний фізичний зміст, що дозволяє встановити зв'язок між інформаційними й енергетичними параметрами. Однак вони не враховують такий важливий його параметр, як вартість ПП. Крім того, ці показники є ненормованими величинами, що утрудняє їхнє використання для різнотипних пристроїв.

З огляду на переваги й недоліки розглянутих критеріїв, а також вимоги, висунуті до критеріїв ефективності інформаційних систем у роботах [1, 2, 5, 12], сформулюємо вимоги до критерію оцінки ефективності ПП. Критерій повинен відповідати таким основним вимогам [13]:

- відображати основне призначення пристрою, виходячи з мети проектування або оптимізації;
- виражатися в числовій формі;
- мати цілком певні й обґрунтовані границі;
- мати ясний фізичний зміст;
- мати порівняльну простоту й наочність;

- забезпечувати можливість порівняння різних варіантів (наприклад, бути нормованим);
- враховувати основні параметри, що визначають призначення і якість роботи ІІ;
- забезпечувати можливість рішення деякого завдання оптимізації;
- забезпечувати можливість врахування індивідуальних вимог (наприклад, шляхом завдання вагових коефіцієнтів);
- забезпечувати можливість прогнозування шляхів підвищення ефективності ІІ,

Виходячи із зазначених вимог, виникають такі основні завдання по створенню критерію ефективності ІІ:

- розробка узагальненої математичної моделі ефективності;
- обґрунтування основних параметрів;
- обґрунтування параметрів потенційного ІІ.

Рішенням цих завдань присвячені наступні підрозділи цього розділу.

9.2. Узагальнена математична модель ефективності ІІ

Ефективність ІІ характеризує його здатність забезпечити задану кількість інформації з найменшими витратами часу, смуги частот, енергії, витратами на проектування, виготовлення, обслуговування тощо.

Кількісно ефективність системи або пристрою характеризується коефіцієнтом ефективності, рівним [14]

$$K_e = \frac{\text{Максимум ефекту}}{\text{Мінімум затрат}}$$

Основним параметром, що характеризує позитивний ефект інформаційної системи або пристрою, є кількість забезпечуваної нею інформації. Безліч інших параметрів і їхня важність, визначаються залежно від виду й призначення інформаційного пристрою.

Інформаційні системи й пристрої відповідно до вимог до техніко-економічних параметрів діляться на три основні групи [15]: космічні, військові й авіаційні; промислові; побутові.

Найбільш жорсткі вимоги висуваються до пристроїв і систем першої групи, для якої характерні такі основні показники: надійність, швидкість обробки інформації, маса, габаритні розміри, споживана енергія, ефективність виробництва та експлуатації, ціна.

Для інформаційних систем цієї групи мінімальні витрати прийнято оцінювати узагальноною вартістю C виробництва й експлуатації системи. У цьому випадку ефективність системи оцінюється коефіцієнтом [1].

$$K_{\text{еп1}} = \frac{I}{C}. \quad (9.4)$$

Використовуючи коефіцієнт ефективності потенційної системи у вигляді

$$K_{\text{ен1}} = \frac{I_{\text{max}}}{C_{\text{min}}} \quad (9.5)$$

після ділення (9.4) на (9.5), одержуємо узагальнений статистичний критерій ефективності І. В. Кузьміна [1]

$$E = \frac{K_{\text{еп1}}}{K_{\text{ен1}}} = \frac{IC_{\text{min}}}{CI_{\text{max}}}. \quad (9.6)$$

Відношення $\frac{I}{I_{\text{max}}} = \eta_I$ відповідає інформаційному ККД процесу одержання інформації, а відношення $\frac{C_{\text{min}}}{C} = \eta_C$ визначаємо як економічний ККД процесу одержання інформації. У цьому випадку, відношення (9.6) запишемо у вигляді $E = \eta_E \eta_C$. Якщо при оцінці ефективності ПП розглядати як максимальний ефект величину $\frac{I}{C}$, а як мінімум витрат – витрати енергії ϵ джерела живлення й сигналу для одержання необхідної кількості інформації, виключивши їх з узагальноної вартості C , тоді ефективність ПП характеризується коефіцієнтом $K_{\text{еп2}} = I / C\epsilon$.

Вводячи аналогічне відношення для коефіцієнта ефективності потенційного ПП у вигляді $K_{\text{ен2}} = \frac{I_{\text{max}}}{C_{\text{min}} \cdot \epsilon_{\text{min}}}$, беручи відношення $\frac{K_{\text{еп2}}}{K_{\text{ен2}}}$, одержуємо узагальнений критерій ефективності ПП

$$E = \frac{IC_{\min} \varepsilon_{\min}}{I_{\max} C\varepsilon} \quad (9.7)$$

Позначаючи $\frac{\varepsilon_{\min}}{\varepsilon} = \eta_{\varepsilon}$ як повний енергетичний ККД процесу одержання інформації, відношення (9.7) запишемо у вигляді $E = \eta_I \eta_C \eta_{\varepsilon}$.

У загальному випадку, розглядаючи величину $\frac{I}{\prod_{i=2}^{n-1} b_i}$ як максимум ефекту, а b_n – тий параметр ПП, як величину, що характеризує мінімум витрат, коефіцієнт ефективності реального ПП визначаємо відношенням

$$K_{ep} = \frac{I}{b_n \prod_{i=2}^{n-1} b_i} \quad (9.8)$$

Відповідний коефіцієнт ефективності потенційного ПП запишемо у вигляді

$$K_{cn} = \frac{I_{\max}}{b_{n \min} \prod_{i=2}^{n-1} b_{i \min}} \quad (9.9)$$

Після ділення (9.8) на (9.9), знаходимо

$$E = \frac{I b_{n \min} \prod_{i=2}^{n-1} b_{i \min}}{I_{\max} b_n \prod_{i=2}^{n-1} b_i} \quad (9.10)$$

Позначаючи $\frac{b_{i \min}}{b_i}$ як ККД процесу одержання інформації за параметром b_i , відношення (9.10) приймає вигляд $E = \eta_I \prod_{i=2}^n \eta_i$ або

$$E = \prod_{i=2}^n \eta_i \quad (9.11)$$

У критерії (9.11), якщо правильно розраховані (обрані або задані) параметри $b_{i \min}$ потенційного ІІ, виконуються нерівності:

$$b_i \geq b_{i \min}, \quad 0 \leq \eta_i \leq 1, \quad 0 \leq E \leq 1$$

З урахуванням цих нерівностей з (9.11) випливає $E < \eta_{i \min}$, тобто спостерігається пріоритетний вплив мінімального параметра b_i на величину критерію ефективності системи. Крім того, збільшення числа n параметрів, які мають $\eta_i < 1$, обов'язково веде до зниження критерію ефективності E , хоча сама ефективність ІІ залишається незмінною. Щоб зменшити вплив мінімального значення η_i й числа параметрів на величину критерію ефективності E , визначаємо узагальнений критерій ефективності як середнє геометричне від значень інформаційного ККД і ККД одержання інформації з b_i параметрів:

$$E = \left(\prod_{i=1}^n \eta_i \right)^{\frac{1}{n}}$$

При проектуванні ІІ, в залежності від розв'язуваних ними завдань, вибирається (або задається) не тільки число й найменування параметрів b_i , які необхідно врахувати, але й визначається їх пріоритет (вага) над іншими параметрами. Із цією метою у формулу для коефіцієнта ефективності вводимо параметр a_i , що змінює ККД одержання інформації η_i , по параметру b_i , й одержуємо остаточний вигляд узагальненого критерію ефективності ІІ [16]

$$E = \left(\prod_{i=1}^n \eta_i^{a_i} \right)^{\frac{1}{n}}, \quad (9.12)$$

де $1 \leq a_i < \infty$.

Таким чином, для розрахунку ефективності інформаційного пристрою потрібно визначити інформаційний ККД η_i , ККД η_i одержання інформації з параметра b_i й пріоритетні коефіцієнти a_i .

9.3. Визначення потенційних параметрів інформаційного пристрою

Обчислення значень η_i пов'язано з визначенням потенційних параметрів потенційного інформаційного пристрою b_{in} . У дослідженнях, присвячених аналізу ефективності інформаційних систем і пристроїв, ці параметри неправомірно не розглядаються детально, хоча від їхньої величини залежить точність математичної моделі ефективності ІІ.

Як показав аналіз, існує неоднозначність у визначенні параметрів потенційної системи, що обумовлено відсутністю в аналізованих роботах визначення потенційної інформаційної системи. Таке визначення стосовно автоматичних систем контролю й керування дано І. В. Кузьміним [14].

Потенційна інформаційна система визначається як ідеальна система, яка забезпечує одержання максимально можливої кількості інформації при мінімумі витрат. Вона є також ідеальною в сенсі простоти, тому що в ній не передбачено резервування, доробок для одержання потрібної швидкодії, обсягу, ваги й т.п, тому що ці параметри також є ідеальними. Аналогічне визначення використаємо для характеристики ІІ.

Вибір параметрів потенційного ІІ може бути зроблений [17]:

- на підставі аналітичного розрахунку, виходячи із законів існування матеріального світу;
- на підставі статистичного прогнозу розвитку техніки;
- на підставі сучасних досягнень техніки.

Перший спосіб забезпечує максимальну вірогідність результатів і дозволяє встановити аналітичний зв'язок між різними параметрами ІІ. Його застосування обмежене можливістю встановлення строгої аналітичної залежності між параметрами ІІ й основними закономірностями й константами матеріального світу.

Застосування другого способу дозволяє врахувати соціальні аспекти розвитку техніки, але у випадку нелінійної зміни параметра b_i в часі або обмеженій кількості статистичних даних приводить до великої погрішності розрахунку.

Менш точним, але більш простим є третій спосіб визначення параметрів b_{in} потенційного ІІ. Він полягає у виборі параметра b_{in} рівним максимально (мінімально) - досяжному параметру b_i в даному вигляді ІІ на даний період часу. Але при цьому можлива істотна помилка, пов'язана з порушенням закономірностей матеріального світу.

Тому для визначення параметрів потенційного ІІ вибираємо перший спосіб, а як основні параметри використаємо: кількість інформації I , одержуваної на виході ІІ; узагальнену вартість пристрою C , кількість енергії ϵ та час t , затрачуваний на одержання необхідної кількості інформації I . Як показав подальший аналіз, уведені параметри є інтегральними, тому що вони однозначно визначаються через основні робочі параметри розглянутого класу ІІІ.

Відповідно до цих параметрів опишемо інформаційний пристрій відповідними ККД: інформаційним – η_i , економічним – η_c , повним енергетичним – η_e динамічним – η_t .

9.4. Визначення інформаційного ККД

На підставі робіт, виконаних в 1951-1956 р.р. Л. Бріллюеном [8], ним було доведено, що “інформація може бути отримана лише в результаті витрат енергії ...”. Застосовуючи цей висновок Бріллюена й уведемо ним поняття ентропії як фізичного ступеня визначеності будь-якої вимірюваної величини, що є кінцевою й визначається або її власною дискретністю, або флуктуацією, обумовленою принциповою дискретністю речовини й енергії, Л. В. Новицьким отримані вирази для інформаційної здатності вхідного сигналу $N_{ш}$ й для максимальної кількості інформації $I_{ш}$, що може містити в собі такий сигнал, при врахуванні тільки термодинамічної погрішності $v_{ш}$ об'єкта інформації, властивої матеріальній сутності цього об'єкта [7].

$$N_{ш} = \frac{\ln D}{2v_{ш}\sqrt{D}}, \quad (9.13)$$

$$I_{ш} = \lg N_{ш}, \quad (9.14)$$

де D – діапазон зміни вхідної величини;

$v_{ш}$ – коефіцієнт, що характеризує початкову визначеність – негентропію будь-якої фізичної вимірюваної величини при певній температурі, відмінної від абсолютного нуля;

$$v_{ш} = \sqrt{\frac{\epsilon_{ш}}{\epsilon_{вк}}}, \quad (9.15)$$

де $\epsilon_{ш}$ – шумова енергія об'єкта інформації;

$\epsilon_{\text{вх}}$ – енергія, споживана вимірвальним пристроєм від об'єкта інформації.

У цій же роботі було показано, що якщо вимірвальний пристрій має власну похибку v , то його інформаційна спроможність і кількість інформації (N, I), одержуваної на виході цього пристрою, будуть рівні

$$N = \frac{\ln D}{2v\sqrt{D}}, \quad I = \lg N. \quad (9.16)$$

Застосовуючи розглянуті положення до ПП можна вважати, що інформаційна спроможність і кількість інформації на виході будь-якого ідеального ПП, при фіксованому діапазоні зміни інформаційного параметра, не може перевищувати величин, описуваних формулами (9.13) і (9.14), тому що вони не залежать від властивостей пристрою, а визначаються тільки властивостями матеріального об'єкта, і їх можна розглядати як параметри потенційного ПП.

У цьому випадку інформаційний ККД процесу одержання інформації буде дорівнювати

$$\eta_I = \frac{I}{I_{\text{ш}}}. \quad (9.17)$$

З огляду на, що втрата інформації в ПП дорівнює

$$\Delta I = I_{\text{ш}} - I = \lg \left(\frac{v}{v_{\text{ш}}} \right), \quad (9.18)$$

вираз (9.1) запишемо у вигляді

$$\eta_I = \frac{(I_{\text{ш}} - \Delta I)}{I_{\text{ш}}} = 1 - \frac{\Delta I}{I_{\text{ш}}}. \quad (9.19)$$

Підставляючи формули (9.14) і (9.18) в (9.19) визначаємо інформаційний ККД η_I через параметри потенційного й реального УПП.

$$\eta_I = \frac{1 - \lg \left(\frac{v}{v_{\text{ш}}} \right)}{\lg N_{\text{ш}}}. \quad (9.20)$$

Якби в ПП не втрачалася інформація ($\Delta I = 0$), тоді $v = v_{\text{ш}}$ й $\eta_i = 1$. У реальному пристрої завжди є внутрішня перешкода у вигляді шумів активних і пасивних компонентів, тимчасової нестабільності параметрів компонентів і т.д. [18]. Ураховувавши, що захист проти детермінованих перешкод не викликає утруднень, розглянемо вплив випадкових перешкод. Основною внутрішньою випадковою перешкодою ПП є флукуаційна перешкода, обумовлена шумами активних приладів і дисипативними втратами сигналу в пристрої.

При надходженні на вхід ПП сигналу потужністю $P_{\text{вх}}$, з урахуванням впливу перешкоди, він перетвориться з відносною середньоквадратичною погрішністю рівної

$$v = \sqrt{\frac{P_{\text{ш вх}}}{P_{\text{вх}}}}, \quad (9.21)$$

де $P_{\text{ш вх}}$ – потужність шумів ПП, наведена до входу.

Тоді корисно використовувана частина енергії від джерела інформації визначається виразом

$$\epsilon_{\text{корисн}} = \frac{\epsilon_{\text{ш}}}{v^2} = \frac{P_{\text{ш}} t_{\text{вх}}}{v^2} \quad (9.22)$$

а відношення

$$\eta_{\text{евх}} = \frac{\epsilon_{\text{корисн}}}{\epsilon_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{ш вх}}}, \quad (9.23)$$

де $t_{\text{вх}}$ – тривалість часу надходження інформації.

З огляду на те, що потужність шумів, наведена до входу ПП рівна [19]

$$P_{\text{ш вх}} = 4kT^0 F_{\text{ш}} \Delta f, \quad (9.24)$$

де $F_{\text{ш}}$ й Δf – коефіцієнт шуму й смуга пропускання ПП, одержуємо відношення для енергетичного ККД перетворення інформації на вході ПП

$$\eta_{\text{евх}} = \frac{P_{\text{ш}}}{4kT^0 F_{\text{ш}} \Delta f}. \quad (9.25)$$

З врахуванням (9.15) і (9.21) вираз (9.23) набуває вигляд [7]

$$\eta_{\text{евх}} = \left(\frac{v_{\text{ш}}}{v} \right)^2. \quad (9.26)$$

Підставляючи (9.26) в (9.20), знаходимо аналітичну залежність між інформаційним η_I і енергетичним $\eta_{\text{евх}}$ ККД процесу перетворення інформації

$$\eta_I = 1 + \frac{0,5 \lg \eta_{\text{евх}}}{\lg N_{\text{ш}}} \quad (9.27)$$

Підставляючи в (9.27) формулу (9.23) з врахуванням (9.24) знаходимо інформаційний ККД ПП, виражений через його малосигнальні параметри [20]

$$\eta_I = 1 + 0,5 \frac{\lg(P_{\text{ш}} / 4kT^0 F_{\text{ш}} \Delta f)}{\lg N_{\text{ш}}}. \quad (9.28)$$

Вираз (9.28) справедливий для амплітудно-модульованого (АМ) вхідного сигналу. У випадку тимчасової (ТМ) або частотної модуляції вхідного сигналу, потенційні характеристики ПП, обумовлені формулами (9.13 – 9.15), змінюються й визначаються за допомогою таблиці інваріантів [7].

Вхідний у виразі (9.20) коефіцієнт $N_{\text{ш}}$, що визначає інформаційну спроможність потенційного ПП, є функцією коефіцієнта D , що характеризує діапазон зміни вхідного сигналу. Оптимальне значення цього коефіцієнта $D_{\text{орт}}$, що відповідає максимуму інформаційної спроможності сигналу $N_{\text{шmax}}$, для випадку адитивної погрішності й гіперболічного закону розподілу щільності різних значень вхідного сигналу по всьому діапазону його зміни дорівнює $D_{\text{орт}} = e^2 = 7,4$.

Іншою важливою величиною, що визначає інформаційну спроможність потенційного ПП, є шумова енергія $\epsilon_{\text{ш}}$, що залежить від абсолютної температури. При значенні температури $T^0 = 293^0\text{К}$ значення цієї енергії дорівнює $\epsilon_{\text{ш}}(T^0) = 3,5 \cdot 10^{-20}$ Дж.

З урахуванням виразів (9.15) і (9.26) інформаційний ККД (9.20) можна представити у вигляді

$$\eta_1 = 1 + 0.5 \frac{\lg(\epsilon_{\text{ш}} / \gamma)}{\lg N_{\text{ш}}}$$

Враховуємо динамічні властивості вхідного ланцюга ПП, які характеризує час $t_{\text{вк}}$ перетворення інформації на його вході, де $\gamma = v^2 P_{\text{вк}} t_{\text{вк}}$.

Величина $\gamma = \frac{\epsilon_{\text{ш}}}{\eta_{\text{евк}}}$ характеризує енергетичний поріг чутливості ПП й уведена в роботі [7].

З огляду на те, що $\lg N_{\text{ш}} > 1$, для реального ПП справедлива нерівність $\eta_1 < 1$.

На рис. 9.1 показані розрахункові, з використанням виразу (9.27) і таблиці інваріантів, залежності інформаційного ККД η_1 інформаційного пристрою від логарифма енергетичного ККД прийому інформації $\eta_{\epsilon_{\text{вк}}}$ при постійному діапазоні D зміни вхідного сигналу й різних видів модуляції сигналу. Лінійний характер цих залежностей дозволяє використати величину $\lg \eta_{\epsilon_{\text{вк}}} = \lg(\epsilon_{\text{ш}} / \gamma)$ для оптимізації інформаційних пристроїв.

Із графіків випливає, що інформаційні ККД ПП, призначених для роботи з ЧМ сигналом, значно перевищують значення цього ККД для пристроїв, призначених для роботи із ЧМ і АМ сигналами. Причому ця відмінність тим більша, чим менше значення енергетичного ККД $\eta_{\epsilon_{\text{вк}}}$.

Таким чином, використання енергетичної концепції одержання інформації дозволяє зв'язати аналітичною залежністю через інформаційний ККД η_1 ПП його основні малосигнальні параметри: похибка перетворення v , швидкодію прийому інформації $t_{\text{вк}}$, рівень насичення $P_{\text{вкН}}$, коефіцієнт шуму $F_{\text{ш}}$, величину смуги пропускання Δf , енергетичний ККД прийому інформації $\eta_{\epsilon_{\text{вк}}}$, енергетичний поріг чутливості γ , динамічний діапазон D .

Крім того, використання негентропійного принципу інформації Брілюєна дозволяє встановити зв'язок між інформаційних ККД ПП, що використовують сигнали з різними видами модуляції та показати, що граничні інформаційні параметри ПП кінцеві при певній температурі й обмежені величиною шумової енергії $\epsilon_{\text{ш}}$.

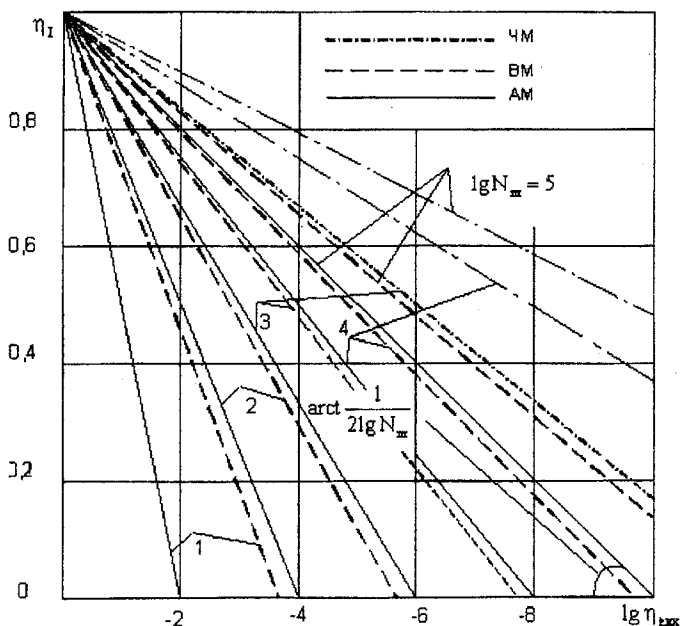


Рис. 9.1. Залежності інформаційного ККД η_I інформаційного пристрою від енергетичного ККД прийому інформації $\eta_{\epsilon_{\text{вх}}}$

9.5. Визначення повного енергетичного ККД

При виведенні інформаційного ККД ПІ показано, що його величина залежить від енергетичного ККД $\eta_{\epsilon_{\text{вх}}}$ прийому інформації. Але крім втрат енергії на вході, існують ще втрати енергії пов'язані із трансляцією інформації із входу ПІ на його вихід – втрати трансляції. У пасивних ПІ вони визначаються дисипативними втратами сигналу, а в активних пристроях ледве існують втрати енергії джерела живлення $\epsilon_{\text{живл}}$. Врахування всіх цих втрат можливе шляхом введення повного енергетичного ККД η_{ϵ} ПІ.

Повним енергетичним ККД η_{ϵ} ПІ назвемо відношення енергії ξ_p , затрачуваної на прийом і трансляцію заданої кількості інформації в потенційному пристрої до аналогічних витрат енергії ξ_p в реальному пристрої

$$\eta_{\xi} = \xi_{\pi} / \xi_p. \quad (9.29)$$

З огляду на те, що в потенційному пристрої відсутні дисипативні втрати при проходженні сигналу із входу на вихід і його робота не вимагає енергії $\xi_{\text{живл.}}$ джерела живлення, втрати енергії в ньому зв'язані тільки із втратою при прийманні інформації, тобто

$$\xi_{\pi} = \xi_{\pi \text{ вх}} - \xi_{\pi \text{ вих}} = \xi_{\pi \text{ вх}} (1 - \eta_{\xi \text{ вх}}).$$

Якщо енергетичний ККД ПП $\eta_{\xi \text{ вх}} = 1$, тоді $\xi_{\pi} = 0$, тобто втрати енергії в потенційному ПП відсутні. Однак, відповідно до інформаційної теорії Бріллюена, інформація не може бути отримана без витрати енергії [8]. Отже й у потенційному ПП $\eta_{\xi \text{ вх}} < 1$, а $\xi_{\pi} < 0$.

Величина енергетичних витрат у потенційному ПП визначається енергією $\xi_{\pi \text{ вх}}$, затраченою на його вході при прийманні заданої кількості інформації I_{π} .

Приймаючи для потенційного ПП: $D = D_{\text{орт}}$, $\xi_{\pi} = 3.5 * 10^{-20}$ Дж, на підставі (9.16) знаходимо

$$\xi_{\pi} = \xi_{\pi \text{ вх}} = 10^{2(I_{\pi} - 9.3)}. \quad (9.30)$$

У реальному ПП можуть існувати втрати енергії як сигналу $\Delta \xi = \xi_{\text{вх}} - \xi_{\text{вих}}$, так і джерела живлення $\xi_{\text{живл.}}$. Тому сумарна втрата енергії в реальному ПП визначається виразом

$$\xi_p = \xi_{\text{вх}} - \xi_{\text{вих}} + \xi_{\text{живл.}}, \quad (9.31)$$

де $\xi_{\text{вих}}$ – енергія сигналу на виході ПП.

Підставляючи (9.30) і (9.31) в (9.29), знаходимо

$$\eta_p = \frac{10^{2(I_{\pi} - 9.3)}}{(\xi_{\text{вх}} + \xi_{\text{вих}} + \xi_{\text{живл.}})}. \quad (9.32)$$

Позначаючи $\frac{\xi_{\text{вх}}}{\xi_{\text{живл.}}} = \eta_{\text{вх}}$, $\frac{\xi_{\text{вих}}}{\xi_{\text{живл.}}} = \eta_{\text{вих}}$, де $\eta_{\text{вх}}$, $\eta_{\text{вих}}$ – електронні ККД ПП, і з огляду на те, що для сучасних активних ПП $\eta_{\text{вх}} \ll \eta_{\text{вих}}$, вираз (9.32) перетворимо до вигляду

$$\eta_{\xi} = \frac{10^{2(I_n - 9,3)}}{\xi_{\text{живл}}(1 - \eta_{\text{вих}})} \quad (9.33)$$

Аналізуючи (9.33) одержуємо, що найбільшим повним енергетичним ККД володіють ІП, що мають мале споживання енергії від джерела живлення й більше значення електронного ККД. Як видно з табл. 9.1, цим вимогам відповідає ІП на базі негатронів, що використовують інжекційно-пролітний й пролітний ефект.

З огляду на те, що $\xi_n \leq (\xi_{\text{вх}} - \xi_{\text{вих}})$, отже $\xi_p > \xi_n$, на підставі (9.29) одержуємо $\eta_{\xi} < 1$.

Перевагою виразу (9.33) для повного енергетичного ККД ІП є те, що в його основі лежить енергетичний параметр ξ_n потенційного ІП, отриманий з тих же інформаційно-енергетичних принципів теорії інформації, що й інформаційний ККД η_i .

9.6. Економічний ККД

Інформаційний η_i і повний енергетичний η_e ККД визначають технічну ефективність ІП. Економічну ефективність ІП характеризує економічний ККД η_c , що знаходиться у вигляді відношення узагальнених вартостей потенційного C_n і реального C_p ІП:

$$\eta_c = C_n / C_p \quad (9.30)$$

Під узагальненою вартістю розуміють сумарні витрати на процес одержання на виході ІП заданої кількості інформації, виражені в грошових одиницях. У загальному випадку вона повинна враховувати як капітальні витрати на проектування, виготовлення й установку пристрою в систему, так і поточні витрати на експлуатацію, технічне обслуговування, прибуток, компенсацію збитків через несправність і т.д. Аналіз і розробка методів оцінки узагальненої вартості різних реальних інформаційних систем, блоків і пристроїв проведені в [10, 21–23]. Оскільки ІП по числу компонентів і функціональних зв'язків, а також по пропонуваніх вимогах значно простіше інформаційних систем, розрахунок їхньої узагальненої вартості C_p не становить особливих труднощів. У сьогоденні відомі інженерні методи її розрахунку з погрішністю порядку 10 %. Другий складовий, що характеризує економічний ККД η_c , є узагальнена вартість C_c потенційного ІП. Виходячи з визначення, для потенційного ІП капітальні витрати на розробку, виготовлення, установку пристроїв у систему, витрати на обслуговуван-

ня дорівнюють нулю. Єдина стаття витрат, що для потенційного ПП не може бути прирівняна до нуля, – це витрати, пов'язані з втратами енергії ε_{Π} при прийомі заданої кількості інформації. Значення цієї енергії знаходиться з (9.30). Множачи (9.30) на коефіцієнт питомої вартості енергії C_{ε} , визначаємо узагальнену вартість потенційного ПП:

$$C_{\Pi} = C_{\varepsilon} \cdot 10^{2(\Pi - 9,3)} \quad (9.31)$$

Оскільки в реальному ПП завжди існує втрата енергії на трансляцію сигналу, витрачаються засоби на його виготовлення, профілактику, ремонт і т.ін., повинні виконуватися нерівності такого виду: $C_{\Pi} < C_{\text{р}}$, $\eta_c < 1$. Таким чином, (9.31) описує потенційні можливості вдосконалення, експлуатації та технології виготовлення ПП.

9.7. Динамічний ККД

Швидкодія ПП характеризується його динамічним ККД, рівним відношенню часів одержання необхідної кількості інформації на виході потенційного t_{Π} і реального $t_{\text{р}}$ ПП:

$$\eta_t = t_{\Pi} / t_{\text{р}} \quad (9.32)$$

Час одержання інформації t дорівнює сумі часів перетворення інформації на вході ПП $t_{\text{вх}}$ і трансляції її $t_{\text{тр}}$ із входу на вихід: $t = t_{\text{вх}} + t_{\text{тр}}$. Час t визначається потужністю сигналу $P_{\text{вх}}$ і енергією $\varepsilon_{\text{вх}}$, що повинна надходити на вхід ПП для одержання заданої кількості інформації I . З огляду на те, що реальний і потенційний ПП повинен забезпечувати різні необхідні кількості інформації, а також вважаючи, що потужність сигналу не може перевищувати потужність насичення реального ПП, знаходимо, що для потенційного ПП $t_{\text{п вх}} = \varepsilon_{\text{п вх}} / P_{\text{вх н}}$, для реального ПП – $t_{\text{р вх}} = \varepsilon_{\text{п вх}} / P_{\text{вх н}}$.

У потенційних ПП відсутня втрата часу на трансляцію сигналу, а в реальному ПП вона дорівнює крутизні фазочастотної характеристики: $t_{\text{тр}} = d\varphi/d\omega$ (φ – аргумент коефіцієнта передачі ПП).

З врахуванням (9.32) і проведеного аналізу визначаємо динамічний ККД ПП

$$\eta_t = \frac{\varepsilon_{\text{п вх}} \cdot \eta_{\varepsilon_{\text{вх}}}}{\eta_{\varepsilon_{\text{вх}}} + P_{\text{вх н}} \cdot \eta_{\varepsilon_{\text{вх}}} \cdot (d\varphi/d\omega)} \quad (9.33)$$

Як видно з (9.33), динамічний ККД збільшується пропорційно енергетичному ККД $\eta_{\epsilon_{\text{вх}}}$ прийому інформації. Отже, за інших рівних умов великою швидкістю володіють ПІ, призначені для роботи з ЧМ-сигналом, причому для реального ПІ: $\eta_{\epsilon_{\text{вх}}} < 1$, $t_{\text{гр}} \neq 0$, $\eta_i < 1$.

Таким чином, використовуючи для характеристики ПІ його основні параметри I , C , ϵ , t , що володіють строгим аналітичним визначенням як для реального, так і для потенційного ПІ, маємо $\eta_i < 1$, $\eta_e < 1$, $\eta_c < 1$, $\eta_t < 1$ і $\mathcal{E} < 1$. Одержання значень $\mathcal{E} \geq 1$ вказує на помилковий характер виконаних розрахунків.

9.8. Шляхи підвищення ефективності інформаційних пристроїв на основі негатронів

Розроблена математична модель дозволяє оцінити ефективність реальних ПІ [21, 25]. Застосовуючи усереднені параметри сучасних ПІ на основі негатронів (а також аналітичні співвідношення (9.27), (9.32), (9.30), (9.33), для ККД одержання інформації (9.12) визначимо ефективність ПІ, виготовлених з врахуванням різних фізичних ефектів. У розрахунках прийняте $f=1$ ГГц, $\Delta F = 1$ МГц, $C\epsilon = 0,28 \cdot 10^{-9}$ ум. руб. / Дж.

Найбільшу ефективність мають ПІ, що базуються на інжекційно-пролітному ($\mathcal{E}=10^{-10}$) і пролітному ($\mathcal{E}=10^{-11}$) ефектах (табл.9.1). Близькі до них значення ефективності мають ПІ на основі тунельного ефекту. Гіршу ефективність (на 2–4 порядки) мають ПІ, що використовують лавинно-пролітний ефект і ефект Ганна.

Як показали результати розрахунків, що визначають параметром, що впливає на ефективність ПІ, є ККД прийому інформації $\eta_{\epsilon_{\text{вх}}}$, що максимальний (10^{-6}) для ПІ, що базуються на тунельному, інжекційно-пролітному і пролітному ефектах. Значне зниження ефективності ПІ на основі лавинно-пролітного ефекту й ефекту Ганна отримане в результаті низьких значень ККД прийому інформації ($\eta_{\epsilon_{\text{вх}}} = 10^{-7} - 10^{-8}$) і повного енергетичного ККД ($\eta_{\epsilon_{\text{вх}}} = 10^{-16}$), обумовленого великим споживанням енергії джерела живлення.

Таблиця 9.1

Оцінка ефективності інформаційних пристроїв на основі негатронів,
що використовують різні фізичні ефекти

Фізичний ефект у негатроні	$\eta_{\text{вх}}$	η	$\eta_{\text{е}}$	$\eta_{\text{с}}$	$\eta_{\text{т}}$	ε
Тунельний	10^{-6}	0,09	10^{-13}	10^{-26}	10^{-5}	10^{-12}
Ганна	10^{-7}	0,13	10^{-16}	10^{-25}	10^{-6}	10^{-14}
Лавинно-пролітний	10^{-8}	0,20	10^{-16}	10^{-23}	10^{-8}	10^{-14}
Інжекційно-пролітний	10^{-6}	0,25	10^{-12}	10^{-23}	10^{-5}	10^{-10}
Пролітний	10^{-6}	0,25	10^{-13}	10^{-24}	10^{-5}	10^{-11}

Звертає на себе увагу той факт, що сучасні ІП мають високі значення інформаційного ККД (0,1–0,3 для АМ-сигнала і 0,6–0,8 для ЧМ-сигнала) і значно більш низькі значення ККД одержання інформації з інших параметрів, причому особливо низькі значення економічного ККД ($\eta_{\text{с}} = 10^{-23} - 10^{-26}$) і повного енергетичного ККД ($\eta_{\text{е}} = 10^{-12} - 10^{-16}$). Малі значення економічного ККД обумовлені насамперед великою собівартістю і низькою надійністю пристроїв. У процесі розрахунків враховувалася вартість реального ІП, виготовленого у вигляді гібридної мікросхеми. Отже, підвищення економічного ККД досягне за рахунок використання фізичних ефектів і розробки ІП, що забезпечують їхню реалізацію у вигляді напівпровідникової мікросхеми. Оскільки інформаційна здатність сигналу збільшується з підвищенням частоти, найбільш перспективні ІП, придатні для реалізації у вигляді напівпровідникової мікросхеми НВЧ-діапазона. З урахуванням найближчих перспектив розвитку технологічної бази цим вимогам відповідають ІП, що застосовують напівпровідникові структури з затвором Шоттки і такі, що базуються на пролітному ефекті й ефекті Ганна. Значні потенційні можливості підвищення ефективності ІП закладені також у збільшенні повного енергетичного ККД, наприклад, за рахунок створення ІП, що працюють у мікрорежимі чи використовують нові фізичні ефекти (пролітний, ефект Джозефсона і т.д.).

Перелік літератури до розділу 9

1. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизации АСКУ. – М.: Сов. радио, 1971. – 296 с.
2. Чумаков Н.М., Серебряный Е.И. Оценка эффективности сложных технических устройств. – М.: Сов. радио, 1980. – 191 с.
3. Юрлов Ф.Ф. Сопоставимость радиоэлектронных систем на основе теории множеств. – Радиотехника, 1981. – Т.38, №2. – С. 19–21.
4. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств. – М.: Сов. радио, 1975. – 367 с.
5. Юрлов Ф.Ф. Техничко-экономическая эффективность сложных радиоэлектронных систем. – М.: Сов. радио, 1960. – 280 с.
6. Чумаков Н.М. Общие вопросы оптимизации автоматических систем летательных аппаратов. / Труды научн.-техн. конф. КВИАВУ. – К.: 1968, С. 12–18.
7. Новицкий П.В. Основы информационной теории измерительных устройств. – Л.: Энергия. Ленингр. отд., 1968. – 248 с.
8. Бриллиээн Л. Наука и теория информации. – М.: Физматгиз, 1960. – 392 с.
9. Рабинович В.И., Цапенко М.П. Информационные характеристики средств измерения и контроля. – М.: Энергия, 1968. – 94 с.
10. Моисеев В.С. Об одном классе системных критериев эффективности аналого-цифровых преобразователей. // Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение, 1971, Т.20, №6. – С.62–65.
11. Алексеенко А.Г., Коломбет Е.А. Оценка технического уровня и перспектив совершенствования аналого-цифровых элементных средств по информационно-энергетическим показателям. – Микроэлектроника и полупроводниковые приборы / Под. ред. А.А. Васенкова и Я. А. Федотова. – М.: Сов. радио, 1980. – Вып. 5. – С.3–17.
12. Шарейко Л.А. Проблема эффективности вычислительных сетей и пути ее решения. – М.: АН СССР. Научный совет по комплексной проблеме "Кибернетика", 1981. – 71 с.
13. Филинюк Н.А., Ле Туан Ту, Анфилов Р.А. Аналитические требования к критериям эффективности информационных устройств // Матеріали четвертої МНТК "Контроль і управління в технічних системах". – УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1997. – С.56–62.
14. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. – К.: Вища школа, 1977. – 280 с.
15. Кузьмин В.И. Проблемы теории систем связи. – М.: Знание, 1980. – 64 с.

16.Филинюк Н.А. Критерий эффективности информационных устройств преобразования и управления. – Изв. вузов СССР., Сер. Приборостроение. – 1984. – Т. 27, №3. – С. 253.

17.Ле Туан Ту, Филинюк Н.А. Анализ эффективности информационных устройств с учетом эффективности его компонентов // Труды международного симпозиума "Наука и предпринимательство". Винница-Львов, 1998. – С. 190–196.

18.Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Физматгиз, 1965. – 275 с.

19. Музыка З.Н. Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь, 1981. – 168 с.

20.Филинюк Н.А., Ле Туан Ту. Информационно-энергетический подход к оценке эффективности электронных устройств обработки информации // Труды 3-й МНТК "Контроль и управление в технических системах". – Винница, 1995. – С. 109-110.

21.Маклюков М.И. Инженерный синтез активных RC фильтров низких и инфранизких частот. – М.: Энергия, 1971. – 184 с.

22.Моделирование и оптимизация на ЭВМ радиоэлектронных устройств / З.М. Бенинсон. М.Р. Елистратов, Л.К. Ильин и др.; Под ред. З.М. Бенинсона. – М.: Радио и связь, 1981. – 272 с.

23.Филинюк М.А., Павлов С.М., Ле Туан Ту. Оцінка ефективності елементів керування на базі транзисторних узагальнених перетворювачів імітансу // Вісника ВПІ, 1998. – №4. – С. 85–90.

24.Филинюк М.А., Ле Туан Ту, Піддубник О.П. Критеріальна оцінка ефективності узагальнених перетворювачів імітансу // Вісник ВПІ, 1999. – №1. – С.85–90.



Міжнародний координаційний центр "Негатроніка"

Вінницький національний технічний університет
Кафедра проектування комп'ютерної та
телекомунікаційної апаратури
вул. Хмельницьке шосе, 95
м. Вінниця, 21021, Україна
E-mail: Filinyuk@vstu.vinnica.ua

ШАНОВНІ КОЛЕГИ

На базі Вінницького національного технічного університету з 1986 року працює міжнародний координаційний центр за напрямком "Негатроніка". Метою такого центру є об'єднання вчених, що займаються створенням і дослідженням RLC-негатронів та побудовою на їх основі електронних пристроїв різного призначення.

Основні напрямки роботи центру:

- організація конференцій, семінарів, симпозіумів, наукових шкіл;
- випуск тематичних наукових збірників;
- створення творчих колективів по підготовці до видання монографій і підручників, проведенню спільних наукових досліджень;
- створення інформаційного банку даних за тематикою центру (автори, публікації, заявки промисловості, проблеми);
- підготовка магістерських, кандидатських та докторських дисертацій.

Основні наукові напрямки:

- історія розвитку негатроніки;
- теорія і фізика RLC-негатронів (тунельні діоди, інжекційно-пролітні діоди, лавинно-пролітні діоди, тиристори, S-діоди, одноперехідні транзистори, лавинні транзистори, інжекційно-пролітні транзистори, конвертори та інвертори негативного опору тощо);
- теорія і практика створення електронних пристроїв на базі RLC-негатронів (активні НВЧ фільтри, генератори, підсилювачі, обмежувачі, багатостабільні схеми, частотні перетворювачі, вимірювальні перетворювачі, фазочастотні коректори й ін.).

Запрошуємо Вас взяти участь у діяльності координаційного центру.

**Керівник координаційного центру,
д.т.н., професор Філінюк М. А.**

P.S. Ознайомитися зі статтею "Краткий исторический обзор развития научного направления "Негатроника" можна в електронній бібліотеці на сайті Міжнародної громадської організації "Наука і техніка" (Інтернет-адреса: www.n-t.org/tp/in/nt.htm).



Філінюк Микола Антонович (нар. в 1945 р.), доктор технічних наук, професор, академік Академії інженерних наук України, завідувач кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури Вінницького національного технічного університету.

Автор понад 450 наукових робіт. Серед них 20 монографій, підручників і навчальних посібників, 70 авторських свідоцтв і патентів.

Наукове видання

Микола Антонович Філінюк

ОСНОВИ НЕГАТРОНІКИ

Том II

Прикладні аспекти негatronіки

Монографія

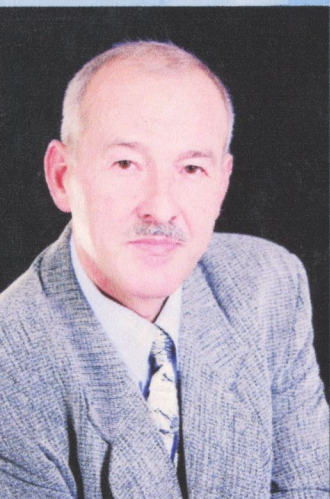
Редактор Т. Ягельська

Оригінал-макет підготовлено С. Швейкіною

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»
Свідоцтво Держкомінформу України
Серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114
Тел. (0432) 59-58-32

Підписано до друку 28.11.2006 р.
Формат 29,7x42¼ Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 17,67
Наклад 100 прим. Зам. № 2006-203

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
Серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95
ВНТУ, ГНК, к. 114
Тел. (0432) 59-81-59



Філінюк Микола Антонович (нар. в 1945 р. доктор технічних наук, професор, академік Академії інженерних наук України, завідувач кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури Вінницького національного технічного університету. Автор понад 450 наукових робіт. Серед них 20 монографій, підручників і навчальних посібників, 70 авторських свідоцтв і патентів.